

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ORTAM-TABANLI MODÜLASYONLU ÖZGÜN SİSTEM TASARIMLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İbrahim YILDIRIM

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Haziran 2019

ORTAM-TABANLI MODÜLASYONLU ÖZGÜN SİSTEM TASARIMLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İbrahim YILDIRIM
(504171314)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ
Eş Danışman: Doç. Dr. Ertuğrul BAŞAR

Haziran 2019

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504171314 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi İbrahim YILDIRIM, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "ORTAM-TABANLI MODÜLASYONLU ÖZGÜN SİSTEM TASARIMLARI" başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Doç. Dr. Ertuğrul BAŞAR**
Koç Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. H. Ümit AYGÖLÜ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ali Emre PUSANE
Boğaziçi Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Eylem ERDOĞAN
İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Teslim Tarihi : **3 Mayıs 2019**
Savunma Tarihi : **13 Haziran 2019**





Aileme,



ÖNSÖZ

Öncelikle tez çalışmam süresince bilgi, birikim ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen, kendileriyle çalıştığım ve her dakikasından keyif aldığım bu süreci oldukça anlamlı kılan kıymetli hocalarım Prof. Dr. İbrahim Altunbaş ve Doç. Dr. Ertuğrul Başar’a sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunuyorum. Lisans ve lisansüstü öğrenimim boyunca bilgi ve birikiminden bolca istifade etme fırsatı bulduğum değerli hocam Prof. Dr. Ümit Aygözü’ne içten teşekkürlerimi iletiyorum. Bilim ve mühendisliğin yanı sıra manevi olarak da bizlere kattığı değer ve kazandırdığı bakış açısı için rahmetli hocam Prof. Mustafa Karaman’a saygı, sevgi ve minnetlerimi sunuyorum.

Ayrıca, yüksek lisans eğitimim süresince birlikte çalışmaktan büyük keyif aldığım ve gelecekte bu alanda büyük işler başaracağına inandığım meslektaşım Ozan Alp Topal ile sevinciyle üzüntüsüyle birçok güzel anıyı paylaştığımız kıymetli dostlarım Enes Baş ve Ubeydullah Saka’ya teşekkürü bir borç biliyorum.

Tez çalışmalarım süresince sağlamış oldukları desteklerden ötürü TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı (BİDEB) ve İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) birimine de teşekkürlerimi iletiyorum.

Son olarak, bu süreçte ve yaşamımın her bir dakikasında destek ve varlıklarını yanımda hissettiğim anneme, babama ve kardeşlerime sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

Haziran 2019

İbrahim YILDIRIM
(Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatürde Yer Alan Çalışmalar.....	1
1.2 Tezin Kapsamı	4
2. TELSİZ İLETİŞİMDE TEMEL KAVRAMLAR.....	7
2.1 Telsiz İletişimde Kanal Modelleri	7
2.1.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal	7
2.1.2 Telsiz kanallarda sönümleme.....	9
2.1.3 Sönümlemeli kanalların istatistiksel modelleri	10
2.1.3.1 Rayleigh sönümlemeli kanal modeli	11
2.1.3.2 Rician sönümlemeli kanal modeli	11
2.2 Telsiz İletişimde Çeşitleme Teknikleri	12
2.2.1 Zaman çeşitlemesi	13
2.2.2 Frekans çeşitlemesi.....	13
2.2.3 Uzak çeşitlemesi.....	14
2.3 İndis Modülasyonu	14
2.3.1 Uzaysal modülasyon.....	15
2.3.2 Uzak kaydırmalı anahtarlama.....	17
2.3.3 Ortam-tabanlı modülasyon	18
2.3.3.1 Ortam-tabanlı modülasyonun avantajları.....	21
2.3.3.2 Yapılan çalışmalar.....	21
3. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ	23
3.1 Shannon'un Şifreleme Sistemi	24
3.2 Wyner'in Kanal Modeli	25
3.3 Telsiz Kanallarda Güvenli İletişim	27
3.4 Yüksek Güvenli Kanal Kapasitesi için Önerilen Yöntemler.....	28
3.4.1 Hüzme yönlendirme	28
3.4.2 Yapay gürültü.....	30
4. DİK KANAL MODÜLASYONU	33
4.1 Dik Kanal Modülasyonu-I (QCM-I) Şeması.....	33
4.2 Dik Kanal Modülasyonu-II (QCM-II) Şeması	35

4.3 Dik Kanal Modülasyonu-III (QCM-III) Şeması.....	36
4.4 Sistem Modeli.....	38
4.5 Teorik Bit Hata Oranı Analizi	38
4.6 Sayısal Sonuçlar	39
5. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ İÇİN ORTAM-TABANLI MOD- ÜLASYON	43
5.1 Ön Kodlamalı Güvenli Ortam-Tabanlı Modülasyon	43
5.1.1 MBM tabanlı sistem modeli	44
5.1.2 SM-MBM tabanlı sistem modeli	46
5.1.3 Ön kodlamalı MBM ve SM-MBM şemaları	47
5.1.4 Gizlilik ve hata başarımı.....	48
6. KESİRLİ BİT PROBLEMİ VE ALTIN AÇI MODÜLASYONLU ORTAM-TABANLI MODÜLASYON	51
6.1 Kesirli Bit Problemi.....	51
6.2 Altın Açı Modülasyonu	53
6.3 Altın Açı Modülasyonlu Ortam-Tabanlı Modülasyon.....	55
6.3.1 Sistem modeli ve teorik hata analizi.....	57
6.3.2 Benzetim sonuçları	58
7. SONUÇLAR.....	61
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ	67

KISALTMALAR

ABEP	: Average Bit Error Probability (Ortalama Bit Hata Olasılığı)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
CM	: Channel Modulation (Kanal Modülasyonu)
CPDF	: Conditional Probability Density Function (Koşullu Olasılık Dağılım İşlevi)
CSI	: Channel State Information (Kanal Durum Bilgisi)
GAM	: Golden Angle Modulation (Altın Açılı Modülasyonu)
GAM-MBM	: Media-Based Modulation with Golden Angle Modulation (Altın Açılı Modülasyonlu Ortam-Tabanlı Modülasyon)
GSM	: Generalized Spatial Modulation (Genelleştirilmiş Uzaysal Modülasyon)
I-CSI	: Imperfect-Channel State Information (Kusurlu Kanal Durum Bilgisi)
IM	: Index Modulation (İndis Modülasyonu)
MAP	: Mirror Activation Pattern (Anten Aktivasyon Örneği)
MBM	: Media-Based Modulation (Ortam-Tabanlı Modülasyon)
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
ML	: Maximum Likelihood (En Büyük Olabilirlikli)
OSI	: Open System Interconnection (Açık Sistemler Arası Bağlantı)
PDF	: Probability Density Function (Olasılık Dağılım İşlevi)
PEP	: Pairwise Error Probability (Çiftsel Hata Olasılığı)
PHY	: Physical (Fiziksel)
PSK	: Phase Shift Keying (Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
SSK	: Space Shift Keying (Uzay Kaydırmalı Anahtarlama)
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation (Dik Genlik Modülasyonu)
QCM	: Quadrature Channel Modulation (Dik Kanal Modülasyonu)
QSM	: Quadrature Spatial Modulation (Dik Uzaysal Modülasyon)
RA	: Reconfigurable Antenna (Ayarlanabilir Anten)
RF	: Radio Frequency (Radyo Frekansı)
SISO	: Single-Input Single-Output (Tek-Girişli Tek-Çıkışlı)
SIMO	: Single-Input Multiple Output (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı)
SM	: Spatial Modulation (Uzaysal Modülasyon)
SIMO	: Single-Input Single-Output (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı)
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (İşaret-Gürültü Oranı)
STBC	: Space-Time Block Code (Uzay-Zaman Blok Kod)
STCM	: Space-Time Channel Modulation (Uzay-Zaman Kanal Modülasyonu)
XOR	: eXclusive OR (Ayrıcalıklı VEYA)



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1: İndis bitlerine göre karar verilen aktif verici anten eşleme tablosu. ...	17
Çizelge 2.2: MBM sistemlerin bant verimliliği karşılaştırması.	21
Çizelge 4.1: İki RF aynalı antene sahip sistemimde etkin kanal durumu karar kuralı.	34
Çizelge 6.1: $N_t = 1, N_{rf} = 2, m_{rf} = 3$ ve $\eta = 4$ bit/sn/Hz parametrelerine sahip sistemin eşleme kuralı.....	57



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Kodlamasız AWGN kanalda BPSK modülasyonu için bit hata oranı eğrisi.	9
Şekil 2.2 : BPSK modülasyonu ile iletim yapılan AWGN ve Rayleigh kanal için bit hata oranı eğrileri.	12
Şekil 2.3 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için SM şemasının blok diyagramı.	15
Şekil 2.4 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için SSK şemasının blok diyagramı.	17
Şekil 2.5 : N_{rf} RF aynalı bir verici anten ve N_r alıcı antene sahip SIMO sistemi için MBM şemasının blok diyagramı.	18
Şekil 2.6 : İki metal şerit ile akım dağılımı kontrol edilen mikroşerit ayarlanabilir anten [35].	19
Şekil 2.7 : Mikroşerit antenin dört farklı metal şerit kombinasyonu için sahip olduğu ışıma örüntüleri [35].	20
Şekil 3.1 : Shannon'un şifreleme sisteminin blok diyagramı.	25
Şekil 3.2 : Wyner'in önerdiği sistem modeli	26
Şekil 3.3 : Sönümlmeli gizli dinleyici içeren kanal modeli.	27
Şekil 3.4 : Çok kullanıcılu hüzmeye yönlendirmeli sistemin şeması.	28
Şekil 3.5 : Verici anten hüzmeye yönlendirmeli iletim yaptığı fiziksel katman güvenliği artırılmış sistem modeli [47].	29
Şekil 3.6 : Alice'in dört verici, Bob ve Eve'in tek alıcı antene sahip olduğu durumda farklı ön kodlama vektörleri için güvenli kanal kapasitesi hesabı.	30
Şekil 3.7 : Alice'in çoklu antene sahip olduğu, Bob ve Eve'in tekli antene sahip olduğu durumda yapay gürültülü sistem modeli.	31
Şekil 3.8 : Alice'in iki ve on verici antene sahip olduğu, Bob ve Eve'in tekli antene sahip olduğu durumda yapay gürültülü ve yapay gürültüsüz sistemlerin güvenli kanal kapasitesi eğrileri.	32
Şekil 4.1 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-I şemasının blok diyagramı.	33
Şekil 4.2 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-II şemasının blok diyagramı.	35
Şekil 4.3 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-III şemasının blok diyagramı.	37
Şekil 4.4 : Dört verici, dört alıcı antenli ve ikişer RF aynalı sistemlerin farklı bant verimliliği değerleri için teorik ABEP ile benzetim sonucu elde edilen BER eğrilerinin karşılaştırılması.	39

Şekil 4.5	: Dört verici, dört alıcı anten ve iki RF aynası kullanan, 11 bit/sn/Hz bant verimliliğine sahip sistemlerin BER eğrileri.	40
Şekil 4.6	: Dört verici, dört alıcı anten ve iki RF aynası kullanan, 12 bit/sn/Hz bant verimliliğine sahip sistemlerin BER eğrileri.	41
Şekil 5.1	: MBM tabanlı etkin gizli dinleyicili sistem modeli.	44
Şekil 5.2	: SM-MBM tabanlı aktif gizli dinleyicili sistem modeli.	46
Şekil 5.3	: MBM sistemin değişen N_{rf} ve Q değerleri için güvenli karşılıklı bilgi miktarı.	49
Şekil 5.4	: İki verici antenli SM-MBM sistemin değişen N_{rf} ve Q değerleri için güvenli karşılıklı bilgi miktarı.	49
Şekil 5.5	: 8-QAM kullanılan ön kodlamalı MBM sisteminde Bob ve Eve'in değişen N_{rf} değerleri için BER eğrileri.	50
Şekil 6.1	: Spiral phyllotaxis dizilime sahip (a) Aloe Vera ve (b) Papatya bitkileri.	54
Şekil 6.2	: İkinci kuvvetinin tam katı boyutlu Disc-GAM işaret uzayları: (a) 256 dereceli Disc-GAM işaret uzayı ve (b) 2048 dereceli Disc-GAM işaret uzayı.	54
Şekil 6.3	: İkinci kuvvetinin tam katı boyutlu olmayan Disc-GAM işaret uzayları: (a) 213 dereceli Disc-GAM işaret uzayı ve (b) 1445 dereceli Disc-GAM işaret uzayı.	55
Şekil 6.4	: N_{rf} RF aynalı N_t verici ve N_r alıcı antenden oluşan MIMO sistemi için GAM-MBM şemasının blok diyagramı.	56
Şekil 6.5	: $\eta \cong 7$ bit/sn/Hz için GAM-MBM şemasının referans şemalar ile BER kıyaslaması.	59
Şekil 6.6	: $\eta = 11$ bit/sn/Hz için GAM-MBM ile referans sistemlerin BER eğrileri ($N_t = 4$, $N_r = 4$, $N_{rf} = 2$, $m_{rf} = 3$).	59
Şekil 6.7	: GAM-MBM şemasının değişen N_t ve N_{rf} değerleri için BER ve ABEP eğrilerinin karşılaştırılması ($N_r = 8$, $\eta = 11$ bit/sn/Hz).	60

ORTAM-TABANLI MODÜLASYONLU ÖZGÜN SİSTEM TASARIMLARI

ÖZET

5G vizyonunun tanımlanmasıyla birlikte, yüksek veri hızlı, düşük gecikme ve enerji tüketimine sahip sistemlere duyulan ihtiyaç artmıştır. Bu bağlamda, sözü edilen heyecan verici bakış açısını gerçek hayata uyarlamak için birçok aday teknoloji gündeme gelmiştir ve gelmeye devam etmektedir. Ortaya çıkan problemleri ve olguları daha iyi kavrayabilmek adına kapsayıcı ve detaylı mühendislik paradigmaları türetilmesi elzemdir. Verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılan çok-girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemler ile arzu edilen veri hızlarına ulaşmak, hata başarımını iyileştirmek ve sönmüleme etkisini azaltmak mümkün olmaktadır.

Verici kısmında donanımsal maliyeti azaltırken yüksek veri hızlarına ulaşmayı hedefleyen indis modülasyonu (index modulation, IM) şemaları son zamanlarda dikkat çekmeye başlamıştır. IM ailesinin en fazla tanınan üyesi olan uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) şeması, klasik Q seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (phase shift keying, PSK) veya dik genlik modülasyonunun (quadrature amplitude modulation, QAM) yanında verici anten indislerini de ilave bilgi kaynağı olarak kullanmaktadır. IM ailesinin en yeni üyesi olan ortam-tabanlı modülasyon (media-based modulation, MBM) şeması ise zengin saçıcı ortamlar için önerilen bir iletim yöntemidir. MBM sistemlerde ayarlanabilir antenlerin (reconfigurable antenna, RA) akım dağılımları çeşitli elemanlar yardımıyla değiştirilerek, verici ve alıcı arasında bir şekilde farklı kanal sönmüleme gerçeklemleri elde edilir. RF aynası (RF mirror) olarak adlandırılan elemanların açık/kapalı (ON/OFF) durumları kullanılarak değişen akım dağılımıyla birlikte farklılaşan anten ışıma örüntüleri oluşması beklenmektedir. Anten ışımasındaki bu değişimler çok saçıcı bir ortamda kanal sönmüleme gerçeklemlerinde de farklılaşmaya neden olacaktır. Böylece her bir farklı kanal gerçeklemleri indislenerek, ilave bilgi kaynağı olarak kullanılacaktır. Aynı anda tek verici antenin seçilen kanal durumu kullanılacağından vericide tek RF katı kullanılır ve kanallar-arası girişim (inter-channel interference) ICI engellenmiş olur. Ayrıca, bant verimliliği RF aynası sayısı ile doğrusal olarak değiştiğinden, yüksek veri hızlarına ulaşmak için verici anten sayısını sabit tutarak RF aynası sayısını arttırmak yeterli olacaktır.

Bu çalışmada özgün MBM yönteminin güçlü yönleri kullanılarak özgün sistem tasarımları yapılmıştır. Öncelikle MBM sistemlerin bant verimliliğini arttırırken, hata performansında iyileşmeler sağlayan üç adet dik kanal modülasyonu (quadrature channel modulation, QCM) şeması önerilmiştir. Bu şemaların sistem modelleri ve çalışma ilkeleri açıklanarak, hata analizleri yapılmıştır. Bilgisayar benzetimiyle elde edilen sonuçlar analitik eşitliklerle örtüşmüştür.

Yeni nesil iletişim sistemlerinde en çok üzerinde durulan konulardan bir tanesi de fiziksel katman güvenliğidir. Telsiz iletişim ortamının karakteristik özellikleri

düşünüldüğünde, eğer iletilecek işaret verici kısımda dikkatli bir tasarım sürecine tabi olursa, IM sistemlerin fiziksel katman güvenliğini arttıracak gösterilmiştir. SM sistemler için uygun tasarım yapıldığında maksimum ulaşılabilecek güvenli karşılıklı bilginin verici anten sayısının logaritması olduğu görülmektedir. Tez çalışması kapsamında, gizli dinleyicinin bilgi miktarı verici kısımda yapılacak olan önkodlama ile azaltılarak, MBM ve SM-MBM sistemler için güvenli karşılıklı bilginin maksimize edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca Rayleigh sönümlemeli kanalda MBM ve SM-MBM için bit hata analizleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, maksimum güvenli karşılıklı bilgi miktarı SM-MBM için verici anten sayısının logaritmasıyla ve RF aynası sayısının toplamına eşit olurken, MBM sistemlerde RF aynası sayısına eşit olduğu görülmüştür.

Tez çalışmasının son bölümünde ise IM şemaların en büyük problemlerinden biri olan kesirli bit problemi ele alınarak, SM ve MBM sistemlerde bu problemi aşmaya yardımcı olacak bir sistem tasarlanmıştır. Altın aç modülasyonu (golden angle modulation, GAM) adı verilen ve doğadaki bitkilerin yaprak ve tohum dizilim düzenlerinden ilham alan bir yöntem kullanılarak, IM şemalarda tasarım esnekliği sağlanmıştır. GAM yönteminde klasik QAM ve PSK yöntemlerinin aksine, işaret uzayının boyutu ne olursa olsun tüm simetri korunmakta ve işaret uzayı verimli kullanılmaktadır. Tez kapsamında önerilen GAM-MBM şeması kesirli bit problemine çözüm üretmekle kalmayıp, hata performansında da referans sistemlere kıyasla üstünlük sağlamıştır.

NOVEL SYSTEM DESIGN WITH MEDIA-BASED MODULATION

SUMMARY

With the definition of the 5G vision, the demand for key requirements such as high data rate, low latency and low energy consumption from the perspective of next generation communication technologies, is ascending. Miscellaneous candidate technologies have been explored and proposed to bring this visionary framework to reality. In order to fully understand these emerging technologies, comprehensive and multi-fold engineering paradigms are needed. It is possible to achieve the desired data rates, improve the error performance and reduce the effect of fading with multi-input multiple-output (MIMO) systems, which have multiple antennas in the transmitter and receiver. In MIMO systems, high diversity gain can be obtained transmitting multiple copies of the signal. However, the presence of more than multiple active transmit antenna during the transmission causes inter-channel interference (ICI). In addition, the RF chains, which are used to transmit signal from multiple antennas, increase the cost considerably.

While it is possible to reach high data rates by increasing the spectral efficiency, it is confronted with high energy consumption and increased system complexity problems. Owing to its low complexity and high energy efficiency, spatial modulation (SM), which is a sub-type of index modulation (IM), has attracted remarkable attention and has been extensively investigated in the past few years by researchers. In SM, the conventional modulation symbol from the Q -quadrature amplitude modulation (QAM) or phase shift keying (PSK) is sent through an active antenna which is selected among N_t transmit antennas according to the index bits.

The newest member of the IM family is media-based modulation (MBM), which is proposed for rich scattering wireless communication environments. In MBM, different channel fading realizations are obtained by changing the current distribution of the antenna by means of parasitic elements. In order to obtain high spectral efficiencies, these parasitic elements, called RF (radio frequency) mirrors, are placed near the transmit antenna. An RF mirror is an RA element that contains a PIN diode, which can be turned on or off according to the information bits to alter the radiation pattern of an RA. In MBM, N_{rf} number of RF mirrors, controlled by digital switches, allow to obtain $2^{N_{rf}}$ different channel states. Besides classical modulation methods such as Q -PSK and Q -QAM, different channel states are indexed and used as a new dimension to convey additional information bits.

In the scope of this work, we introduce the concept of quadrature channel modulation (QCM) by combining quadrature SM (QSM), which appears as a promising SM variant with high spectral efficiency and simple transceiver structure, and MBM transmission principles to further improve the data rate of SM-based MBM schemes while ensuring simple implementation with a single RF chain. QSM appears as a

promising SM variant with its high spectral efficiency and simple transceiver structure. Our aim is to bring the attractive advantages of QSM, such as improved spectral efficiency and simple transceiver structure, into the field of IM by carefully designing a joint transmission mechanism, which outperforms both QSM and MBM schemes in terms of spectral efficiency and bit error rate (BER) performance. Inspired by QSM, our scheme has three different operation modes that can provide interesting trade-offs among BER performance, data rate and complexity. Furthermore, our scheme can provide the same spectral efficiency as that of QSM by exploiting a considerably lower number of transmit antennas and only a single RF chain. It has been shown by theoretical average BER derivations as well as comprehensive numerical studies that the proposed schemes can achieve better error performance than the reference single-input multiple-output (SIMO)-MBM, SM-MBM and conventional QSM schemes.

One of the most important issue in wireless communication networks is security. Security is generally provided by encryption protocols in the upper layers. This cryptography based on the mathematical complexity of the inverting. The existing computational power increases extremely with advances in technology. On the other hand, the idea of information-theory security was put forward by Shannon. This idea is based on perfect secrecy at the physical layer. In the context of this idea, an extra security can be created because of the randomness inherent in the channels. The transmitter wants to send secret messages to the receiver without being wiretapped by the eavesdropper. The corresponding maximum rate of the secret message is referred to as the secrecy capacity. If the main channel and the eavesdropper channel are exactly the same, the secrecy capacity would be zero. IM systems are also based on randomness and matchlessness of the channel. If all channels in SM/MBM are indistinguishable, corresponding data symbols cannot be recovered correctly at the receiver. Hence, physical layer (PHY) security and IM are fed from the same features of wireless channels. It is known from the existing work that SM can also improve PHY security by carefully designing the transmission signal. In this letter, our motivation is to reduce the amount of information in the eavesdropper by using precoding at the transmitter side, thereby increasing the secrecy mutual information rate for MBM and SM-MBM schemes. Furthermore, the average BER of the legitimate receiver and the eavesdropper are obtained for MBM and SM-MBM in presence of Rayleigh fading channels. According to the obtained results, it has been shown that the maximum secrecy mutual information of SM-MBM is the sum of the logarithms of the numbers of transmit antennas and RF mirrors, while the maximum secrecy mutual information of MBM equals to the number of RF mirrors.

In the last part of this work, with the motivation of exploiting fractional bit encoding, we propose a comprehensive solution that is applicable for both MBM and SM. With the aim of reaching an inclusive solution, the problem should be addressed from the perspective of both index and modulation bits, not only in terms of index bits. PSK/QAM modulation types play a restrictive role here as well as index modulation techniques. In the Q -ary PSK/QAM, if Q is not equal to an integer power of two, particularly QAM method loses most of its advantages and the constellation space should be redesigned since constellation symmetry is no longer valid. The golden angle modulation (GAM), which did not exhibit asymptotic loss, were proposed as an alternative to QAM. This type of modulation, inspired by plants such as leaf, seed, which have packing arrangements in the form of spiral phyllotaxis in nature, shows

the same symmetrical distribution, regardless of its size. In this context, one of the aim of this paper is to design a novel scheme, which combines GAM and MBM, to break the limitation of fractional bits in IM while pursuing the high spectral efficiency and enhancing error performance of IM. Simulation results show that the proposed schemes achieve satisfactory error performance for different number of antennas and RF mirrors while only one RF chain used at the transmitter side.





1. GİRİŞ

1.1 Literatürde Yer Alan Çalışmalar

Son yıllarda telsiz iletişim sistemlerini kullanan uygulamaların çoğalmasıyla, kullanıcı sayısında ve veri trafiğinde devasa bir artış ortaya çıkmıştır. Nesnelerin interneti, araçlar arası haberleşme ve vücut içi haberleşme gibi ileri nesil telsiz iletişim uygulamalarının yakın gelecekte gündelik hayata girmesi ön görülmektedir. Günden güne artan talebe karşın, frekans spektrumu ve fiziksel donanım gerçekleştirmeleri göz önüne alındığında eldeki kaynaklar kısıtlı kalmaktadır. Gelecek nesil iletişim sistemlerinde, bu gibi kaynak kısıtlamaları altında yüksek bant verimliliği, kanal kapasitesi ve enerji verimliliğine sahip metotlar geliştirmeyi hedeflenmektedir [1]. Özellikle 5G vizyonunun tanımlanmasıyla birlikte, yüksek veri hızlı, düşük gecikme ve enerji tüketimine sahip sistemlere duyulan ihtiyaç artmıştır. Bu bağlamda, bahsi geçen heyecan verici bakış açısını gerçek hayata uyarlamak için birçok aday teknoloji gündeme gelmiştir ve gelmeye devam etmektedir. Ortaya çıkan problemleri ve olguları iyi kavrayabilmek adına kapsayıcı ve detaylı mühendislik paradigmaları türetilmesi elzemdir [2].

Dünyanın dört bir yerinde araştırmacılar, üniversiteler ve servis sağlayıcılar artan talebi karşılamak adına sıkı çalışmalar yürütmektedirler. Bu çabaların neticesinde birçok akılcı ve başarıyı yüksek yöntem ortaya konulmuştur. Öncelikle telli kanallardan farklı olarak, telsiz iletişim ortamlarında güvenli iletişimi tehdit eden en büyük problem sönümlleme etkisidir [3]. Verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılan çok-girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemler ile arzu edilen veri hızlarına ulaşmak, hata başarımını iyileştirmek ve sönümlleme etkisini azaltmak mümkün olmaktadır [4, 5]. MIMO sistemler ile aynı işaretin kopyaları birden fazla kanaldan iletilerek çeşitleme kazancı elde edilmektedir. Bahsedilen avantajlarının yanı sıra MIMO sistemlerde aynı anda birden fazla anten iletimde olacağından, verici tarafta birden fazla radyo frekans (radio frequency, RF) katı kullanılırken kanallar arası

girişim (inter-channel interference, ICI) problemiyle de karşılaşmaktadır. Birden fazla RF katı kullanılması donanım maliyetini oldukça arttırmaktadır.

Verici kısımda donanımsal maliyeti azaltırken yüksek veri hızlarına ulaşmayı hedefleyen indis modülasyonu (index modulation, IM) şemaları son zamanlarda dikkat çekmeye başlamıştır [6]. IM ailesinin en iyi bilinen üyesi olan uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) şeması, klasik Q seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (phase shift keying, PSK) veya dik genlik modülasyonunun (quadrature amplitude modulation, QAM) yanında verici anten indislerini de ilave bilgi kaynağı olarak kullanmaktadır [7, 8]. SM'de gelen bilgi bitlerine göre Q 'lu işaret uzayından karmaşık sembol seçilirken, indis bitleri vesilesiyle iletim anında aktif olacak anten belirlenerek, seçilen modülasyonlu sembol bu antenden alıcıya iletilir. Böylelikle bilgi kaynağı yalnızca işaretin genlik/faz değerlerinde değil, aynı zamanda verici anten indisleriyle de taşınır. Alıcı kısmında ise bilgiyi geri elde edebilmek için iletim simgesi ve verici anten indisine karar vermek gerekmektedir [9]. SM sistemlerinde aynı anda tek verici anten aktif olacağından, ICI problemi ortadan kaldırılmış olur. Aynı zamanda tek verici antenin iletimde olması verici kısmında tek RF katı kullanılması anlamına gelir ki, bu da verici maliyetini büyük ölçüde azaltacaktır [10]. Bunların yanında, SM sistemlerde yüksek veri hızları elde edilmek istendiğinde verici anten sayısında artışa gitmek gerekmektedir. Bant verimliliği verici anten sayısının logaritmasına bağlı olduğundan, yüksek veri hızında ufak bir değişiklik elde edilmek istendiğinde, verici anten sayısında bir hayli artış yapmak gerekecektir. Bu problemi yatıştırmak ve her verici anten sayısı için SM yöntemini kullanabilmek adına, aynı anda birden fazla verici anteni iletimde kullanan genelleştirilmiş SM (generalized SM, GSM) yöntemi önerilmiştir [11]. PSK/QAM işaret uzayından seçilen karmaşık sembolün gerçek ve sanal kısımları iki farklı verici antenden iletildiği dik SM (quadrature SM, QSM) yönteminde ise hata başarımı ve bant verimliliğine artış sağlamak mümkündür [12].

IM ailesinin en yeni üyesi olan ortam-tabanlı modülasyon (media-based modulation, MBM) şeması ise zengin saçıcı ortamlar için önerilen bir sayısal iletim yöntemidir [13]. MBM sistemlerde ayarlanabilir antenlerin (reconfigurable antenna, RA) akım dağılımları çeşitli elemanlar yardımıyla değiştirilerek, farklı kanal sönmeme gerçeklemleri elde edilir. RF aynası (RF mirror) olarak adlandırılan elemanların açık/kapalı durumları kullanılarak değişen akım dağılımıyla birlikte farklılaşan anten

ışıma örüntüleri oluşması beklenmektedir [14, 15]. Anten ışımasındaki bu değişimler çok saçıcı bir ortamda kanal sönümleme gerçeklemlerinde de farklılaşmaya neden olacaktır. Böylece her bir farklı kanal gerçeklemleri indislenerek, ilave bilgi kaynağı olarak kullanılacaktır. Aynı anda tek verici antenin seçilen kanal durumu kullanılacağından vericide tek RF katı kullanılır ve ICI engellenmiş olur. Ayrıca, bant verimliliği RF aynası sayısı ile doğrusal olarak değiştiğinden, yüksek veri hızlarına ulaşmak için verici anten sayısını sabit tutarak RF aynası sayısını arttırmak yeterli olacaktır.

MBM şemasının bant verimliliği MIMO sistemler ile önemli ölçüde artırılabilir. SM, GSM, QSM ve uzaysal çoğullama (spatial multiplexing, SMUX) gibi mevcut MIMO teknikleri MBM ile birleştirilecek etkili sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca çeşitleme kazancında artışa gitmek için uzay-zaman kodlama yaklaşımları MBM ile entegre edilebilmektedir. Literatürde ilk olarak, öncelikle verici donanımı ile ilgili uygulama karmaşıklığını azaltmak ve ek yükü eğitmek amacıyla, SMUX destekli MIMO-MBM şeması [16] tanıtıldı. Ardından GSM ile MBM şemalarının birleşimleri kullanılarak, uzaklık-tabanlı anten ışıma örüntüsü seçimli yöntem ortaya atıldı ve hata başarımında iyileşmeler sağlanmıştır [17]. [18]'de MBM yöntemi uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK) yöntemi ile entegre edildi ve tek RF katı kullanarak dikkate değer iyileşmeler elde edilmiştir.

Son zamanlarda IM tekniğinin esnekliği göz önünde bulundurularak çok boyutlu IM uygulamaları irdelenmeye başlanmıştır ve zaman-indisli SM (time-indexed SM, TI-SM) ve zaman-indisli SM-MBM (time-indexed SM-MBM, TI-SM-MBM) yöntemleri ortaya atılmıştır [19]. Ek olarak anten empedanslarıyla antenin akım dağılımını kontrol eden yük modülasyonu (load modulation) yöntemi incelenmiştir. Araştırmacılar aynı zamanda MBM kavramının pratik uygulanabilirliğini de göstermiş ve dört farklı alıcı antene yönlendirilen dört farklı ışıma örüntüsünün gerçekleşmesiyle bilgi aktarmıştır [20].

MBM sistemlerde kanal bilgisinin ölçülmesi özellikle RF aynası sayısının çok olduğu durumda oldukça güç olacaktır. Kanal durum bilgisi (channel state information, CSI) alıcı tarafta olmadığı veya kanal bilgisini ölçmenin çok olduğu durumda, bu bilgiye ihtiyaç duymayan farksal MBM (differential MBM, DMBM) şeması gündeme

gelmektedir [21]. Bu şema alıcıda CSI bilgisine ihtiyaç duymamaktadır fakat bit hata başarımı klasik MBM'den 2-4 dB kadar kötü gelmektedir.

İletim çeşitleme kazancı elde etmek amacıyla uzay-zaman blok kodlama konseptini MBM'ye entegre eden uzay-zaman kanal modülasyonu (space-time channel modulation, STCM) şeması [22]'de tanıtılmıştır. Ayrıca kanal kestirim hatalarının varlığında MBM'in başarımı [23]'te incelenmiş ve GSM-MBM şemasının kanal kestirim hatası altında bile iyi başarıma sahip olduğu gösterilmiştir.

1.2 Tezin Kapsamı

Tez çalışması kapsamın öncelikle telsiz iletişim ortamının temel özellikleri incelenecektir. Telsiz iletişim ortamında sıkça karşılaşılan kanal modelleri ve sönümleme etkisi hakkında kısaca bilgi verildikten sonra sönümleme etkisini gidermeye yarayan çeşitleme yöntemlerinden bahsedilecektir. Ardından tez kapsamında sıkça adı geçen SM ve MBM gibi IM tekniklerinin temel özellikleri ve prensipleri açıklanacaktır. Akabinde fiziksel katman güvenliğinin temel ilkeleri özetlenerek, fiziksel katman güvenliğini artırıcı uygulamalardan ve yöntemlerden bahsedilecektir.

Tezde önerilen yöntemler için gerekli alt yapı verildikten sonra, QSM yönteminden ilham alarak tasarlanan dik kanal modülasyonu (quadrature channel modulation, QCM) şemaları açıklanacaktır [24]. QCM üst başlığında önerilen üç farklı QCM şemasının sistem modelleri verilerek, bit hata analizleri yapılmıştır. Literatürde var olan sistemler referans alınarak bit hata kıyasları elde edilmiştir. Bu kıyaslamalar sonucu, QCM şemaların hata başarımında iyileşme sağlarken, yüksek bant verimliliğine sahip sistemlerin gerçekleşmesini mümkün kıldığı anlaşılmıştır. Ayrıca kusurlu CSI (imperfect CSI, I-CSI) durumu incelenerek QCM sistemlerin I-CSI'a karşı dayanıklılığı gözler önüne serilmiştir.

İkinci olarak, fiziksel katman güvenliğini arttırmak adına MBM sisteminde ön kodlama yapılarak güvenli kanal kapasitesi maksimize edilmeye çalışılmıştır [25]. Önerilen ön kodlamaları MBM sistemi sayesinde gizli dinleyicilerin mesaj işaretini elde etmesinin önüne geçilerek güvenli iletişimin sürdürülmesi hedeflenmiştir. Bu bağlamda karşılıklı bilgi miktarı ve bit hata analizleri yapılarak, önerilen şemanın teorik alt yapısı irdelenmiştir.

Son olarak, IM sistemlerin en büyük problemlerinden biri olan kesirli bit problemi tanımlanarak, MBM ve SM sistemlerinde kesirli bit problemi için bütüncül bir çözüm aranmıştır. Doğadaki bitkilerin tohum ve yaprak dizilimlerinden ilham alan altın açı modülasyonu (golden angle modulation, GAM) yöntemi açıklanarak, MBM ile GAM tekniklerini birleştirerek olası iletim vektörlerinin tasarımının yapıldığı altın açı modülasyonlu MBM (GAM-MBM) yöntemi önerilmiştir [26]. Bu yöntemin çeşitli parametreler için bit hata başarımı incelenerek, esnekliği ve enerji verimliliği bilgisayar benzetimleriyle ispatlanmıştır.





2. TELSİZ İLETİŞİMDE TEMEL KAVRAMLAR

Bu bölümde telsiz iletişim sistemlerindeki temel kavramlara kısaca değinilecek ve tez kapsamında önerilen yöntemleri anlamaya yardımcı konular açıklanacaktır. Öncelikle telsiz iletişim sistemleri söz konusu olduğunda, teorik olarak doğru çıkarımlarda bulunabilmek için iletim ortamını doğru modellemek gerekmektedir. Buradan hareketle ilk olarak telsiz iletişimde sıkça karşılaşılan kanal modelleri ele alınacak ve yaygın olarak karşılaşılan sönümlemeli kanallar özetlenecektir. Akabinde telsiz iletişim ortamlarındaki en büyük engellerden birisi olan sönümleme problemini yatıştırmak adına ortaya atılan çeşitleme teknikleri açıklanacaktır. Tez kapsamında önerilen sistemlerin çeşitleme perspektifinden de anlaşılması, konu bütünlüğü bakımından önem arz etmektedir. Ayrıca tezin ana konusunu oluşturan MBM şemaları IM yöntemlerinin alt başlığı olarak değerlendirildiği için, IM yöntemlerinin telsiz iletişim sistemleri için önemine de değinilerek temel prensipleri özetlenecektir.

2.1 Telsiz İletişimde Kanal Modelleri

Bu başlıkta telsiz iletişimde sıkça karşılaşılan kanal modellerinin üzerinde durulmuştur. Telli ve telsiz iletişimde alıcı kısmında alınan işaretlere her zaman bir gürültü terimi eklenecektir. Telli kanallardan farklı olarak, telsiz ortamda gürültünün yanı sıra sönümleme etkisi de hesaba katılmalıdır. İstatistiksel modeller kullanılarak ifade edilen kanal modelleri incelenecek ve sönümleme etkisi ele alınacaktır. Kanal modellerinin yanısıra çeşitleme kavramı açıklanacak ve telsiz iletişimdeki gürültü ve sönümleme etkisini azaltmak adına ortaya atılan çeşitleme tekniklerine kısaca değinilecektir.

2.1.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal

Telsiz iletişimde en çok karşılaşılan kanal modeli, toplamsal beyaz Gauss gürültülü (additive white Gaussian noise, AWGN) kanal modelidir. Kâğıt üstünde yapılan iletişim varsayımları doğada karşılık bulmayabilir. Çünkü doğada iletişim için ideal

koşulların oluşmasını engelleyen bir etki mevcuttur. Bu etki iletişim sisteminde, alıcının işarete doğru karar verme olasılığını düşürebilmektedir [27]. Sözü edilen bu etkiler rastgele süreç olarak modellenmektedir. Bu rastgele süreçlerin kaynağı doğadaki işleyişten kaynaklanan ve yok edilmesi pek mümkün olmayan ısı gürültü olarak bilinmektedir. Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü, adından anlaşıldığı üzere işaretin üzerine sonradan eklenen bir etkidir, bundan dolayı çarpımsal değil toplamsal olarak ifade edilmektedir. Vericiden iletilen işaretin x , alıcıda alınan işaretin y olduğu sönümlemesiz ortamda alınan işaret temel bantta

$$y = x + n \quad (2.1)$$

şeklinde gösterilebilir. Buradan n , toplamsal beyaz Gauss gürültü terimini sembolize etmektedir. AWGN’de beyaz ifadesinin kullanılmasının nedeni, ısı gürültünün güç spektral yoğunluğunun tüm frekans bileşenlerinde aynı olmasıdır. Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanalda, gürültü işaretlerinin istatistiksel olarak bağımsız örnek değerlerine sahip olduğu varsayılmaktadır. AWGN kanalda gürültü rastlantı değişkenleri Gauss dağılımlıdır. Gauss dağılımına sahip rastlantı değişkeni n olmak üzere, bu rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi (probability density function, PDF)

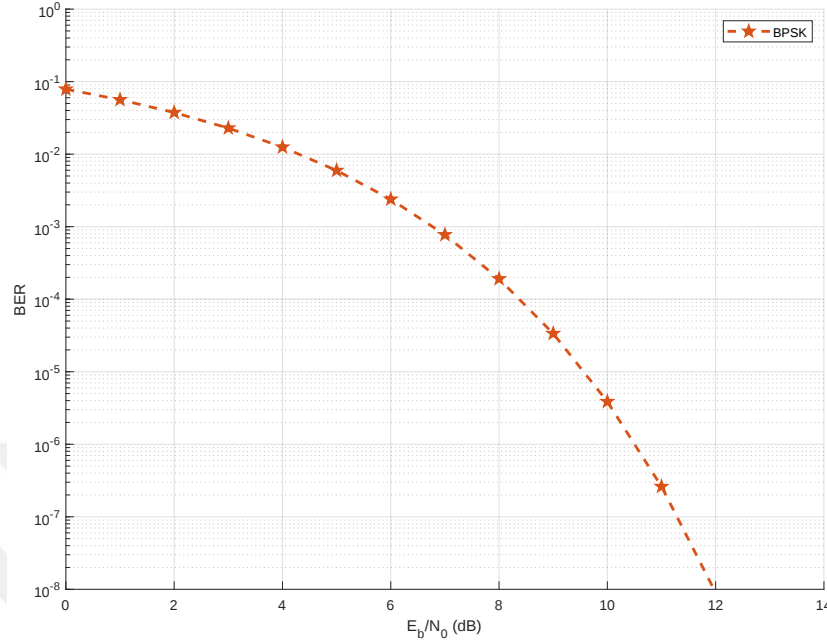
$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{(v - m_n)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.2)$$

şeklinde dir. Burada σ_n^2 varyansı, m_n ise ortalamayı sembolize etmektedir. Merkezi limit teoreminden ötürü, gürültü rastlantı değişkeni Gauss dağılımlı olarak modellenir.

Çalışmamızın her aşamasında tasarlanan, önerilen ve bahsi geçen iletişim sistemlerinde başarımlı kistası olarak bit hata oranı, (bit error rate, BER) baz alınacaktır. BER değeri hatalı iletilen bit sayısının gönderilen toplam bit sayısına bölünmesiyle elde edilmektedir.

Kanal ve gürültü modellemesi yapılan bir iletişim sisteminde gürültünün gücünün artması alıcıda alınan işaretin doğru çözülmesini sekteye uğratmaktadır. Bunu göstermek için kanal kodlamasız ve ikili PSK (binary PSK, BPSK) modülasyonu kullanan bir sistemin MATLAB ortamında bir alıcı ve bir vericiye antenle çalıştığında, farklı işaret gürültü oranlarına (signal-to-noise ratio, SNR) karşı düşen bit hata oranı Şekil 2.1’de elde edilmiştir. Burada SNR değeri E_b/N_0 olarak tanımlanmış olup,

E_b ortalama harcanan bit enerjisini, N_0 toplamsal gürültünün tek yönlü güç spektral yoğunluğunu göstermektedir.



Şekil 2.1 : Kodlamasız AWGN kanalda BPSK modülasyonu için bit hata oranı eğrisi.

2.1.2 Telsiz kanallarda sönmüleme

AWGN kanal modeli zamanla karakteristik özellikleri değişen telsiz iletişim kanallarında iletim gündeme geldiğinde yetersiz kalmaktadır [28]. Bundan ötürü, matematiksel ifadeler yardımıyla kanalın zamanla değişen özelliklerini ifade etmek gerekecektir.

Elektromanyetik dalgalar, telsiz iletişimde iki tür etkiye maruz kalmaktadır. Büyük ölçekli sönmülemeler (large scale fading) bunların ilkidir. Büyük ölçekli sönmüleme, işaret uzun mesafelerde yayılım halindeyken işaret gücünde meydana gelen büyük miktardaki azalmaların kaynağı olarak bilinmektedir. Bu etkiyi yol kaybı (path loss) olarak da ifade etmek mümkündür. İkinci etki ise kısa mesafede işaretlerin genliklerinde meydana gelen ani değişikliklere neden olan küçük ölçekli sönmülemelerdir. Sönmüleme kavramı çoğu zaman küçük ölçekli sönmülemeleri tanımlamak için kullanılır. Bu çalışmanın kalan kısmında da küçük ölçekli sönmülemeleri ifade etmek için sönmüleme kavramı kullanılacaktır.

Küçük ölçekli sönmülemeler telsiz iletişimde sıkça karşılaşılan bir etkidir. Telsiz iletişimde bilgi işareti alıcıya birden fazla yol ile ulaşmaktadır. İletim sırasında

vericiden iletilen işaret ortama bağlı olarak üç farklı etkiye uğrayabilir: Yansıma, saçılma ve kırınım. Farklı yoldan gelen işaretlerin yol farkından ötürü faz ve genlik farkları da ortaya çıkacaktır [1, 3]. Bu etkilere kısaca çok yollu sönümleme denir. Alıcıda farklı zamanlarda farklı yollardan alınan bu işaretler bir takım yöntemlerle birleştirilerek, ilgili işarete karar verilir. Farklı yollardan gelen işaretlerin yol farkından kaynaklanan zaman gecikmesi alıcıda çok yollu sönümleme etkisi oluşturacaktır.

Elektromanyetik dalga, iletim yolu üzerinde kendi dalga boyundan daha büyük bir cisme çarparsa yansıma etkisine maruz kalır. Eğer sivri ve keskin bir yüzeye çarparsa kırınıma uğrar. Kendi dalga boyundan daha küçük bir cisme çarptığında ise saçılma etkisine maruz kalır. Böylece alıcıda farklı genliklerde ve zamanda ötelenmiş, farklı fazlarda işaretler elde edilecektir.

Telsiz iletişimde iletim ortamında uyumluluk zamanı ve uyumluluk bant genişliği olmak üzere iki önemli parametre bulunur. Uyumluluk bant genişliği (coherence), kanalın frekans bölgesinde genliğinin aynı kaldığı bant genişliğine denir. σ_c kanalın gecikme yayılması olmak üzere

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_c} \quad (2.3)$$

şeklinde gösterilmektedir [4]. Uyumluluk bant genişliği (B_c), bilgi işaretinin bant genişliğinden büyükse böyle kanallar düz sönümlemeli olarak adlandırılır. Bilgi işaretinin bant genişliği uyumluluk bant genişliğinden büyük olduğu durumda ise böyle kanalla frekans seçici sönümlemeli kanallar olarak isimlendirilir. Kanalın uyumluluk bant genişliği, çok yollu zaman gecikmesi yardımıyla belirlenir. Gönderilecek işaretin sembol süresi, kanalın uyumluluk zamanından büyükse kanal yavaş sönümlemeli kanal olarak isimlendirilir. Tam tersi geçerliyse de hızlı sönümlemeli kanal olarak adlandırılır.

2.1.3 Sönümlemeli kanalların istatistiksel modelleri

AWGN kanal modelinin yetersiz olacağından daha önce bahsedilmişti. Bundan ötürü sönümleme katsayısını, sönümlemeli kanallarda göz önüne almamız gerekecektir. Bu sönümlemeli kanalları iletişim sistemlerinde farklı matematiksel modeller ile ifade etmek mümkündür. Genel olarak h düz sönümlemeli kanalın karmaşık sönümleme katsayısı olmak üzere, alıcıda alınan işaret temel bantta

$$y = hx + n \quad (2.4)$$

şeklinde gösterilmektedir. Burada n gibi h da rastlantısaldır ve bu rastlantısallık alıcıda alınan işaretin farklı yollardan ulaşmasından ve cisimlerin iletişim ortamındaki konumlarının rastgeleliğinden kaynaklanmaktadır. Literatürde birçok farklı kanal modeli telsiz iletişim ortamlarını yüksek doğrulukla modellemek için ortaya atılmıştır. Sönümlemeli telsiz ortamda, sönümlemenin türünü ifade etmek için h kanal sönümleme katsayısının genliğinin dağılımına bakılır.

2.1.3.1 Rayleigh sönümlemeli kanal modeli

Bu kanal modelinde vericiden iletilen işaretin alıcının doğrudan görüş hattında (line of sight, LOS) olmadığı varsayılır. İşaretin alıcıya sadece ortamdaki cisimlerden yansımaları ulaşır. Yansıyan işaretler ve ortamdaki saçıcılar yeterince fazla olduğunda, merkezi limit teoreminden sönümlemenin gerçek ve sanal kısımları dağılım olarak birbirlerinden bağımsız ve aynı dağılıma sahip σ^2 varyanslı ve 0 ortalamalı olan Gauss rastlantı değişkenine yakınsar. Böylece alıcıya gelen işaretin zarfı Rayleigh dağılımlı olur [29]. Rayleigh dağılımlı bir rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi,

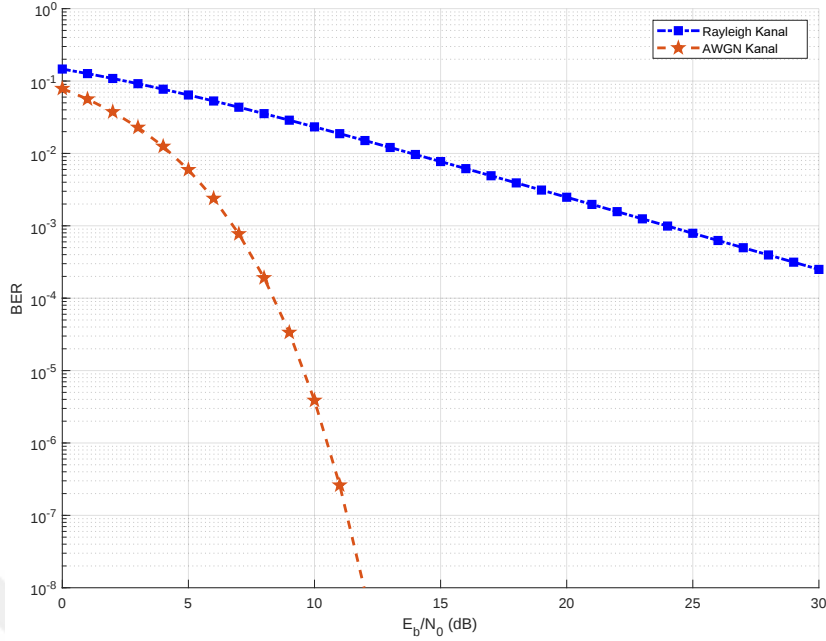
$$f(v) = \frac{v}{\sigma_t^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_t^2}}, \quad v \geq 0 \quad (2.5)$$

olarak ifade edilir [30]. Burada v rastlantı değişkenini, σ_t^2 sönümlemenin gerçek ve sanal kısımlarının varyansını ifade etmektedir. Bir verici ve bir alıcı antenden oluşan sistemde, Rayleigh sönümlemeli kanal ile AWGN'li kanalın bit hata oranlarını MATLAB ortamında hesaplanarak Şekil 2.2'deki BER eğrileri elde edilmiştir.

Şekil 2.2'den anlaşılabacağı üzere, sönümleme telsiz iletişimde en önemli sorunlardan bir tanesidir. Bu sorunu tamamen ortadan kaldırmak mümkün olmasa da başarımı çeşitli yöntemlerle iyileştirmek mümkündür.

2.1.3.2 Rician sönümlemeli kanal modeli

Telsiz iletişimde, verici ile alıcı arasındaki görüş hattından herhangi bir engel olmadığı durumlar da olabilir. Böylece, alıcıya gelen işaret direkt görüş hattından gelen işaret ile farklı yollardan yansıyarak gelen dalgalardan oluşur. Böyle durumlarda direkt görüş hattından gelen bileşen diğer bileşenlere oranla daha baskın olmaktadır. Direkt görüş hattındaki bileşenin baskın olduğu durumda kanal Rician sönümlemeli olarak modellenebilmektedir. Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi, D^2 doğrudan gelen bileşenin gücünü, $I_0(\cdot)$ birinci türden sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel işlevini,



Şekil 2.2 : BPSK modülasyonu ile iletim yapılan AWGN ve Rayleigh kanal için bit hata oranı eğrileri.

σ_t^2 ise varyansı temsil etmek üzere

$$f(v) = \frac{v}{\sigma_t^2} e^{-\frac{(v^2 + D^2)}{2\sigma_t^2}} I_0\left(\frac{vD}{\sigma_t^2}\right), \quad v \geq 0 \quad (2.6)$$

olarak gösterilmektedir [3].

2.2 Telsiz İletişimde Çeşitleme Teknikleri

Telsiz iletişimde sönmüleme etkisi, alıcı tarafından alınan işaret üzerinde oldukça olumsuz bir etki oluşturmaktadır. Bu etkiyi azaltmak adına kullanılabilecek en önemli yöntemlerden bir tanesi çeşitlemedir. Çeşitleme teriminden kastedilen, vericiden iletilen aynı işaretin birbirinden bağımsız sönmülemeli yollar üzerinden alıcıya iletilmesinin sağlanmasıdır. Bir işaretin aynı anda birden farklı yolu izleyerek alıcıya ulaşması, olası bir derin sönmüleme durumunda işaretin tüm kopyalarının aynı sönmülemeye maruz kalma ihtimalini azaltmaktadır. Alıcıda işaretin farklı yollardan gelen kopyaları işareti hatasız geri elde edebilmek adına birleştirilebilmekte veya alınan işaretlerden en yüksek güce sahip olan seçilebilmektedir. Telsiz iletişim sistemlerinde bağımsız sönmülemeye sahip yolların elde edilebilmesi ve çeşitleme kazancının arttırılabilmesi için bağımsız iletim zamanları, frekans kanalları, çoklu verici antenler veya çoklu alıcı antenler kullanılabilmektedir. En etkili çeşitleme yöntemlerinden bir tanesi MIMO sistemlerin kullanılmasıdır. MIMO iletişim

sistemlerinde güvenli iletim gerçekleştirmek ve sönümlene etkisini azaltmak adına alıcı ve verici kısımlar birden fazla antenle donatılmaktadır. Aynı zamanda MIMO sistemler kanal sığasını önemli ölçüde arttırmaktadır [31]. Bu bölümde zaman, frekans ve uzay olmak üzere üç çeşitleme türü kısaca açıklanacaktır.

2.2.1 Zaman çeşitlemesi

Bu çeşitleme türünde, vericideki işaretin kopyalarının farklı zaman dilimlerinde alıcıya gönderilmesi esastır. Böylece farklı zaman dilimlerinde gönderilen işaretler farklı kanal sönümlerine maruz kalacaktır. Dolayısıyla, alıcıdaki işaretlerin sönümlene özellikleri birbirinden ilişkisiz olacaktır. Alınan işaretler birleştirilerek ortalama SNR değeri artırılır. Zaman dilimleri arasındaki fark, en az kanal uyumluluk zamanı kadar olmalıdır. Uyumluluk zamanı boyunca kanalın sönümlene gerçeklemleri birbirleri ile ilişkilidir. Bundan ötürü, yeni bir işaretin farklı kanal sönümlene katsayıları ile çarpılarak iletilmesi için kanalın uyumluluk zamanı kadar beklenmelidir. Aksi halde, çeşitleme kazancında azalma olacaktır. Hızlı sönümlenen kanallarda zaman çeşitlemesi yapılması daha uygun olmaktadır, çünkü hızlı sönümlenen kanallarda uyumluluk süresi kısa olmaktadır. Bandın, farklı zamanlarda aynı işaret ile işgal edilmesi ise bu çeşitlemenin en büyük dezavantajıdır.

2.2.2 Frekans çeşitlemesi

Frekans çeşitlemesinde, aynı işaret farklı frekanslarda taşıyıcı işaretler yardımıyla tekrarlanarak alıcıya gönderilir. Bu çeşitlemede amaç farklı frekans batnlarındaki kanal sönümlene karakteristiğinin birbirleriyle ilişkisiz olma özelliğinden faydalanmaktır. Alıcıdaki işaretlerin sönümlene gerçeklemleri açısından ilişkisiz olması için kullanılan frekansların arasında yeterli seviyede fark olmalıdır. Bu fark en az kanalın uyumluluk bant genişliği kadar olmalıdır. Ek olarak, kanalda işaretlerin bozulmadan iletebilmesi için mesaj işaretinin bant genişliği uyumluluk bant genişliğinden çok daha küçük seçilmelidir. Frekan çeşitlemesi tekniği, uyumluluk bant genişliği küçük olan kanallara daha uygundur. Yani frekans çeşitlemesi frekans seçici kanallarda daha verimli çalışır.

2.2.3 Uzay çeşitlemesi

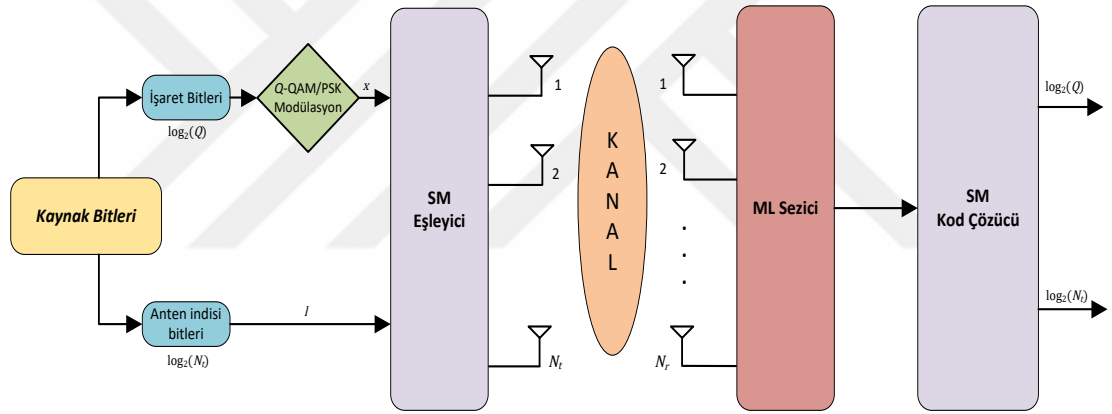
Aynı bilgi işaretinin uzayda farklı yolları kullanılarak iletilmesine uzay çeşitlemesi denir. Bu teknikte, alıcıda veya vericide birden fazla anten kullanılarak çeşitleme yapılmaktadır. Bu tekniğe anten çeşitlemesi de denebilir. Bu çeşitleme tekniğinde sönümlenmeli kanallar arasında ilişki olmaması için antenler arasında belirli bir mesafe olması gerekmektedir. Böylece, kanalların ilişkisizliği sağlanır ve aynı anda farklı kanallar aracılığı ile gelen işaret gücünün düşme ihtimali azalmış olur. Antenler arasındaki mesafe, yayılma ortamı, frekans ve anten yüksekliğine bağlı olarak değişebilirken, genelde antenler arasındaki mesafe şaretin dalga boyunun yarısı kadar alınarak, kanalların birbirleriyle ilişkisiz olması sağlanabilir. Uzay çeşitlemesinde bant genişliği bakımından, zaman ve frekans çeşitlemelerindeki gibi bir kayıp söz konusu değildir. Bu özellik sonucunda uzay çeşitlemesi yardımıyla, telsiz iletişimde yüksek veri hızlarına çıkmak mümkündür. Bu saydığımız çeşitleme yöntemleri ayrı ayrı kullanılabileceği gibi bir arada da kullanılmaktadır. Pratik olarak bu durumun birçok uygulaması yapılmaktadır. Uzay çeşitlemesi verici çeşitlemesi ve alıcı çeşitlemesi olmak üzere iki kısma ayrılır [31]. Verici çeşitlemesinde, vericide birden fazla anten kullanılarak alıcıya aynı mesaj işaretinin kopyaları gönderilmektedir. Alıcı çeşitlemesinde alıcıda birden fazla anten kullanılır ve vericiden gelen mesaj işaretinin birbirinden bağımsız kopyaları elde edilir. Sonrasında alıcıda alına bu mesaj işaretleri işaret gürültü oranını yükseltecek biçimde birleştirilir.

2.3 İndis Modülasyonu

Yakın geçmişte telsiz iletişim sistemlerinde veri trafiğinin artması, yüksek veri hızlarına duyulan gereksinimi arttırmıştır. Veri hızının arttırılması tek başına yeterli olmayacağından; veri hızı artarken, sistemin hata başarımının iyi olması ve sistem karmaşıklığının yüksek olmaması beklenmektedir. Modülasyon derecesi sistemin hızını arttıran önemli bir parametredir fakat veri iletim hızı ve bant verimliliği artarken bit hata oranının çok yüksek seviyelere ulaşması söz konusudur. Bunun önüne geçmek için MIMO sistemler ortaya konulmuştur [32].

Verici kısımda donanımsal maliyeti azaltırken yüksek veri hızlarına ulaşmayı hedefleyen IM şemaları son zamanlarda dikkat çekmeye başlamıştır [6]. IM ailesinin en iyi bilinen üyesi olan SM şeması, klasik Q seviyeli PSK veya QAM yanında verici anten indislerini de ilave bilgi kaynağı olarak kullanmaktadır [7, 8]. SM’de gelen bilgi bitlerine göre Q ’lu işaret uzayından karmaşık sembol seçilirken, indis bitleri vesilesiyle iletim anında aktif olacak anten belirlenerek, seçilen modülasyonlu sembol bu antenden alıcıya iletilir. Böylelikle bilgi kaynağı yalnızca işaretin genlik/faz değerlerinde değil, aynı zamanda verici anten indisleriyle de taşınır. Alıcı kısmında ise bilgiyi geri elde edebilmek için iletim simgesi ve verici anten indisine karar vermek gerekmektedir [9].

2.3.1 Uzaysal modülasyon



Şekil 2.3 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için SM şemasının blok diyagramı.

SM yöntemi hali hazırda önerilmiş olan MIMO sistemlere alternatif olarak ortaya atılmış umut vadeden bir yöntemdir [7]. SM, Q ’lu PSK veya QAM gibi genlik ve faz modülasyonu tekniklerini bilgi bitlerine eşlerken anten indislerini ilave bilgi kaynağı olarak kullanmaktadır. Böylece iki boyutlu işaretleşme uzayına ek olarak uzaysal boyutlara geçilmektedir. Uzaysal modülasyon kullanılarak iletebilen bilgi bitlerinin sayısı, kullanılan işaret kümesine ve verilen verici anten sayısına bağlıdır. Vericiye gelen bilgi bitlerinin bir kısmı Q ’lu işaret uzayından iletilecek simgeyi belirlerken, kalan kısmıyla da iletimde olacak verici antenin indisi belirlenir. Örneğin, on bilgi biti 64-QAM ve iki verici anten kullanılarak eşlenebilir. Alternatif olarak, kanal ve çevresel faktörler 64-QAM kullanımına izin vermiyorsa, 32-QAM ve dört verici anten ile de aynı bant verimliliği elde edilebilir [8]. Alıcı kısmında gönderilen bitleri doğru

çözmek için anten indislerini ve gönderilen simgeye doğru karar vermek gerekir. ML sezim tekniği yardımıyla alıcıdaki işarete karar vermek mümkündür.

MIMO sistemlerde tüm antenler aynı anda iletimdedir ve bu durum girişime neden olmaktadır. SM'de her bir iletim anında yalnızca bir verici anten iletimde olacağından ICI tümüyle ortadan kaldırılmış olacaktır. Ayrıca, verici tarafında bir adet RF zinciri ile çalışır ve verici antenler arasında senkronizasyona ihtiyaç yoktur [10]. Son zamanlarda SM hakkında derin araştırmalar yapılmış ve SM'e benzer yeni yöntemler bulunmuştur. SSK yöntemi de bu yöntemlerden biridir. Adı geçen yöntemde bilgi bitleri yalnızca verici anten indisleriyle iletilirken, genlik ve faz modülasyonu söz konusu değildir [33].

SM sistem modelini Şekil 2.3'te görülmektedir. N_t verici, N_r alıcı antene sahip olan MIMO sistemde her kanal kullanımında

$$\eta = \log_2(Q) + \log_2(N_t) \quad (2.7)$$

bit iletilir. Gönderilen bitlerden $\log_2(Q)$ adedi Q -PSK veya Q -QAM modülasyon işaret kümelerinden seçilen modülasyonlu işaret ile gönderilir. Kalan $\log_2(N_t)$ bit ise kanala gönderilecek olan vektörün iletileceği verici anten indisini belirler. SM eşleyiciye gelen modülasyonlu işaret x , belirlenen verici anten indisi l 'ye bağlı olarak kanala gönderilecek olan

$$\mathbf{s} = [0 \quad \dots \quad \underbrace{x}_{l. \text{ anten}} \quad \dots \quad 0]^T. \quad (2.8)$$

iletim vektörü belirlenir. İletim anında yalnızca l indisli anten etkindir. x simgesi l indisli antenden iletildiğinde kanal çıkışında elde edilen işaret

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{h}_l x + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.9)$$

olarak ifade edilir. $\mathbf{n}$ alıcı antenlerdeki AWGN terimlerini, $\mathbf{H}$ ise işaretin iletildiği $N_t \times N_r$ boyutlu telsiz kanal matrisini temsil eder. $\mathbf{h}_l$ ise $\mathbf{H}$ matrisinin l . sütununu temsil etmektedir [9]. Çizelge 2.1'de dört verici antenli sistemde, gelen bitlere göre etkin antenin nasıl seçileceği gösterilmiştir.

SM'de iletim anında yalnızca bir adet verici anten etkin olduğundan verici kısmında bir adet RF zinciri kullanmak yeterlidir. RF zinciri çok maliyetli olduğundan, SM

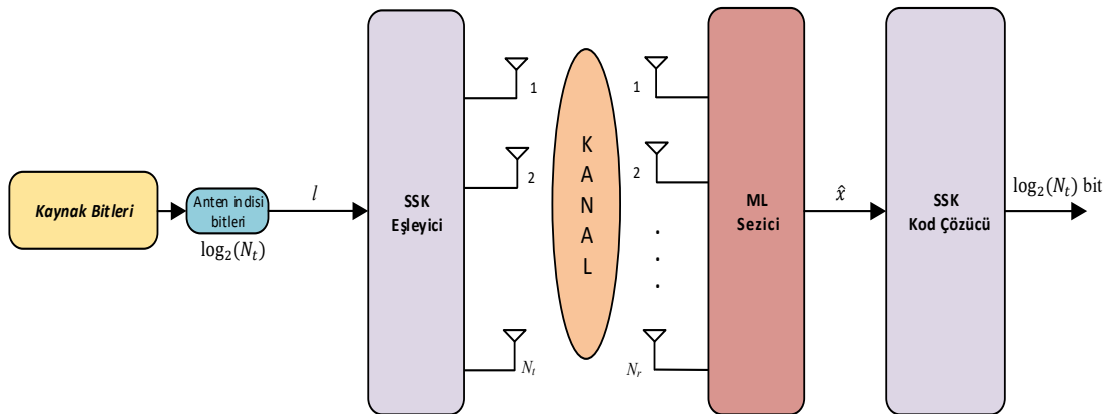
Çizelge 2.1 : İndis bitlerine göre karar verilen aktif verici anten eşleme tablosu.

İndis Bitleri	Aktif Verici Anten İndisi
[0 0]	1
[0 1]	2
[1 0]	3
[1 1]	4

maliyet bakımından büyük bir avantaj sağlar. Aynı anda bir anten etkin olduğundan dolayı SM'de kanallar arası girişim engellenir ve güvenli iletişim bir iletişim için bu konu çok önemlidir. SM'de anten indisleri bilgi kaynağı olarak kullanılarak üçüncü bir boyut elde edilmiş olur. Dolayısıyla, herhangi bir ek güç veya bant genişliğine ihtiyaç duyulmadan iletme olanak verir.

İndis bitleri kanal katsayılarına bağlı olarak verici anten indisini belirlediğinden, kanal katsayıları ilişkili ise SM hata başarımı olarak kötüleşecektir. SM'de alıcı kısmı, veriyi sezebilmek için kusursuz kanal durum bilgisine gereksinim duymaktadır [10]. Verici anten indisleri bilgi taşıdığından ötürü, verici anten sayısı $N_t = 2^l$ olmak üzere, l pozitif tam sayı olmalıdır. SM tekniğini kullanarak yüksek veri hızlarına ulaşmak için anten sayısının artırılması gerekmektedir. Gelecek nesil haberleşme sistemleri düşünüldüğünde, çok yüksek veri hızlarına çıkılmak isteneceğinden; verici anten sayısını arttırmak gerekecektir. Verici anten sayısını çok fazla arttırmak maliyeti arttıracığından, anten sayısının çok fazla artırılması mümkün olamayacaktır.

2.3.2 Uzak kaydırmalı anahtarlama



Şekil 2.4 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için SSK şemasının blok diyagramı.

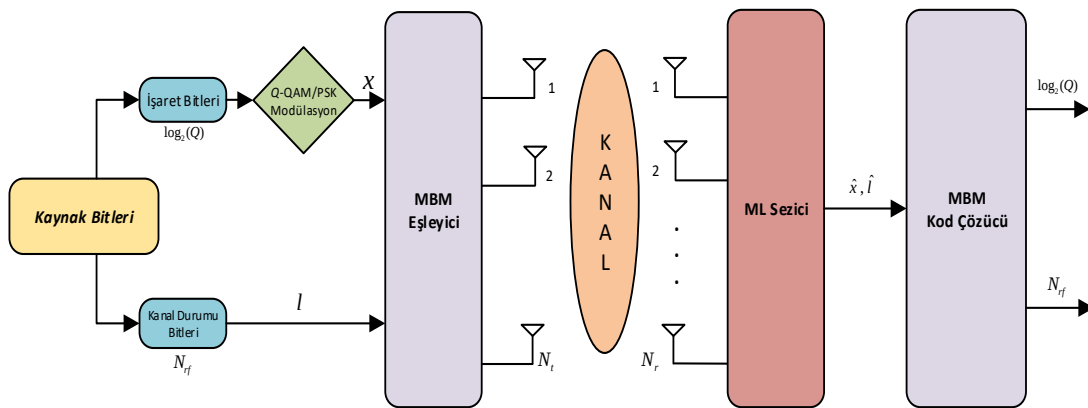
SSK tekniği, uzaysal modülasyon ikesine dayanan yeni bir modülasyon şeması olarak sunulmuştur [33]. MIMO sistemlerde kanal sönümlenme katsayıları yardımıyla, genlik ve faz modülasyonu kullanılmadan iletimi sağlamak için kullanılır. SSK'de iletim sırasında iletilen simgelerin kendileri yerine bilgi aktaran anten indisleri kullanılır. Yani bilgi bitleri yalnızca anten indisleriyle taşınır [34].

SSK'de, genel sistem modeli, Şekil 2.4'te gösterilen N_t verici ve N_r alıcı antenleri ile MIMO telsiz bağlantı yolundan oluşur. Bağımsız bit dizisi SSK eşleyiciye girer ve iletim yapılacak anten indisine bağlı olarak gönderilecek vektör oluşturulur. SSK eşleyicisine kanal kullanım başına

$$\eta = \log_2(N_t) \quad (2.10)$$

bit gönderilir. Görüldüğü üzere vericiden gönderilen işaret yalnızca verici anten sayısına bağlı olarak ifade edilir. SSK'de, iletim sırasında bir anten etkin olur ve bu nedenle yalnızca bir RF zinciri gereklidir. SSK'de girişe gelen η bit, x_l sembolüne atanır ve bu sembol l indis numaralı antenden gönderilmektedir. l anten indisi SM'de olduğu gibi seçilir. dört verici antenli sistem için Çizelge 2.1'de yer alan eşlemeler geçerlidir. SSK şemasının alıcı modeli SM ile benzerlik göstermektedir.

2.3.3 Ortam-tabanlı modülasyon

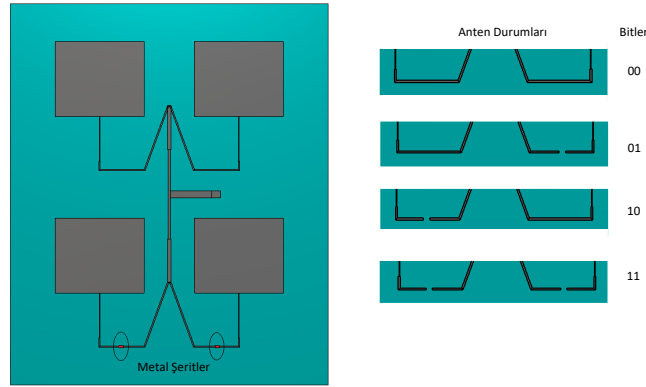


Şekil 2.5 : N_{rf} RF aynalı bir verici anten ve N_r alıcı antene sahip SIMO sistemi için MBM şemasının blok diyagramı.

MBM, RF aynalarının (RF mirrors) açık/kapalı (ON/OFF) durumlarını kullanarak farklı kanal sönümlenme gerçeklemeleri oluşturan yeni bir modülasyon türüdür. Bu karmaşık sönümlenme gerçeklemeleri MBM'nin esaslarını oluşturur. MBM bu

özellikleriyle bant verimliliği ve başarımlı açısından bir takım faydalar sağlamaktadır [14–16].

SM tabanlı sistemler uzaysal boyutlarla ve çeşitli tekniklerle bant verimliliğini ve bit hızını arttırmada önemli getiriler sağlamaktadır. Fakat gün geçtikçe daha yüksek hızlara gereksinim duyulmaktadır ve adı geçen şemanın bu hızlara ulaşması için verici anten sayılarının çok fazla artması gerekmektedir. Çok yüksek anten sayılarına çıkmak fiziksel olarak mümkün olmayabilir. Bant verimliliğini arttırmak için çok sayıda verici anten bulundurma ihtiyacı RF aynalarına dayanan MBM sistemlerinde önemli ölçüde hafifletilmiştir [17]. RF aynalarının açık/kapalı durumlarının bilgi bitlerine göre kanal sönümleme katsayılarını modüle etmesi çok fiziksel olarak çok büyük bir avantaj sağlamaktadır. MBM'in en basit hali tıpkı SSK gibidir, tek ton

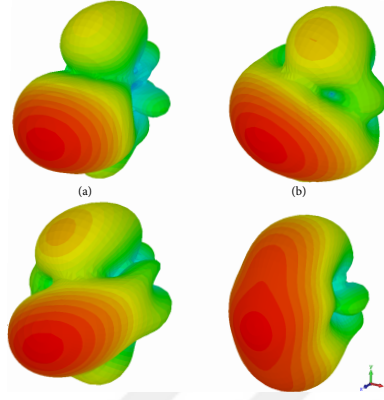


Şekil 2.6 : İki metal şerit ile akım dağılımı kontrol edilen mikroşerit ayarlanabilir anten [35].

işaret iletir ve kanal sönümleme gerçeklemlerini modülasyon uzayı gibi kullanır [14,15]. SSK'de karmaşık sönümleme sembol uzayını oluşturmak için çoklu gönderim antenleri gerekliyken, MBM'de bir verici antenin etrafına yerleştirilen RF aynaları ile bu mümkün olmaktadır [16]. Ayna aktivasyon örüntüsü (mirror activation pattern, MAP) olarak adlandırılan açık/kapalı durumları, farklı sayıda MAP'ye ulaşmak için farklı sönümleme gerçeklemleri oluşturur.

Şekil 2.5'te N_{rf} sayıda RF aynasına sahip bir verici anten ve bir alıcı antenden oluşan tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) MBM sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Şekil 2.6'daki ayarlanabilir antende, iki adet RF aynası mikroşerit antenin yamalarındaki metal şeritleri kontrol edecek biçimde konumlandırıldığı takdirde dört farklı kombinasyon elde edilecektir [35]. Bu dört

durum için mikroşerit antenin ışıma patternleri Şekil 2.7’de gösterilmiştir [35]. Burada görüldüğü üzere mikroşerit antenin yamaları kontrol edilerek, antenin akım dağılımı değiştirilmiştir. Değişen akım dağılımları antenin elektrik ve manyetik alanında değişikliğe neden olacağından, dört farklı ışıma örüntüsü ortaya çıkmıştır.



Şekil 2.7 : Mikroşerit antenin dört farklı metal şerit kombinasyonu için sahip olduğu ışıma örüntüleri [35].

Şekil 2.5’teki MBM sistem modeli için her kanal kullanımında

$$\eta = \log_2(Q) + N_{rf} \quad (2.11)$$

bit iletilir. Gönderilen bitlerden $\log_2(Q)$ adedi Q -PSK veya Q -QAM modülasyon işaret kümelerinden seçilen modülasyonlu işaret ile gönderilir. Kalan N_{rf} bit ise kanala gönderilecek olan vektörün iletileceği anten durumunu belirler. MBM eşleyiciye gelen modülasyonlu işaret x , belirlenen verici anten durumunun indisi l ’ye bağlı olarak, kanala gönderilecek olan

$$\mathbf{s} = [0 \quad \dots \quad \underbrace{x}_{l. \text{ anten durumu}} \quad \dots \quad 0]^T. \quad (2.12)$$

iletim vektörü belirlenir. İletim anında yalnızca verici antenin l . durumundan işaret gönderilir. x simgesi l indisli anten durumundan iletildiğinde kanal çıkışında elde edilen işaret

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{h}_l x + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.13)$$

olarak ifade edilir. $\mathbf{n}$ alıcı antenlerdeki AWGN terimlerini, $\mathbf{H}$ ise işaretin iletildiği $2^{N_{rf}} \times N_r$ boyutlu telsiz kanal matrisini temsil eder. $\mathbf{h}_l$ ise $\mathbf{H}$ matrisinin l . sütununu temsil etmektedir.

Çizelge 2.2 : MBM sistemlerin bant verimliliği karşılaştırması.

Sistem	Bant verimliliği (bit/sn/Hz)
MIMO-MBM	$\eta = N_t N_{rf} + N_t \log_2(Q)$
SM-MBM	$\eta = N_{rf} + \lfloor \log_2(N_t) \rfloor + \log_2(Q)$
GSM-MBM	$\eta = N_a N_{rf} + \lfloor \log_2\left(\binom{N_t}{N_a}\right) \rfloor + N_a \log_2(Q)$

2.3.3.1 Ortam-tabanlı modülasyonun avantajları

Sayısal haberleşmede verici antenlerin indisleri göz önüne alındığında IM tekniği iletim için yeni bir boyut sağlar ve MIMO sistemlere kolayca uygulanabilir [36]. Verici antenlerin RA olduğu sistemlerde, RF aynaları yardımıyla da IM mümkün olabilmektedir [15]. Geleneksel modülasyon şemalarına kıyasla, IM teknikleri bant verimliliği ve hata başarımı açısından dikkat çekici avantajlar getirir, bundan ötürü IM son yıllarda kayda değer bir şekilde dikkat çekmiştir [37]. Elektromanyetik alanlarda sıkça kullanılan yeniden ayarlanabilir antenler, sahip olduğu bileşenlerle ışıyım örüntülerini değiştirme yeteneğine sahiptir. MBM yöntemi sayısal bilgi taşımak için RA'ları kullanan bir IM türüdür [15, 16]. Farklı alanlarda birden fazla kavramla tanımlanan bu sistemleri daha genel bir şekilde adlandırmak ve anlam karmaşasını gidermek için [22]'de yapılan çalışmayla kanal modülasyonu (channel modulation, CM) MBM ve RA kavramlarını kapsayan bir üst tanım olarak belirlenmiştir.

2.3.3.2 Yapılan çalışmalar

Kanal modülasyonu yöntemini birçok yöntemle birleştirmek mümkündür. Yeni bir alan olmasına karşın, MBM yani CM üzerine çeşitli çalışmalar yapılmıştır. [17]'de yapılan çalışmada, GSM yöntemi MBM yöntemi ile birleştirilerek GSM-MBM sistemi ortaya konulmuştur. Bu sistem [16]'da önerilen MIMO-MBM sisteminden bit hata başarımı olarak daha üstündür. Çizelge 2.2'de MIMO-MBM, SM-MBM ve GSM-MBM'in bant verimlilikleri verilmiştir. N_a , etkin verici anten birimi sayısı, N_{rf} ise her bir verici anten biriminden yer alan RF aynası sayısını temsil etmektedir.

SSK ve MBM ilkeleri [18]'de yapılan çalışmada, hata başarımlarını iyileştirmek için ilişkili ve eş dağılımlı Rician sönmülemeli kanal koşullarında birleştirilmiştir. Sonrasında RA tabanlı SSK [18], Rician sönmülemeli kanallarda bilişsel radio

sistemlerinin temelini oluşturması için dşnlmş ve geleneksel spektrum paylaşım sistemlerine kıyasla iyileştirmeler gösterilmiştir [38].

Son olarak [22]'de uzay-zaman kanal modülasyonu (space-time channel modulation, STCM) sunulmuştur. STCM, uzay-zaman blok kodlama (space-time block coding, STBC) ile MBM ilkelerini birleştirerek daha fazla verici çeşitleme kazancı getirmektedir. Bununla birlikte tek RF zincirine sahip yüksek veri hızına sahip SM tabanlı CM şemaları araştırılmayı beklemektedir. Tez kapsamında bu alanda özgün çalışmalar gerçekleştirilmiştir.



3. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ

Telsiz iletişim sistemlerinin uygulama alanlarının artması ile birlikte kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Kullanımının artmasının yanı sıra uygulama senaryolarının finans, sağlık ve güvenlik sektörleri gibi kritik alanlarda genişlemesi güvenli olma zorunluluğunu da beraberinde getirmektedir.

İletişim güvenliği günümüzde şifreleme (encryption) metotları ile gerçekleştirilmektedir. Bu şifreleme metotları matematiksel bir problemin karmaşıklığına dayanmakta olup, belirlenen süre içerisinde çözülmemesinden kaynaklı bir güvenlik sağlamaktadır. Bu sistemler için verilen en yaygın örnek “Spor Salonu Problemi” olarak adlandırılmaktadır. Bu örnekte, bir spor salonunda kilitlenen dolabın şifresi belirli bir deneme sonucunda elbette kırılabilir. Ancak spor yapan kişinin salonda kalma süresi kısıtlı olduğundan dolap güvenli bir şekilde eşyaları koruyabilir denebilir. Bu örnek üzerinden görülebileceği üzere şifreleme sistemlerinin sağladığı güvenlik saldırganların işlemsel kuvvetleri ile orantılıdır. Bunun yanı sıra bu sistemlerin çalışması ve çözümü zor matematiksel problemler üretilmesi oldukça yüksek bir işlem gücü gerektirmektedir. Bu işlem gücünün, gelecekte yaygınlaşması ön görülen nesnelerin interneti senaryolarında çoğu zaman karşımıza çıkan ucuz donanım, sınırlı pil ömrü problemleri ile karşılaşıldığında gerçekleştirilemeyeceği görülmektedir.

Buna ek olarak Open System Interconnection (OSI) katman modelinden iletişim sistemleri incelendiğinde, fiziksel katmanın üzerinde bulunan tüm katmanlarda farklı şifreleme ve güvenlik protokolleri geliştirilmiştir, ancak fiziksel katmanda gerçekleştirilmiş bir çalışma bulunmamaktadır [39]. Fiziksel katmanda geliştirilecek modülasyon, çoğullama ya da kodlama teknikleri ile iletişim sistemlerinin güvenliğinin sağlanabileceği fiziksel katman güvenliği ile ortaya atılmıştır. Fiziksel katman güvenliği perspektifinden bakıldığında saldırı tipleri aktif ve pasif olmak üzere iki temel grupta incelenebilir. Aktif saldırı, saldırganın aktif bir şekilde iletişim kanalı üzerinden bir işaret yayınlaması şeklinde tanımlanabilir. Bu işaret eğer sadece iletilmek istenen mesajı bozmak üzere tasarlanmışsa sinyal karıştırma (jamming)

saldırısı, ya da alıcıya vericinin kendisi olduğunu ikna etmek istiyorsa maskeleye saldırısı (spoofing) denir [40]. Pasif saldırıların başında gizli dinleme saldırısı gelmektedir. Aktif saldırılara göre en büyük avantajı, gizli dinleyicinin konumunun bilinmemesidir.

Özellikle telsiz iletişimde kullanılan kanalın açık bir ortam olması ve işaretin göndericinin kapsama alanı içerisinde kalan her alıcının erişimi dahilinde olması, gizli dinleme türü güvenlik ihlallerine olanak sağlamaktadır. Gizli dinleme saldırıları, iki yetkili düğüm arasındaki iletilen bilgilerin yetkisiz bir düğüm tarafından elde edilmesi ve anlaşılması olarak tanımlanabilir.

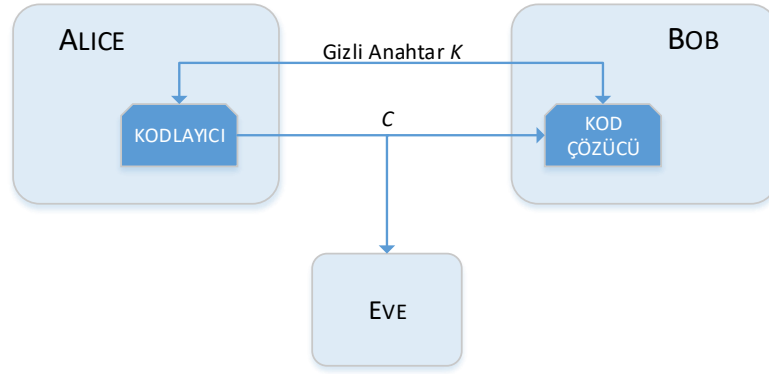
Geleneksel kablolu sistemlerde kabloların fiziksel olarak erişiminin zor olması nedeniyle fiziksel katman genellikle güvenli kabul edilmiş ve güvenlik üst katmanlarda sağlanmaya çalışılmıştır. Ancak telsiz iletişim sistemlerinde kablosuz iletilen veri uygun bir alıcı kullanılarak ele geçirilebilir.

Bu bağlamda öncelikle Shannon'un şifreleme sistemi [41] ve Wyner'ın kanal modeli ile fiziksel katman güvenliğinin temelleri açıklanacak, ardından çoklu anten yapıları ile geliştirilen güvenlik stratejileri verilecektir. Ardından, indeks modülasyonlu sistemlerle fiziksel katman güvenliği açısından değinilecek ve yapılabilecek farklı sistem modelleri üzerinde tartışılacaktır.

3.1 Shannon'un Şifreleme Sistemi

Shannon bilgi kuramsal güvenli iletişimi gündeme getiren ilk kişidir. Shannon Şekil 3.1'de görülen gürültüsüz şifreleme sistemini ele almıştır. Şekilde Alice verici, Bob yetkili alıcı, Eve ise gizli dinleyicidir. Alice ve Bob'un birbiriyle paylaştığı K anahtarı Eve tarafından bilinmemektedir. Güvenli iletişimi sağlamak için Alice M mesajını iletimden hemen önce K anahtarı yardımıyla X kod sözcüğüne dönüştürür. Bob da K anahtarını kullanarak X kod sözcüğünden M mesajını geri elde eder [41].

Bu iletişim sisteminde Eve için M ile X arasındaki karşılıklı bilgi miktarı sıfıra eşit olduğunda sistem güvenli olarak tanımlanmaktadır. Shannon kusursuz gizlilik için gizli anahtarın entropisinin mesajın entropisinden büyük olması gerektiğini ifade etmiştir. Bu sistemde gizli anahtarın ve mesajın ikili sayılar oluşan diziler olduğunu varsayıyoruz. Bu noktada kusursuz gizlilik için "one-time pad" yaklaşımı



Şekil 3.1 : Shannon'un şifreleme sisteminin blok diyagramı.

kullanılmaktadır. Bu yaklaşıma göre M mesajı ile K gizli anahtarı XOR ile yani ikili toplama işlemiyle kodlanarak X kod sözcüğü elde edilir. Sonrasında ise yetkili alıcı tarafından X mesajı K gizli anahtarıyla toplanır (XOR) ve M mesajı geri elde edilir:

$$X = M \oplus K \quad (3.1)$$

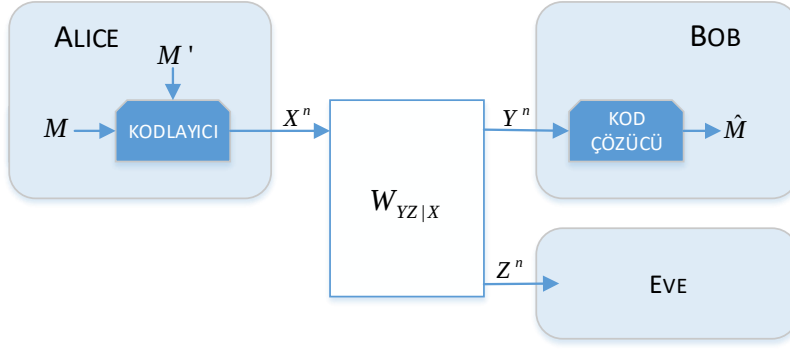
$$M = X \oplus K \quad (3.2)$$

3.2 Wyner'in Kanal Modeli

Shannon'un önerdiği sistem teorik olarak kusursuz bir gizlilik sağlasa da, pratik olarak kullanışlı bir sistem değildir. Shannon varsayımlarını gürültüsüz bir ortamda, kod sözcüğünün tüm alıcılar tarafından elde edilebildiği üzerine kurmuştur. Bu varsayımlar gerçek dünyada geçersizdir. Çünkü telsiz iletişim ortamı büyük ve küçük ölçekli olmak üzere birçok sönümlemeye maruz kalmaktadır.

Shannon'un önerdiği sistemin bir diğer eksikliği de, üretilen gizli anahtarın iletilmesi istenen mesaj ile aynı uzunluğa sahip olması gerektiğidir. Günümüzde mesaj uzunluğunda anahtar üretilmesi pek verimli bir yöntem olarak görülmemektedir.

Wyner yapmış olduğu araştırmalarla diğer katmanlar kadar fiziksel katmandaki güvenliğinin de önemini ortaya çıkararak bu alanda öncü olmuştur [42]. Wyner'ın araştırmalarında klasik yöntemlerle sağlanan güvenlik önlemlerinin erişemediği iletişim güvenliği seviyesinin bu katmandaki önerdiği şemalarla elde edileceğini ispatlamıştır. Akabinde bilgi kuramsal analizler yapılarak, gizliliğin ölçüsünü ifade edebilmek adına parametreler belirlenmiştir. Bu parametreler ve tanımlar yardımıyla



Şekil 3.2 : Wyner’in önerdiği sistem modeli

güvenli bilgi miktarını ölçmek ve güvenli bilgi miktarının kapasitesini tanımlarak bu değere ulaşmak mümkün olmuştur.

Şekil 3.2’de Wyner’in önerdiği sistemin blok diyagramı görülmektedir. Burada ayrık belleksiz kanal olarak modellenmiştir ve kanal kodlaması yapılarak gizlilik analizleri yapılmıştır. Bu modele göre, $M \in \{1; 2^{nR_s}\}$ rastgele değişkeniyle temsil edilen mesajı R_s veri hızıyla, n uzunluklu X^n kod sözcükleri şeklinde kodlayarak, belleksiz gürültülü kanaldan iletmektedir. Kanalin geçiş olasılıkları $W_{YZ|X}$ ile gösterilmektedir. Burada meşru alıcı Bob, iletilen M mesajını Y^n kod sözcüğünden yararlanarak, yüksek güvenilirlikle $\hat{M}$ olarak kestirmelidir. Meşru olmayan dinleyici Eve ise M mesajını içermemesi hedeflenen Z^n kod sözcüğünü elde edecektir. M mesajı iletilirken varlığı yalnızca Alice tarafından bilinen yardımcı rastgele sayı üretici $M' \in \{1; 2^{nR_s}\}$ kullanılmaktadır. Bu senaryoda, üretilen kod wiretap kod olarak isimlendirilir. Eğer sonsuz uzunluklu kod sözcükleri kullanılırsa aşağıdaki iki farklı eşitlik sırasıyla güvenilirlik ve gizlilik durumlarına karşı düşecektir:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Pr(M \neq \hat{M}) = 0 \quad (3.3)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} I(M; Z^n) = 0. \quad (3.4)$$

Wyner’in önerdiği yöntemler ışığında görülmüştür ki, kanal kodlama yapılarak istenilen gizlilik oranına mevcut şifreleme yöntemlerinden daha verimli bir şekilde ulaşılabilir. Ancak güvenilirlik ve gizlilik için istenen iki şartın aynı anda sağlanması bazı durumlarda mümkün olmamaktadır. Bunun için bu kodları ve diğer yöntemleri kapsayacak gizlilik ölçüsü tanımlanabilir. Bu noktada gizlilik açısından

önemli olan nokta maksimum gizliliği sağlayacak bir V kodu üretmektir. Bu koddan yola çıkarak ulaşılabilecek maksimum güvenli kanal kapasitesi Csiszar ve Körner tarafından genelleştirilerek

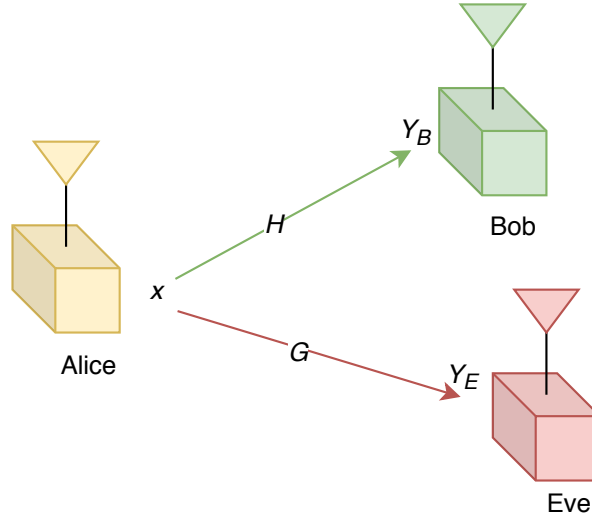
$$C_s = \max(I(V;Y) - I(V;Z)) \quad (3.5)$$

olarak tanımlanmıştır [43]. Burada $I(V;Y)$ Alice ve Bob arasındaki karşılıklı bilgiyi, $I(V;Z)$ ise Alice ile Eve arasındaki karşılıklı bilgiyi yani sızan bilgiyi ifade etmektedir.

3.3 Telsiz Kanallarda Güvenli İletişim

Burada yukarıdaki başlıklarda ayrık belleksiz kanallar için anlatılan yöntemler, telsiz iletişim ortamlarına bilgi kuramsal olarak uyarlanacaktır. Telsiz iletişim ortamı yukarıda bahsettiğimiz gibi çeşitli sönümleme etkilerine maruz kalmaktadır. Shannon ve Wyner'ın yaklaşımları ise her ne kadar kusursuz güvenliği sağlasalar da, sönümleme ortamlarında gerçekten uzak yaklaşımlar olarak kalmaktadırlar.

Bu anlamda en basit kanal modeli olan Gauss'un dinleyicili kanal (Gaussian wiretap channel) [44]'te ortaya konulmuştur. Bu çalışmada tanımlanan gizlilik kapasitesini genişletilerek sönümlemeli kanallara uyarlanmıştır [45].



Şekil 3.3 : Sönümlemeli gizli dinleyici içeren kanal modeli.

Şekil 3.3'te sönümlemeli model görülmektedir. Burada H Alice ile Bob, G ise Alice ile Eve arasındaki kanal sönümleme katsayısını, x Alice tarafından gönderilen işareti, Y_B ve Y_E sırasıyla Bob ve Eve tarafından alınan işaretleri temsil etmektedir. Meşru alıcı ve gizli dinleyiciye ulaşan işaretler

$$Y_B = Hx + n_B \quad (3.6)$$

$$Y_E = Hx + n_E \quad (3.7)$$

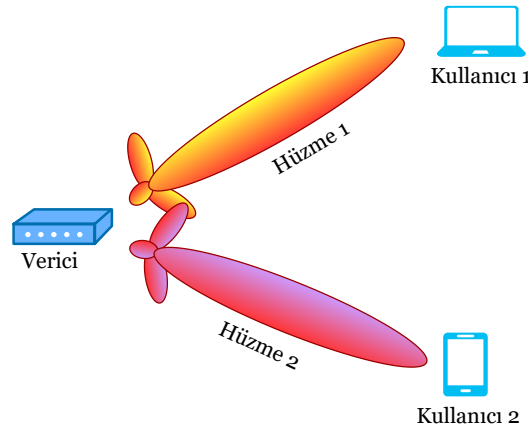
olarak ifade edilmektedir. Bu modelden yola çıkarak güvenli kanal kapasitesi

$$C_s = \left\{ \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P \|H\|^2}{\sigma_B^2}\right) - \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P \|G\|^2}{\sigma_E^2}\right) \right\}^+ \quad (3.8)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu eşitlikten de görüldüğü üzere gizlilik oranı Bob Eve'nin kanal kapasiteleri arasındaki farka eşittir.

3.4 Yüksek Güvenli Kanal Kapasitesi için Önerilen Yöntemler

Literatürdeki birçok çalışmada fiziksel katmanda güvenli iletişimi sağlamak için çeşitli kanal modelleri ele alınmıştır. İletişimde gizliliği ve güvenliği sağlamak adına güvenli kanal kapasitesi tanımlanmış ve bu kapasiteye ulaşmak için birçok yöntem önerilmiştir. Literatüre bakıldığında, önerilen en önemli metotlar hüzmeye yönlendirme (beamforming) ve yapay gürültü (artificial noise) eklemedir..

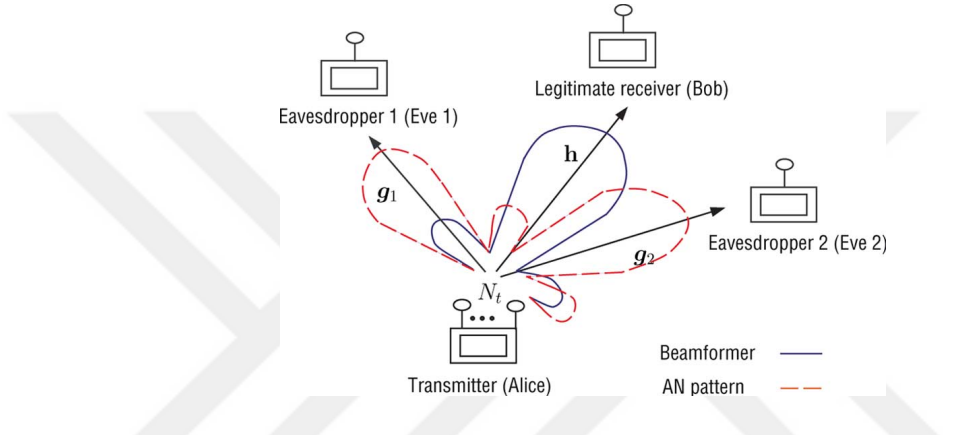


Şekil 3.4 : Çok kullanıcılı hüzmeye yönlendirmeli sistemin şeması.

3.4.1 Hüzmeye yönlendirme

Hüzmeye yönlendirme MIMO sistemler için önerilen ve verici antenin ışıma örüntülerini üç boyutlu uzayda manipüle etmeye olanak sağlayan bir ön kodlama yöntemidir. Böylece vericide yapılan iletimin ve harcanan gücün meşru alıcıya odaklandırılması ve alıcıdaki işaret gücünde artış sağlanmaktadır. İşaretlerin iletilmesi istenen kullanıcılar yüksek güç seviyesinde işaret alırken, işaretin iletimemesi istenen alıcılara düşük güç seviyesinde iletim yapılarak bir çeşit gizlilik de elde edilmektedir [46].

Şekil 3.4'te bir verici ve iki kullanıcı içeren hüzme yönlendirmeli sistem senaryosu gösterilmiştir. Bu yapılardan görüleceği üzere hüzme yönlendirme yardımıyla istenilen bölgelere daha güçlü işaretler iletmek mümkün olmaktadır. Sönümlemeli kanallar için verilen güvenli kanal kapasitesi tanımına göre, eğer yetkili alıcının işaret-gürültü oranı gizli dinleyicinininkinden fazlaysa güvenli kanal kapasitesi artmaktadır. Buradan yola çıkarak yetkili alıcıya hüzme yönlendirme yardımıyla güçlü ışıma yapılarak, diğer kısımlara düşük güçlü işaret gitmesi sağlanabilmektedir. Böyle yapıldığı takdirde güvenli kanal kapasitesinde oldukça yüksek artışlar elde edilebilecektir [47].



Şekil 3.5 : Verici anten hüzme yönlendirmeli iletim yaptığı fiziksel katman güvenliği artırılmış sistem modeli [47].

Şekil 3.5'te hüzme yönlendirmeli kanalın yapısı görülmektedir. Buradan da görüleceği üzere yetkili alıcı Bob mavi ile gösterilen ışımadan en önemli payı almaktadır. Bu sistemde yetkili alıcı ve gizli dinleyici tarafından alınan işaretler sırasıyla

$$y_b(t) = \mathbf{h}^H \mathbf{w} s(t) + n(t), \quad (3.9)$$

$$y_{e,m}(t) = \mathbf{g}_m^H \mathbf{w} s(t) + v_m(t) \quad (3.10)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $\mathbf{w}$ verici anten hüzme yönlendirme katsayısını ifade etmektedir. Yetkili alıcı ve gizli dinleyicinin işaret gürültü oranları sırasıyla

$$\text{SNR}_b = E \left\{ \frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{w} s(t)|^2}{\sigma_b^2} \right\}, \quad (3.11)$$

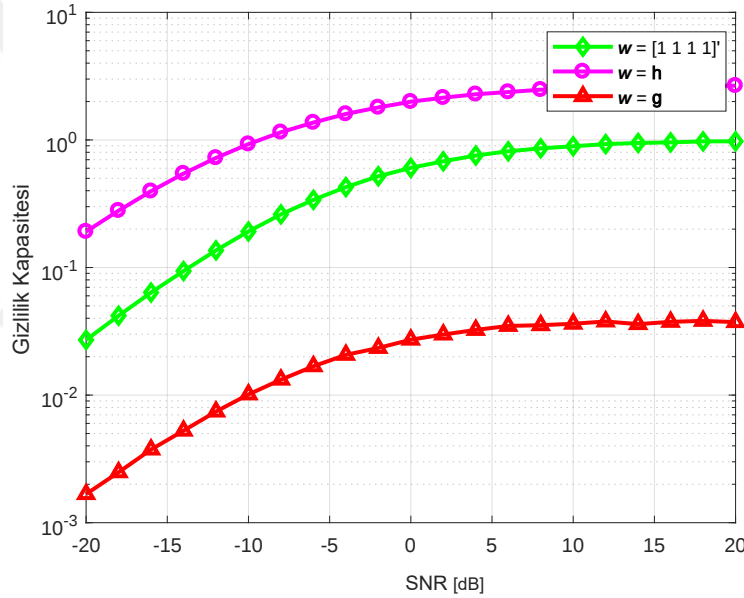
$$\text{SNR}_{e,m} = E \left\{ \frac{|\mathbf{g}_m^H \mathbf{w} s(t)|^2}{\sigma_{v,m}^2} \right\} \quad (3.12)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Buradan yola çıkarak güvenli kanal kapasitesi

$$C_s = \left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR}_b) - \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR}_{e,m}) \right\}^+ \quad (3.13)$$

olarak bulunur.

Bu sistemin etkisini görebilmek adına, farklı w değerleri için hüzme yönlendirme yapılmıştır. Meşru verici Alice'in dört verici antene, yetkili alıcı Bob ve gizli dinleyici Eve'in ise tek alıcı antene sahip olduğu durum ele alınmıştır. Üç tane farklı ön kodlama vektörüne w değerine sahip sistemin güvenli kanal kapasiteleri MATLAB yardımıyla bilgisayar benzetimiyle sınındığında, Şekil 3.6'da görülen eğriler elde edilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere uygun ön kodlama yapılarak hüzme yönlendirme tekniği uygulandığında, güvenli kanal kapasitesinde artış sağlamak mümkün olacaktır. Eğer Bob'un kanalına uygun bir hüzme yönlendirme yapılırsa güvenli kanal kapasitesi artacak, Eve'in kanalına uygun yapılırsa da azalacaktır.

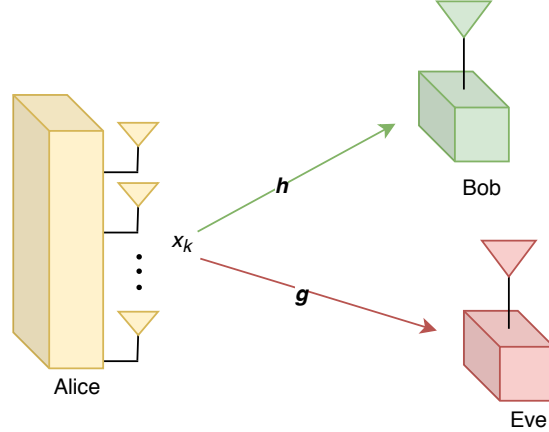


Şekil 3.6 : Alice'in dört verici, Bob ve Eve'in tek alıcı antene sahip olduğu durumda farklı ön kodlama vektörleri için güvenli kanal kapasitesi hesabı.

3.4.2 Yapay gürültü

Bu yöntemde verici tarafında yapay gürültü oluşturularak, uzayda istenen bölgeye bilgi işaretinin yanında bu gürültünün de gönderilmesi hedeflenmiştir [48]. Üretilen yapay gürültü uygun tasarlandığında, meşru alıcı bu gürültüden etkilenmemesine rağmen diğer tüm istenmeyen alıcılar gerçek bilgi işaretini gürültüden dolayı ayırt edemeyecektir [49]. Tüm iletim ortamına yapay gürültüyü göndermeye ek olarak, sadece istenmeyen bölgelere bu gürültü işareti yönlendirilerek istenmeyen alıcıların yine gerçek mesajı ayırt etmesinin önüne geçilebilmektedir. Ayrıca

gerekli maksimizasyonlar yapılarak tasarlanacak yapay gürültülerle güvenli kanal kapasitesinde artış elde edebilmek mümkün olmaktadır.



Şekil 3.7 : Alice'in çoklu antene sahip olduğu, Bob ve Eve'in tekli antene sahip olduğu durumda yapay gürültülü sistem modeli.

Şekil 3.7'de görülen sistem modeline göre, Alice birden fazla verici antene, Bob ve Eve tek alıcı antene sahip olacaktır. Alice tarafından k anında gönderilen işarete x_k denilecek olursa, yetkili alıcı Bob'un k anında aldığı işaret

$$z_k = \mathbf{h}_k^H x_k + \mathbf{n}_k \quad (3.14)$$

olacaktır.

Eve tarafından k iletim anında alınan işaret ise

$$y_k = \mathbf{g}_k^H x_k + \mathbf{e}_k \quad (3.15)$$

olarak ifade edilmektedir.

Burada Bob ve Eve alıcılarına ait kanal zayıflama dizileri sırasıyla $\mathbf{h}$ ve $\mathbf{g}$ ile gösterilmektedir. $\mathbf{n}$ ve $\mathbf{e}$ alıcılardan kaynaklanan rastgele Gauss gürültülerini göstermektedir. Gönderilen işaretin

$$x_k = \mathbf{p}_k u_k + \mathbf{w}_k \quad (3.16)$$

şeklinde oluşturulduğu düşünülecektir. Burada u_k Gauss dağılımlı bilgi mesajı, $\mathbf{w}_k$ yapay gürültü dizisini göstermektedir. Bu gösterime göre Bob ve Eve alıcılarında alınan işaret ifadelerini sırasıyla

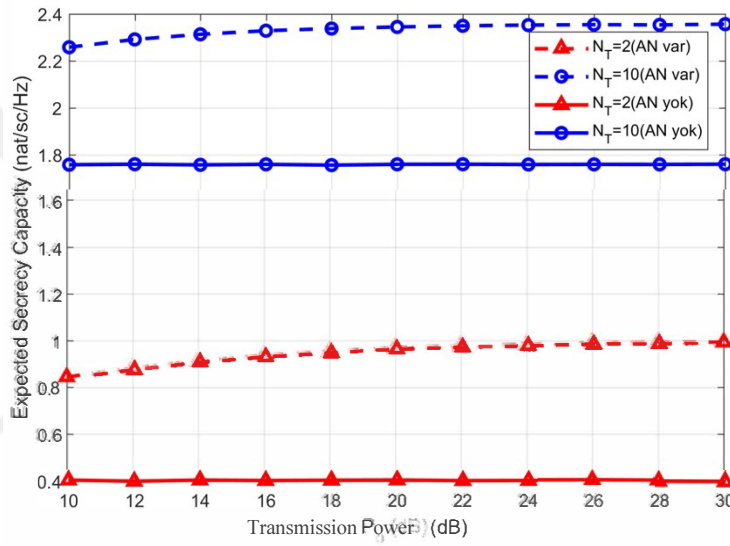
$$z_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_k u_k + \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k + \mathbf{n}_k, \quad (3.17)$$

$$y_k = \mathbf{g}_k^H \mathbf{p}_k u_k + \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k + e_k \quad (3.18)$$

şeklinde düzenleyebiliriz. Alıcıda elde edilen işaretlere göre güvenli kanal kapasitesi

$$C_s = \left\{ \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_k|^2 \sigma_u^2}{\sigma_n^2}\right) - \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{|\mathbf{g}_k^H \mathbf{p}_k|^2 \sigma_u^2}{E[(\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k)^2] \sigma_n^2}\right) \right\}^+ \quad (3.19)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada denklemlerden de anlaşılacağı üzere, yapay gürültü işareti Bob'un kanal bilgisinin Alice tarafından bilindiği varsayılmaktadır. Böylece Alice yapay gürültü işaretini Bob'un kanal bilgisinin sıfır uzayında kalacak şekilde oluşturmaktadır.



Şekil 3.8 : Alice'in iki ve on verici antene sahip olduğu, Bob ve Eve'in tekli antene sahip olduğu durumda yapay gürültülü ve yapay gürültüsüz sistemlerin güvenli kanal kapasitesi eğrileri.

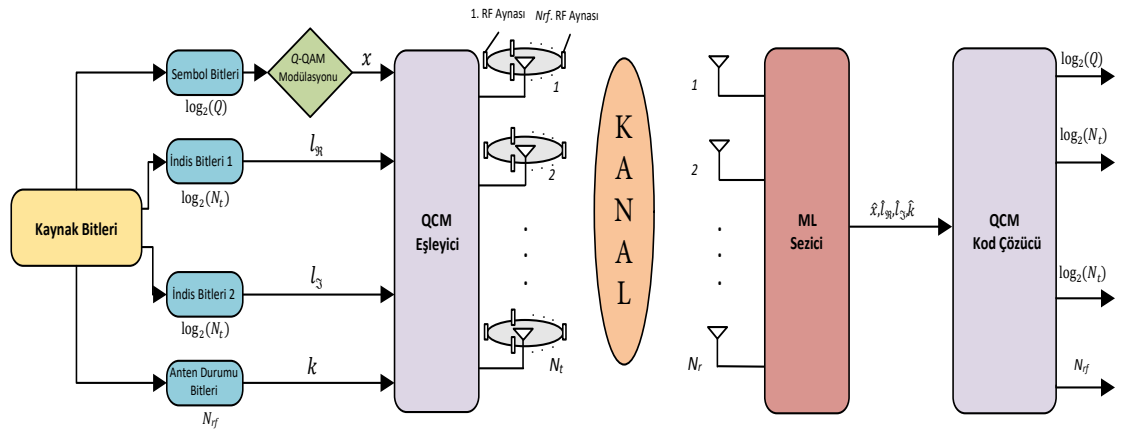
İki ve on verici antene sahip sistem için yetkili vericinin yapay gürültü ilettiği senaryonun analizleri MATLAB benzetimleriyle Şekil 3.8'de elde edilmiştir. Görüldüğü üzere en yüksek kanal kapasitesine on verici antenli ve yapay gürültünün kullanıldığı durumlarda ulaşılmıştır. Verici anten sayısı daha düşük ve yapay gürültü kullanılmadığı durumda gizlilik kapasitesinin oldukça düştüğü gözlemlenebilir. Burada en önemli problem, vericinin sahip olduğu gücün ne kadarını yapay gürültüye ne kadarını mesaj işaretine ayıracağına karar vermektedir. Farklı optimizasyon yaklaşımları ile güç paylaşımı sorunu çözülebilmektedir.

4. DİK KANAL MODÜLASYONU

MBM ile SM mantığı birleştirilerek bant verimliliğini arttırmak ve hata başarımını iyileştirmek mümkündür. QSM sistemleri ise SM'den bant verimliliği olarak üstün olmasına karşın herhangi bir ek alıcı karmaşıklığı getirmemektedir. QSM'de eşzamanlama ihtiyacı olmasına karşın, hata başarımından elde edilen kazanç eşzamanlamanın göz ardı edilmesine neden olur. Ayrıca gelecek nesil haberleşme sistemlerinde yüksek veri hızlarına ulaşabilmek büyük bir öneme sahiptir. MBM ile anten sayısını arttırmadan yüksek veri hızlarına ulaşmak mümkündür.

Günümüzde ve gelecek nesil haberleşmesinde istenilen hata başarımına ve bit hızlarına ulaşmak için MBM ve QCM ilkeleri birleştirilebilir. Tek RF zinciriyle çalışan bu sistem maliyet açısından da avantaj sağlamaktadır. QCM ikisiyle çalışan üç adet yeni şema tasarlanmıştır. Bu üç şema da, QCM mantığı ile çalışmakta ve QCM'nin üstünlüklerini taşımaktadır. Üç şemada da, N_t verici, N_r alıcı antenli MIMO sistemin Q -QAM kullandığı düşünülmektedir. Ayrıca verici anten birimlerinde farklı kanal gerçeklemeleri oluşturmak için N_{rf} RF aynası kullanılmaktadır.

4.1 Dik Kanal Modülasyonu-I (QCM-I) Şeması



Şekil 4.1 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-I şemasının blok diyagramı.

QCM-I'in sistem modeli Şekil 4.1'de görülmektedir. Bu şema doğrudan QSM ile MBM'in birleşiminden oluşmaktadır. Bu sistemde vericiye her kanal kullanımında

$$\eta = \log_2(Q) + 2\log_2(N_t) + N_{rf} \quad (4.1)$$

bit gelmektedir. Tıpkı QSM'deki gibi ilk $\log_2(Q)$ bit Q -QAM modülasyon derecesini belirlemek için kullanılırken, sonrasındaki $\log_2(N_t)$ bit ise seçilen Q -QAM sembolün (x) gerçek ve sanal kısımlarının iletileceği verici anten indislerini ($l_{\Re}$ ve $l_{\Im}$) belirlemek için kullanılır. Kalan son N_{rf} bit yardımıyla da etkin kanal durumu (k) belirlenir. Verici antenlerin hepsi, bu belirlenen kanal durumuna ayarlanır. Başka bir deyişle, QCM-I şeması QSM'ye, RF aynaları yardımıyla ek olarak bir boyut kazandırır. Bu boyut kanal durumu olarak ifade edilir ve ek bilgi biti taşımaya yardımcı olmaktadır. QCM-I şemasına ait örnek aşağıda yer almaktadır.

QCM-I şemasını kullanacak bir sistemin dört verici, dört alıcı antenli MIMO yapısına sahip olduğunu varsayalım. Her bir verici anten biriminide iki adet RF aynası olsun ve sistem 16-QAM modülasyonunu kullansın. RF kanal durumlarına karar vermek için Çizelge 4.1'de yer alan eşleme yapılır. Böylece bant verimliliği $\eta = 10$ bit/sn/Hz olacaktır. Giriş bit dizisi $\mathbf{q} = [1001111001]$ olsun. Girişe gelen bitler

$$\mathbf{q} = [\underbrace{1001}_{\log_2(Q)} \underbrace{11}_{\log_2(N_t)} \underbrace{10}_{\log_2(N_t)} \underbrace{01}_{N_{rf}}]. \quad (4.2)$$

şeklinde gruplandırılır.

Çizelge 4.1 : İki RF aynalı antene sahip sistemimde etkin kanal durumu karar kuralı.

Bitler	RF aynalarının durumları	Etkin Kanal Durumu
[00]	1. → Kapalı, 2. → Kapalı	1
[01]	1. → Kapalı, 2. → Açık	2
[10]	1. → Açık, 2. → Kapalı	3
[11]	1. → Açık, 2. → Açık	4

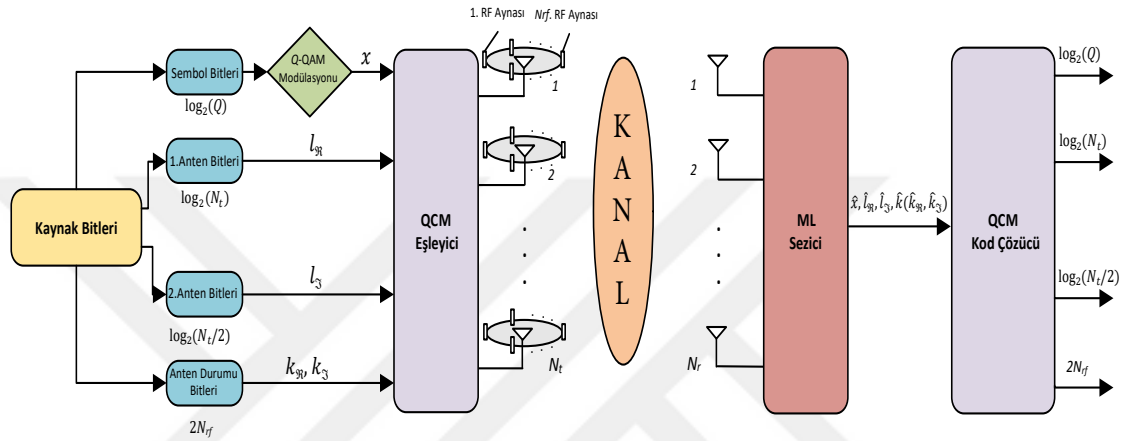
İlk $\log_2(Q) = 4$ bit ([1001]) 16-QAM modülasyonu kullanılarak $x = 3 + j$ sembolü elde edilir. Bu sembol gerçek ve sanal kısımlar olmak üzere ikiye ayrılarak $x_{\Re} = 3$ ve $x_{\Im} = +1$ elde edilir. Sonrasındaki $\log_2(N_t) = 2$ bit ([11]) ile gerçek işaret $x_{\Re} = +3$ 'ün gönderileceği anten indisi $l_{\Re} = 4$ belirlenir. Devamındaki $\log_2(N_t) = 2$ bit ([10]) yardımıyla sanal işaret $x_{\Im} = +1$ 'in gönderileceği anten indisi $l_{\Im} = 3$ belirlenir. Son olarak $N_{rf} = 2$ bit ([01]) iki durumda da etkin olacak RF aynalarının durumu Tablo

6.1'den $k = 2$ (1. $\rightarrow$ Kapalı, 2. $\rightarrow$ Açık) olarak bulunur. Böylece ilişkin iletim vektörü

$$\mathbf{s} = \left[\begin{array}{c|c|c|c} \underbrace{0000}_{1. \text{ Kanal Durumu}} & \underbrace{00}_{l_3} \underbrace{j}_{l_3} \underbrace{3}_{l_3} & \underbrace{0000}_{3. \text{ Kanal Durumu}} & \underbrace{0000}_{4. \text{ Kanal Durumu}} \end{array} \right]^T \quad (4.3)$$

şeklinde olur.

4.2 Dik Kanal Modülasyonu-II (QCM-II) Şeması



Şekil 4.2 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-II şemasının blok diyagramı.

Bu şemada QCM-I sisteminin bant verimliliğinin artırılması hedeflenmektedir. Bu sistemde karmaşık veri sembolleri aynı etkin anten durumlarını kullanmamaktadır, fakat birbirinden bağımsız olarak seçilen iki farklı kanal durumundan iletim gerçekleştirilmektedir. QCM-I'den farklı olarak kanal durumları için kullanılan bitler iki katına çıkarılmaktadır ve $2N_{rf}$ bit kullanılmaktadır. Şekil 4.2'de QCM-II şemasının blok diyagramı görülmektedir. Bu sistemde de gerçek ve sanal kısım ayrı ayrı gönderilmekte ve iki kere verici anten seçimi yapılmaktadır. Bunun için verici antenler iki gruba ayrılır. İlk seçilen gerçek işaretin gönderileceği verici anten indisi, bütün verici antenler arasından seçilmektedir. Eğer seçilen bu anten ilk gruptan ise sanal kısım için seçilecek verici anten diğer kısımdan seçilmektedir. Aynı şekilde gerçek kısmın gönderileceği verici anten ikinci gruptan ise, sanal kısmın iletileceği verici anten ilk gruptan seçilmektedir. Böylece gerçek kısmı iletileceğimiz antenin olduğu grup, ikinci seçimde kullanılamamaktadır. Sanal kısmın iletileceği anten için diğer anten grubundan seçim yapılmaktadır. Bu sistemde gerçek ve sanal kısım farklı RF kanal durumlarından gönderilirken, iki kere anten seçimi yapılacaktır. Böylece iki anten aynı RF durumuna ayarlansa bile, verici antenlerin farklı olacağı garanti altına

alındığından, sistemde bant verimliliği

$$\eta = \log_2(Q) + \log_2(N_t) + \log_2(N_t/2) + 2N_{rf} \quad \text{bit/sn/Hz} \quad (4.4)$$

olarak gösterilebilir. Tıpkı QCM-I'deki gibi ilk $\log_2(Q)$ bit Q -QAM modülasyon derecesini belirlemek için kullanılırken, sonrasındaki $\log_2(N_t)$ ve $\log_2(N_t/2)$ bit ise seçilen Q -QAM sembolün (x) gerçekte ve sanal kısımlarının iletileceği verici anten indislerini ($l_{\Re}$ ve $l_{\Im}$) belirlemek için kullanılır. Kalan son $2N_{rf}$ bit yardımıyla da etkin kanal durumları ($k_{\Re}$ ve $k_{\Im}$) belirlenir. Burada iletimde olacak verici antenlerin kanal durumları birbirinden bağımsız olarak seçilmektedir. QCM-II şemasına ait aşağıda sayısal örnek yer almaktadır.

Sistemin dört verici, dört alıcı antenli ve iki RF aynalı olduğunu varsayalım ve 8-QAM ile modüle edelim. Böylece $\eta = 10$ bit/sn/Hz olacaktır. Giriş bit dizisi $\mathbf{q} = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]$ olsun. Bu bitler aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi gruplandırılır:

$$\mathbf{q} = [\underbrace{0 \ 1 \ 0}_{\log_2(Q)} \underbrace{1 \ 0}_{\log_2(N_t)} \underbrace{0}_{\log_2(N_t/2)} \underbrace{1 \ 0}_{N_{rf}} \underbrace{1 \ 1}_{N_{rf}}]. \quad (4.5)$$

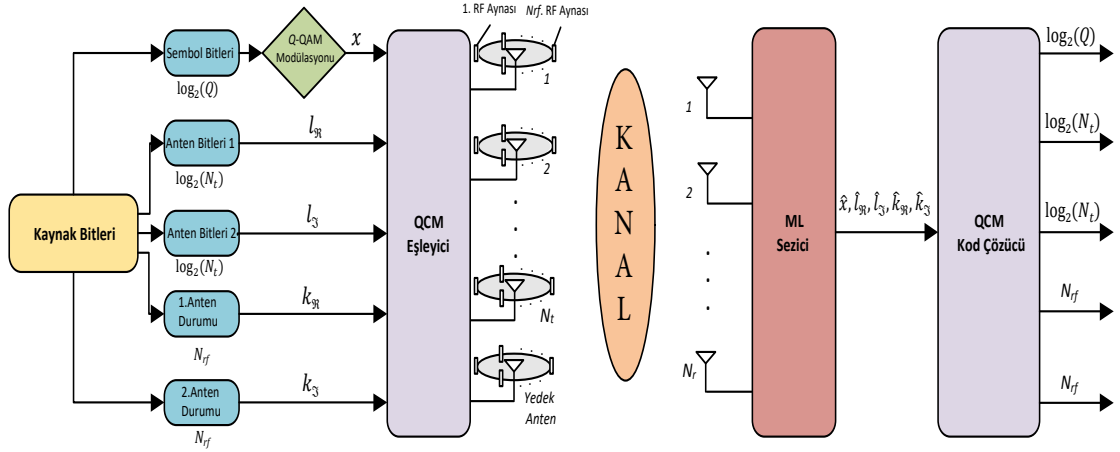
İlk $\log_2(Q) = 3$ bit ($[0 \ 1 \ 0]$) modüle edilerek $x = -1 + j$ sembolü elde edilmektedir. Bu sembol gerçekte ve sanal olmak üzere iki bölüme ayrılır: $x_{\Re} = -1$ ve $x_{\Im} = +1$. Sonrasındaki $\log_2(N_t) = 3$ bit ($[1 \ 0]$) ile gerçekte işaret $x_{\Re} = -1$ 'ün gönderileceği anten indisi $l_{\Re} = 3$ belirlenir. Devamındaki $\log_2(N_t/2) = 1$ bit ($[0]$) yardımıyla sanal işaret $x_{\Im} = +1$ 'in gönderileceği anten indisi $l_{\Im} = 1$ belirlenir. Sonrasında $N_{rf} = 2$ bit ($[1 \ 0]$) gerçekte kısım için etkin olacak RF durumu $k_{\Re}=3$ 'ü gösterir. Son olarak $N_{rf}=2$ bit ($[1 \ 1]$) sanal kısım için etkin olacak RF durumu $k_{\Im} = 4$ 'ü göstermektedir. RF kanal durumları Çizelge 4.1'de gösterilmiştir. Böylece iletilecek kanal vektörü

$$\mathbf{s} = [\underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0}_{1. \text{ Kanal Durumu}} \ ; \ \underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0}_{2. \text{ Kanal Durumu}} \ ; \ \underbrace{0 \ 0 \ \overbrace{-1}^{l_{\Re}=3} \ 0}_{3. \text{ Kanal Durumu}} \ ; \ \underbrace{\overbrace{j}^{l_{\Im}=1} \ 0 \ 0 \ 0}_{4. \text{ Kanal Durumu}}]^T \quad (4.6)$$

olacaktır.

4.3 Dik Kanal Modülasyonu-III (QCM-III) Şeması

Şekil 4.3'te gösterilirken QCM-III şeması, QCM-I'den ilham almaktadır. Bununla birlikte, QCM-III'te QCM-II'ye benzer şekilde $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ için bağımsız olarak etkin kanal durumu seçimi yapmak amacıyla $x_{\Re}$ için seçilen verici anten yerine kullanılmak



Şekil 4.3 : N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO sistemi için QCM-III şemasının blok diyagramı.

için ayrılmış bir yedek anten (reserved antenna) bulunur. Öte yandan, ayrılmış bir yedek verici antenin kullanılması nedeniyle, QCM-II şemasında olduğu gibi verici anten bölümlmeye gerek yoktur ve daha yüksek bir bant verimliliği, x_3 ve x_3 için iki paralel SM-MBM şeması kullanıldığı varsayılarak elde edilebilir. Böylece QCM-III'ün bant verimliliği

$$\eta = \log_2(Q) + 2\log_2(N_t) + 2N_{rf} \quad \text{bit/sn/Hz} \quad (4.7)$$

olarak elde edilmektedir.

Sistemin dört verici, dört alıcı antenli ve iki RF aynalı olduğunu varsayalım ve 4-QAM ile modüle edelim. Böylece $\eta = 10$ bpcu olacaktır. Giriş bit dizisi $\mathbf{q} = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$ olsun. Bitler

$$\mathbf{q} = \left[\underbrace{1 \ 1}_{\log_2(Q)} \underbrace{1 \ 0}_{\log_2(N_t)} \underbrace{1 \ 0}_{\log_2(N_t)} \underbrace{0 \ 1}_{N_{rf}} \underbrace{0 \ 1}_{N_{rf}} \right]. \quad (4.8)$$

şeklinde gruplandırılarak iletim parametreleri belirlenir.

İlk $\log_2(Q) = 2$ bit ($[1 \ 1]$) modüle edilerek $x = 1 - j$ sembolü elde edilir. Bu sembol gerçek ve sanal olmak üzere iki bölüme ayrılır: $x_3 = 1$ ve $x_3 = -1$. Sonrasındaki $\log_2(N_t) = 2$ bit ($[1 \ 0]$) ile gerçek işaret $x_3=1$ 'ün gönderileceği anten indisi $l_3 = 3$ belirlenir. Bu anten sanal kısmın seçiminde iptal edilerek yerine yedek anten devreye sokulur. Devamındaki $\log_2(N_t) = 2$ bit ($[1 \ 0]$) yardımıyla sanal işaret $x_3 = -1$ 'in gönderileceği anten indisi, $\{1, 2, 4, 5\}$ numaralı indisler arasından $l_3 = 4$ olarak belirlenir. Sonrasında $N_{rf} = 2$ bit ($[0 \ 1]$) gerçek kısım için etkin olacak RF kanal

durumu $k_{\mathfrak{R}} = 2$ 'yi gösterir. Son olarak $N_{rf} = 2$ bit ($[0 \ 1]$) sanal kısım için etkin olacak RF kanal durumu $k_{\mathfrak{I}} = 2$ 'yi gösterir. RF kanal durumu Çizelge 4.1'de gösterilmiştir. Böylece iletilecek kanal vektörü $\mathbf{s}$

$$\mathbf{s} = [\underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0}_{1. \text{ Kanal Durumu}} \mid \underbrace{0 \ 0 \ 1 \ -j \ 0}_{2. \text{ Kanal Durumu}} \mid \underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0}_{3. \text{ Kanal Durumu}} \mid \underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0}_{4. \text{ Kanal Durumu}}]^T \quad (4.9)$$

$l_{\mathfrak{R}} = 3 \quad l_{\mathfrak{I}} = 4$

olarak belirlenir.

4.4 Sistem Modeli

QCM'nin temel bant işaret modeli alıcıda alınan işaret $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ve gürültü örnekleri $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ olmak üzere

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.10)$$

şeklinde ifade edilir. $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{s}$, sırasıyla QCM şemasının genişletilmiş kanal matrisi ve iletim vektörü olarak tanımlanmaktadır. QCM-I ve QCM-II'de $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{s}$ 'in boyutları sırasıyla $N_r \times 2^{N_{rf}}N_t$ ve $2^{N_{rf}}N_t \times 1$ olarak gösterilirken, QCM-III şemasında sırasıyla $N_r \times 2^{N_{rf}}(N_t + 1)$ ve $2^{N_{rf}}(N_t + 1) \times 1$ olmaktadır. $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{n}$ sırasıyla $\mathcal{CN}(0, 1)$ ve $\mathcal{CN}(0, N_0)$ dağılımlarına sahiptir. QCM şemaları için maksimum olabilirlikli (maximum likelihood, ML) sezim, aşağıdaki minimizasyon ile gerçekleştirilebilir:

$$[\hat{x}, \hat{l}_{\mathfrak{R}}, \hat{l}_{\mathfrak{I}}, \hat{k}_{\mathfrak{R}}, \hat{k}_{\mathfrak{I}}] = \arg \min_{x, l_{\mathfrak{R}}, l_{\mathfrak{I}}, k_{\mathfrak{R}}, k_{\mathfrak{I}}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2. \quad (4.11)$$

Burada $\|\cdot\|$, Öklid normunu (Euclidean norm) simgelemektedir.

4.5 Teorik Bit Hata Oranı Analizi

QCM'nin teorik ortalama bit hata olasılığı (5.10)'daki sistem modeli dikkate alınarak hesaplanmıştır. Eğer $\mathbf{s}$ iletilir ve yanlışlıkla $\hat{\mathbf{s}}$ olarak algılanırsa, bu duruma karşı gelen koşullu çift yönlü hata olasılığı (pairwise error probability, PEP)

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}} | \mathbf{H}) = P(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 > \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{s}}\|^2) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta}{2N_0}}\right) \quad (4.12)$$

olarak ifade edilir. $\Delta = \|\mathbf{H}(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\|^2$ olmak üzere, $M_{\Delta}(t) = (1 - t\|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}\|^2)^{-N_r}$ moment üretme işlevini [50] ve Q işlevinin alternatif formunu kullanarak koşulsuz PEP

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{\|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}\|^2}{4N_0}} \right)^{N_r} d\theta \quad (4.13)$$

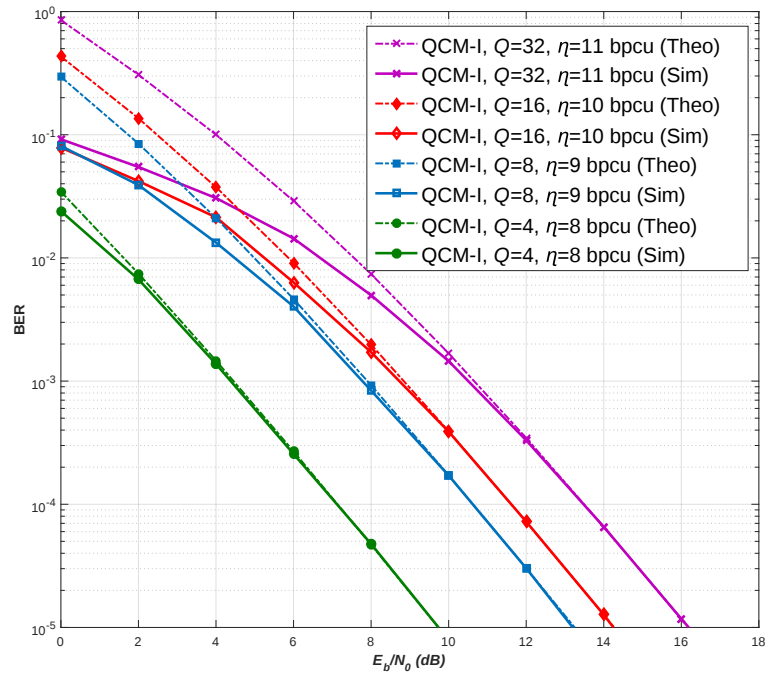
haline getirilebilir ve bu ifadenin kapalı form çözümü [50]'de bulunmaktadır. Koşulsuz PEP'nin türetilmesinden sonra, QCM'nin ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability, ABEP) üst sınırı

$$P_b \approx \frac{1}{\eta 2^\eta} \sum_s \sum_{\hat{s}} P(s \rightarrow \hat{s}) e(s, \hat{s}) \quad (4.14)$$

şeklinde gösterilebilir. Burada $e(s, \hat{s})$, s vektörünün $\hat{s}$ olarak çözüldüğündeki çiftli hata olayları için bit hatalarını ifade eder.

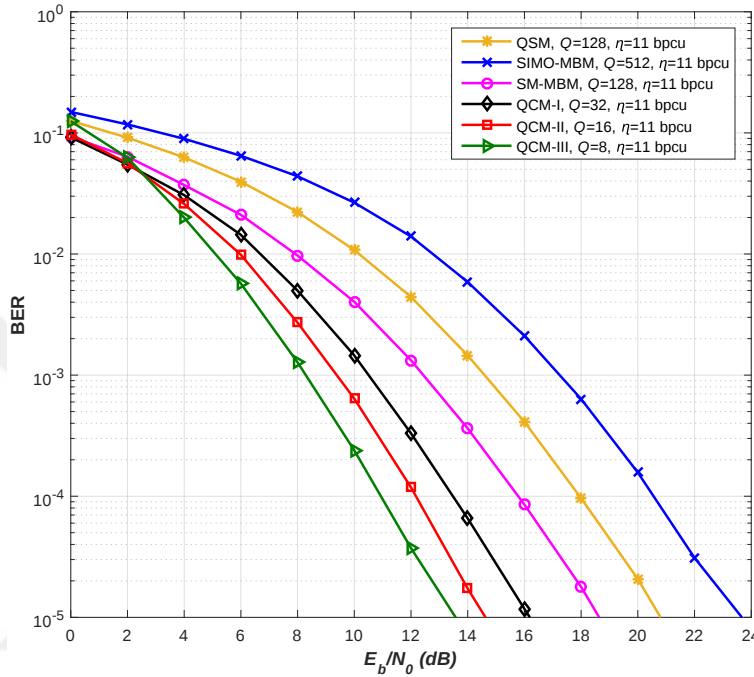
4.6 Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde QCM şemalarının, QSM [24], SIMO-MBM [15], ve SM-MBM [17] ile SNR'a bağlı olarak bit hata oranı karşılaştırması yapılacaktır. İşaret gürültü oranı E_b/N_0 olarak ifade edilecektir. E_b bit başına iletilen ortalama enerjiyi göstermektedir. Kanal durumları ve anten indisleri doğal eşleme (natural mapping) ile seçilirken, Q -QAM/PSK sembolleri Gray eşleme kuralına göre seçilecektir. Şekil 4.4'te, QCM-I şemasının teorik ABEP üst sınırları, farklı bant verimliliği değerleri için bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Benzer eğriler QCM-II ve QCM-III için de kolaylıkla elde edilebilir. Bu grafikte önerilen şemanın esnekliği farklı parametreler için gözler önüne serilmiştir.



Şekil 4.4 : Dört verici, dört alıcı antenli ve ikişer RF aynalı sistemlerin farklı bant verimliliği değerleri için teorik ABEP ile benzetim sonucu elde edilen BER eğrilerinin karşılaştırılması.

Şekil 4.5'te bant verimliliği $\eta = 11$ bit/sn/Hz olan önerilen QCM şemalarıyla, mevcut şemalar bit hata oranı açısından kıyaslanmıştır. Bu eğrilerden görüldüğü üzere önerilen QCM şemaları mevcut sistemlerden hata performansı bakımından üstündür. Önerilen üç şema kendi arasında değerlendirilirse, QCM-III şemasının BER performansının diğerlerinden daha iyi olduğu gözlemlenmektedir.

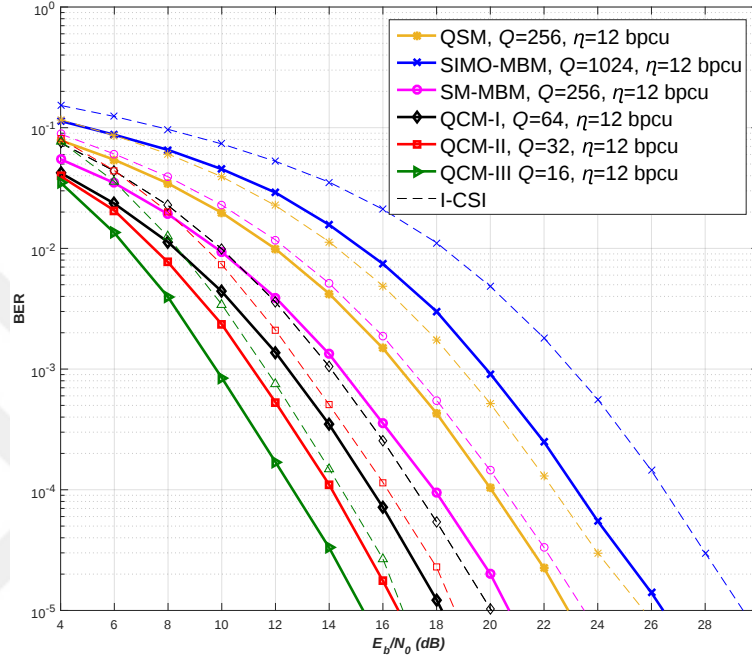


Şekil 4.5 : Dört verici, dört alıcı anten ve iki RF aynası kullanan, 11 bit/sn/Hz bant verimliliğine sahip sistemlerin BER eğrileri.

Şekil 4.6'da ise $\eta = 12$ bit/sn/Hz bant verimliliği için QCM şeması diğer referans sistemlerle bit hata oranı açısından karşılaştırılmıştır. Bu şekillerden görüldüğü üzere, önerilen üç QCM şeması da, verici kısmında tek RF katı kullanan QSM, SIMO-MBM ve SM-MBM'den hata başarımı açısından oldukça üstündür. QCM-III şemasının bir adet yedek anten kullanarak en iyi başarımı elde etmesi dikkate değer bir sonuçtur. QCM-II şeması ise, QCM-I şemasından daha karmaşık bir eşleme kuralı olmasına karşın, BER başarımı açısından QCM-I'e olan üstünlüğü tatmin edici düzeydedir. Şekillerden anlaşılacağı üzere yüksek bant verimliliklerinde elde edilen başarımlar QCM şemasının üstünlüğünü doğrular vaziyettedir. Ayrıca bu grafikte alıcıda mükemmel olmayan kanal durum bilgisi (imperfect channel state information, I-CSI) olduğu durum ele alınarak, bit hata analizleri yapılmıştır. I-CSI varlığında kanal matrisi

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mathbf{E} \quad (4.15)$$

olarak hatalı bir şekilde kestrilecektir. Burada $\mathbf{E}$, $\mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$ dağılımıyla modellenmiştir. Benzetim için baz alınacak sistemlerde kanal kestrim hatasının gücü N_0 ile ilişkili olacak biçimde $\psi = N_0/\sigma_e^2$ şeklinde ifade edilecektir. Şekil 4.6'da önerilen QCM şemalarının $\psi = 1$ gücüne sahip kanal kestrim hatasına karşı referans sistemlere kıyasla daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir.



Şekil 4.6 : Dört verici, dört alıcı anten ve iki RF aynası kullanan, 12 bit/sn/Hz bant verimliliğine sahip sistemlerin BER eğrileri.



5. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ İÇİN ORTAM-TABANLI MODÜLASYON

Daha önce bahsedildiği üzere, geleneksel MIMO sistemlerin alternatifi olarak sunulan ve gelecek vadeden SM'de, verici anten indisleri ilave bilgi kaynağı olarak kullanılmaktadır. MBM'de de RF aynalarının açık/kapalı durumlarıyla farklı kanal sönmleme gerçeklemleri oluşturarak, bunları ek bilgi kaynağı olarak kullanılmaktadır. SM sistemler telsiz iletişim kanalının rastgelelik ve eşsizlik özelliğine dayanmaktadır. Eğer bir telsiz iletişim ortamındaki kanal gerçeklemleri birbirlerinden ayırt edilemezlerse, alıcı mesaj işaretini geri elde edemeyecektir. Büyük pencereden bakıldığı zaman, fiziksel katman güvenliğinin de telsiz iletişim kanalının rastgelelik ve eşsizlik özelliğine dayandığı görülmektedir. Buradan hareketle, hem IM tekniklerinin hem de fiziksel katman güvenlik yöntemlerinin aynı motivasyonla tasarlandığı görülmektedir. Tez kapsamında MBM sistemlerin ve fiziksel katman güvenliğinin bu ortak özellikleri kullanılarak fiziksel katmanda güvenliği bakımından oldukça iyi başarımlar veren ön kodlamalı MBM sistemi tasarlanmıştır. Bu sistemde kaçak dinleyicinin yetkili alıcı tarafından iletilen mesajı elde etmesini engellemek adına verici tarafta ön kodlama yapılması ön görülmüştür.

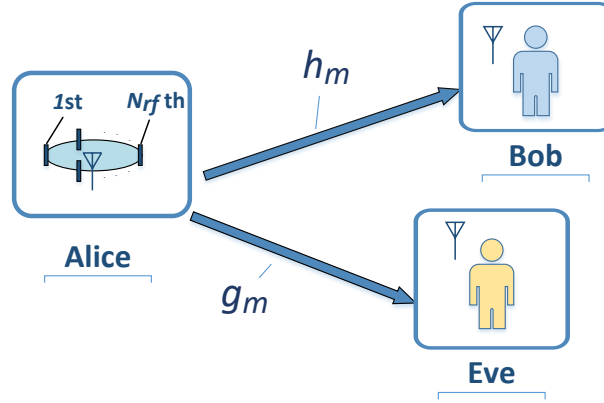
5.1 Ön Kodlamalı Güvenli Ortam-Tabanlı Modülasyon

Telsiz iletişim ortamının karakteristik özellikleri düşünüldüğünde, eğer iletilecek işaret verici kısımda dikkatli bir tasarım sürecine tabi olursa, IM sistemlerin fiziksel katman güvenliğini arttıracak gösterilmiştir [51,52]. SM sistemler için uygun tasarım yapıldığında maksimum ulaşılabilir güvenli karşılıklı bilginin verici anten sayısının logaritması olduğu görülmektedir. Tez çalışması kapsamında, gizli dinleyicinin bilgi miktarı verici kısımda yapılacak olan önkodlama ile azaltılarak, MBM [16] ve SM-MBM [17] sistemler için güvenli karşılıklı bilginin maksimize edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca Rayleigh sönmlemeli kanalda MBM ve SM-MBM için bit hata analizleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, maksimum güvenli karşılıklı bilgi

miktarı SM-MBM için verici anten sayısının logaritmasıyla ve RF aynası sayısının toplamına eşit olurken, MBM sistemlerde RF aynası sayısına eşit olduğu görülmüştür.

5.1.1 MBM tabanlı sistem modeli

Öncelikle meşru verici Alice, meşru alıcı Bob ve gizli dinleyici Eve'den oluşan tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) Şekil 5.1'de görülen telsiz iletişim ortamı dikkate alınacaktır. Alice'in N_{rf} sayıda RF aynasından oluşan tek verici antene sahip olduğu varsayılırken, Bob ve Eve'in tek verici antene sahip olduğu düşünülmektedir. Bu senaryoda Eve etkin dinleyici olarak yer almaktadır. Etkin dinleyici olarak yer alması, Alice ve Eve arasındaki kanal durum bilgisinin (channel state information, CSI) Eve tarafından bilindiği anlamına gelmektedir. Alice ve Bob arasındaki Rayleigh sönümlmeli kanal h_m ($m = 1, 2, \dots, 2^{N_{rf}}$) ile temsil edilirken, Alice ve Eve arasındaki aynı dağılıma sahip kanal g_m ($m = 1, 2, \dots, 2^{N_{rf}}$) ile temsil edilmektedir. Tüm alıcı kısımlarında olduğu varsayılan gürültü bileşeni sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı kompleks beyaz Gauss dağılımlı olarak modellenmiştir. MBM iletim tekniğine göre RF aynaları yardımıyla üretilen farklı kanal gerçeklemelerinden bir tanesi iletim için bilgi bitlerine göre seçilecektir.



Şekil 5.1 : MBM tabanlı etkin gizli dinleyicili sistem modeli.

Klasik MBM sistemlerde olduğu gibi, her bir kanal kullanımında

$$\eta = \log_2(Q) + N_{rf} \quad (5.1)$$

bilgi biti iletilmektedir. Gelen bilgi bitlerinin ilk $\log_2(Q)$ kısmıyla Q -QAM uzayından modülasyonlu sembol seçilirken, kalan N_{rf} bitiyle de modülasyonlu sembolün iletileceği aktif kanal durumu seçilir.

Olası iletim sembolleri $X = \{x_1, x_2, \dots, x_Q\}$ ile temsil edilirken, verici antenin farklı kanal durumları $K = \{1, 2, \dots, 2^{N_{rf}}\}$ ile ifade edilir. Modülasyon bitlerine göre seçilen i . sembol x_i m . kanal durumu seçilerek iletildiğinde Bob ve Eve tarafından alınan işaretler sırasıyla

$$\begin{aligned} y_B &= h_m x_i + n_B, \\ y_E &= g_m x_i + n_E \end{aligned} \quad (5.2)$$

olacaktır. Burada n_B ve n_E sırasıyla Bob ve Eve alıcılarındaki Gauss gürültüsü örnekleridir. İletim için belirli bir güç sınırlaması getirmek adına $E[|x|^2] = 1$ olduğu varsayılacaktır.

Aktif anten durumu m olarak seçildiğinde, Bob için iletim h_m kanalı aracılığıyla gerçekleşecektir. Böylece kompleks Gauss dağılıma sahip y_B için koşullu olasılık yoğunluk işlevi (conditional probability density function, CPDF)

$$p(y_B | h_m, x_i) = \frac{1}{\pi \sigma^2} \exp\left(-\frac{|y - h_m x_i|^2}{\sigma^2}\right) \quad (5.3)$$

olacaktır. Burada x_i olası modülasyonlu işareti, h_m ise olası kanal sönmleme gerçekleşmesini temsil etmektedir. Her anten durumu ve iletim sembolü sırasıyla $1/2^{N_{rf}}$ ve $1/Q$ eşit olasılıklarıyla seçilecektir. Böylelikle, Bob tarafından alınan işaretin PDF'i

$$p(y_B) = \frac{1}{Q 2^{N_{rf}}} \sum_{m=1}^{2^{N_{rf}}} \sum_{i=1}^Q \frac{1}{\pi \sigma^2} \exp\left(-\frac{|y - h_m x_i|^2}{\sigma^2}\right). \quad (5.4)$$

olarak bulunacaktır.

Cebirsel işlemler uygulandıktan sonra Bob'un karşılıklı bilgi miktarı

$$\begin{aligned} I(y_B; h, x) &= I(h; y_B | x) + I(x; y_B) \\ &= \log_2 Q 2^{N_{rf}} - \frac{1}{Q 2^{N_{rf}}} \sum_{m=1}^{2^{N_{rf}}} \sum_{i=1}^Q E_{n_B} \left[\log_2 \sum_{m_2=1}^{2^{N_{rf}}} \sum_{i_2=1}^Q \exp(\Delta_B) \right] \end{aligned} \quad (5.5)$$

olarak bulunur. Burada $\Delta_B = -(|d_B + n_B|^2 - |n_B|^2)/\sigma^2$ ve $d_B = h_m x_i - h_{m_2} x_{i_2}$ olarak ifade edilmektedir. Bu senaryoda SNR $1/\sigma^2$ olarak alınacaktır. Eğer SNR sonsuza giderse, Bob için karşılıklı bilgi miktarının üst sınırı

$$I(x, h; y_B)^{UP} = N_{rf} + \log_2 Q \quad (5.6)$$

olarak hesaplanacaktır.

Yukarıdaki adımlar Eve ile Alice arasındaki kanal için de takip edilirse, Eve'in karşılıklı bilgi miktarı

$$I(y_E; g, x) = I(g; y_E | x) + I(x; y_E) \\ = \log_2 Q 2^{N_{rf}} - \frac{1}{Q 2^{N_{rf}}} \sum_{m=1}^{2^{N_{rf}}} \sum_{i=1}^Q E_{n_E} \left[\log_2 \sum_{m_2=1}^{2^{N_{rf}}} \sum_{i_2=1}^Q \exp(\Delta_E) \right] \quad (5.7)$$

olarak bulunur. Burada $\Delta_E = -(|d_E + n_E|^2 - |n_E|^2) / \sigma^2$ ve $d_E = g_m x_i - g_{m_2} x_{i_2}$ olarak ifade edilecektir.

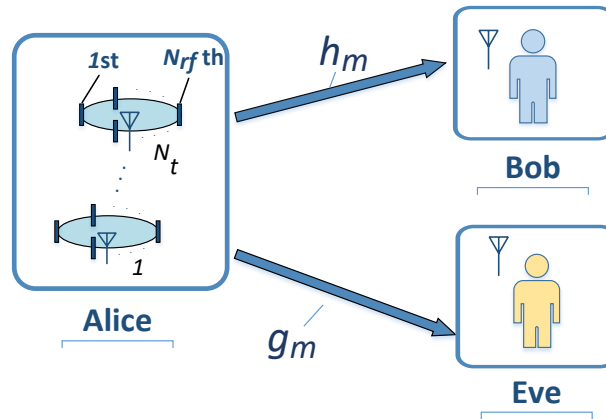
Sonuç olarak yukarıda elde edilen karşılıklı bilgi miktarı eşitlikleri kullanılarak, MBM sistemler için güvenli karşılıklı bilgi miktarı

$$R_S = [I(y_B; h, x) - I(y_E; g, x)]^+ . \quad (5.8)$$

şeklinde hesaplanacaktır. Bu eşitliği analitik olarak hesaplamak çok güç olduğundan, güvenli kanal kapasitesi (5.5) ve (5.7)'den yararlanarak Monte Carlo benzetimiyle hesaplanacaktır.

5.1.2 SM-MBM tabanlı sistem modeli

Bu model SM ve MBM sistemlerinin birleşimlerinden oluşmaktadır. Şekil 5.2'deki yetkili vericinin her biri N_{rf} sayıda RF aynasından oluşan N_t verici antene, yetkili alıcı ve gizli dinleyicinin birer tane alıcı antene sahip olduğu senaryo düşünülecektir. Alice ile Bob arasındaki telsiz sönümlemeli kanal h_m , Alice ile Eve arasındaki telsiz sönümlemeli kanal g_m ile temsil edilmektedir.



Şekil 5.2 : SM-MBM tabanlı aktif gizli dinleyicili sistem modeli.

SM-MBM sistemlerinin bant verimliliği

$$\eta = \log_2(Q) + \log_2(N_t) + N_{rf}, \quad \text{bit/sn/Hz} \quad (5.9)$$

olarak hesaplanabilmektedir. Gelen bitlerin ilk $\log_2(Q)$ adediyle klasik Q -QAM işaret uzayından modülasyonlu sembol seçilir. Devamındaki $\log_2(N_t)$ ile iletim anında aktif olacak verici anten indisini belirlerken, son N_{rf} bit ile aktif verici antenin kanal durumu belirlenerek bu kanal durumu için seçilen aktif antenden modülasyonlu işaret gönderilir.

SM-MBM için gizlilik oranı analizleri benzer çalışma prensiplerinden ötürü MBM ile benzerlik göstermektedir. $X = \{x_1, x_2, \dots, x_Q\}$ ve $K = \{1, 2, \dots, N_t 2^{N_{rf}}\}$ sırasıyla bilgi sembolü dizilerini ve iletim kanal durumlarını temsil etmektedir. m . kanal durumu ve i . sembol x_i seçildiğinde Bob ve Eve tarafından alınan işaretler (5.2)'deki gibi olacaktır. Tıpkı MBM'deki gibi sürekli rastlantı değişkeni y_B , m kanal durumu seçildiğinde kompleks Gauss dağılımına sahip olacaktır ve (5.3) CPDF'ine sahip olacaktır. SM-MBM için her kanal durumu ve iletim sembolü sırasıyla $1/N_t 2^{N_{rf}}$ ve $1/Q$ olasılıklarıyla eşit olasılıklı bir şekilde seçileceklerdir. Eğer (5.3)-(5.7) adımları takip edilirse, SM-MBM için karşılıklı güvenli bilgi miktarı (5.8)'daki gibi bulunacaktır.

5.1.3 Ön kodlamalı MBM ve SM-MBM şemaları

MBM ve SM-MBM sistemlerinde, verici antenin ve anten durumunun seçilmesi iletim anında kullanılacak kanalın belirlenmesi anlamına gelmektedir. Yani iletilecek sembol seçildikten sonra, bu sembolün iletileceği kanala karar verilir.

Fiziksel katman güvenliğinde, güvenli iletişimi arttırma yollarından bir tanesi gizli dinleyicinin iletilen işareti çözmesini engellemektir. IM tekniklerinde ise alıcıda alınan işareti kullanarak, iletilen bitleri doğru çözmek için indis ve modülasyon bitlerine ayrı ayrı doğru karar verilmelidir. Alıcı eğer kanal indisini yanlış çözmüşse, doğru modülasyonlu işarete karar verse bile bitleri yanlış çözecektir. Diğer bir deyişle, iletim kanalı doğru sezilmezse bit hata performansı oldukça kötüleşecektir.

Önerilen şemada yetkili verici Alice'in gizli dinleyici Eve'in CSI bilgisine sahip olduğu düşünülecektir. Eğer vericiden iletim yapılırken, Eve'in olası karar kümesindeki işaretler arasındaki öklid uzaklığını (d_E) azaltacak bir ön kodlama yapılırsa gizli dinleyicinin karşılıklı bilgi miktarını azaltmak mümkün olacaktır. IM sistemlerin telsiz kanalın rastgelelik ve eşsizlik özelliğine dayandığı bilinmektedir. Böylece Alice ile Eve arasındaki tüm olası kanalları yapılacak ön kodlamayla Eve için ayırt edilemez

hâle getirisek, Eve aldığı işareti doğru sezemeyecektir. Eve ile Alice arasında m kanal durumu seçilerek iletim yapıldığında, her kanal için ön kodlama katsayısı ρ_m tüm olası kanallarla çarpımsal etki oluşturarak

$$\rho_m g_m x_i = \delta x_i, \quad (5.10)$$

elde edilir. Burada $\rho_m = \delta / g_m$ olacak şekilde belirlenir. Gerekli işaret işleme teknikleri uygulanarak tüm iletim senaryoları için vericiden gizli alıcıya δx_i sembolü iletilir. Böylece Eve için olası semboller arasındaki öklid uzaklığı

$$d_E = \rho_m g_m x_i - \rho_m g_{m_2} x_{i_2} = 0 \quad (5.11)$$

olarak elde edilir. Böylece Eve gelen işaretleri ayırt edemez ve iletim bitlerini doğru sezemeyiz. Gizli dinleyicinin işaret çözme yeteneği bir hayli kötüleşirken, yetkili alıcı Bob ön kodlama ve CSI'dan haberdar olduğundan ötürü işareti çözme kabiliyeti hiçbir şekilde etkilenmez.

Eve ve Bob için gelen işaretlerin sezilmesi [22]'deki klasik ML sezim yöntemiyle gerçekleşir. (5.8)'dan görüleceği üzere, yüksek SNR değerlerinde Eve'in bilgi miktarının maksimum değeri MBM ve SM-MBM'in her ikisinde de

$$I(y_E; g, x)^{UP} = \log_2 Q. \quad (5.12)$$

olacaktır.

Sonuç olarak MBM ve SM-MBM'de ön kodlamalı sistem için gizlilik oranının maksimum değeri sırasıyla

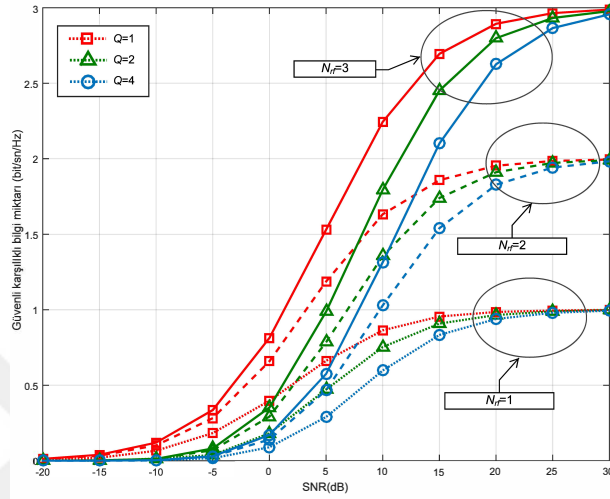
$$\begin{aligned} R_S^{MBM} &= I(y_B; h, x)^{UP} - I(y_E; g, x)^{UP} = N_{rf} \\ R_S^{SM-MBM} &= I(y_B; h, x)^{UP} - I(y_E; g, x)^{UP} = N_{rf} + \log_2 N_t. \end{aligned} \quad (5.13)$$

olarak yazılabilmektedir.

5.1.4 Gizlilik ve hata başarımı

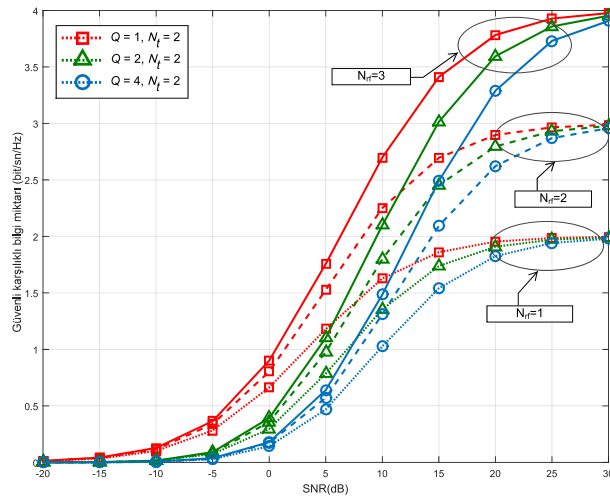
Bu bölümde ön kodlamalı MBM ve SM-MBM şemalarının farklı SNR değerleri için hata başarımları bilgisayar benzetimleriyle elde edilecektir. Q -QAM sembolleri için Gray eşleme kuralı kullanılırken, anten indisi ve anten kanal durumları için doğal eşleme kuralı kullanılacaktır.

Şekil 5.3'te ön kodlamalı MBM şeması için güvenli karşılıklı bilgi miktarı görülmektedir. Maksimum güvenli karşılıklı bilginin RF aynası sayısına eşit olduğu görülmektedir. Örneğin, $N_{rf} = 3$ olduğunda 30 dB SNR'da maksimum bilgi miktarı 3 bit/sn/Hz olmaktadır. Aynı değer SM'de elde edilmek istenseydi $N_t = 8$ verici anten kullanması gerekirdi.



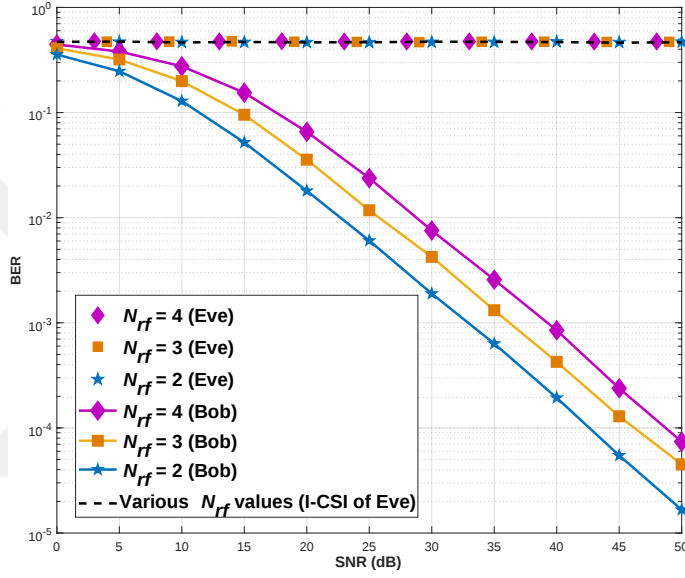
Şekil 5.3 : MBM sistemin değişen N_{rf} ve Q değerleri için güvenli karşılıklı bilgi miktarı.

Şekil 5.4'te ise ön kodlamalı SM-MBM şemasının karşılıklı bilgi miktarı görülmektedir. Burada maksimum karşılıklı bilgi miktarının RF aynası sayısı ile verici anten sayısının logaritmasının toplamına eşittir. Eğer $N_t = 2$ ve $N_{rf} = 3$ olduğu durum ele alınırsa, 30 dB SNR değeri için maksimum güvenli karşılıklı bilgi miktarının 4 bit/sn/Hz olduğu görülmüştür.



Şekil 5.4 : İki verici antenli SM-MBM sistemin değişen N_{rf} ve Q değerleri için güvenli karşılıklı bilgi miktarı.

Şekil 5.5'te önerilen ön kodlamalı MBM şemasının BER başarımı incelenmiştir. Buna göre, Bob için hata başarımı aynı kalırken, Eve'in hata başarımı oldukça kötüleşmiştir. Eve kanal durum indislerini doğru çözemediği için, bilgi bitlerini hatalı elde etmiştir. Ek olarak, Eve'in kanalı yanlış kestirildiği, Alice'in Eve'in kanalı için Alice'in sahip olduğu I-CSI durumu ele alınmıştır. Alice Eve'in kanalı g_m 'i sıfır ortalamalı σ_e^2 varyanslı Gauss dağılımlı olarak modellenen kestirim hatasıyla elde etse bile ön kodlama sayesinde Eve aldığı işareti yanlış çözecektir. Sonuç olarak, I-CSI durumu ön kodlamanın başarımını azaltmayacaktır.



Şekil 5.5 : 8-QAM kullanılan ön kodlamalı MBM sisteminde Bob ve Eve'in değişen N_{rf} değerleri için BER eğrileri.

6. KESİRLİ BİT PROBLEMİ VE ALTIN AÇI MODÜLASYONLU ORTAM-TABANLI MODÜLASYON

İleri nesil iletişim sistemlerinde artan talebi karşılamak adına IM sistemler önerilmiştir. Özellikle SM şemaları son yıllarda birçok araştırmacı tarafından detaylıca irdelenmiştir. IM ailesinin en yeni üyesi olan MBM yöntemi ise SM'e alternatif olarak önerilmiştir. Bant verimliliği, enerji verimliliği ve yüksek hata başarımı gibi birçok avantaja sahip olan SM ve MBM sistemleri yazılım ve donanım karmaşıklığı bakımından da caziptir. Bahsedilen üstünlüklerinin yanı sıra IM sistemlerde kesirli bit problemi (fractional bits problem) olarak bilinen ve indis sayısında kısıt getiren bir problemle karşılaşmaktadır. Tez kapsamında kesirli bit problemi detaylıca ele alınarak, bu problemi çözmek için GAM ile MBM ve SM sistemleri birleşimlerini içeren kesirli altın açı modülasyonlu MBM (MBM with golden angle modulation, GAM-MBM) şeması önerilmiştir.

6.1 Kesirli Bit Problemi

SM sistemlerde verici tarafından iletilen bilgi bitleri indis ve sembolü seçmek adına iki gruba ayrılır. Sembol seçiminde klasik Q -QAM/PSK metotları kullanılırken, anten indisleri doğal eşleme kuralına göre belirlenir. QAM/PSK yöntemleri ikinin tamsayı katları boyutlu olduğundan gruplanırken bir problem ortaya çıkmayacaktır, fakat anten indisleri eşlenirken anten indislerini belirleyen $\log_2(N_t)$ bitin kesirli olmaması gerekir. Bunun için SM sistemlerde verici anten sayısının (N_t) ikinin tamsayı katı kuvvetleri olması gerekmektedir. Örneğin, $N_t = 5$ sayıda verici anten içeren bir SM sistemde, beş verici antende dört tanesi kullanılarak, bir verici antenin ziyan olması problemi ortaya çıkabilmektedir.

SM'de kesirli bit kısıtlamasını ortadan kaldırmak için modül dönüşümü yöntemini kullanan kesirli bit kodlamalı uzaysal modülasyon (fractional bit encoded spatial modulation, FBE-SM) sistemi önerilmiştir [53]. FBE-SM sisteminde tasarım parametreleri değişen verici anten sayılarında çözüm sağlayamamaktadır ve zamana

yayılarak kesirli bit problemine çözüm önerdiğinden, hata yayılımı problemiyle karşı karşıya kalınmaktadır. Bir diğer çözüm ise iletim anında birden fazla verici antenin aktif olarak kullanıldığı genelleştirilmiş SM (generalized SM, GSM) yöntemidir [11]. GSM yönteminde birden fazla RF zinciri gerektiğinden güç verimliliği açısından makul bir yöntem olmamasının yanında, MBM sistemlerde bir verici anten için aynı anda birden fazla kanal durumu aktif olarak kullanılamayacağından MBM sistemlerde çözüm olarak kullanılamayacaktır. FBE-SM'e alternatif olarak sunulan [54]'te ortaya atılan bit ekleme yönteminde ise alıcı sezme işlemini yaptığı sırada eklenen bitleri de ayırt etmek zorundadır. Eklenen bitlerin ayrıştırılması sürecindeki bir hata, tüm bilgi bitlerinin yanlış sezilmesine yol açacaktır. [55]'te ise anten indislerini ve QAM/PSK sembollerini birlikte eşleyen üç boyutlu modülasyon tasarımı ortak eşlemeli SM (jointly mapped SM, JM-SM) sistemi önerilmiştir. Bant verimliliği η olan JM-SM sisteminde, 2^η olası iletim vektör seti oluşturularak, her bir verici anten için modülasyon uzayından farklı sayıda eleman kullanılır. Optimizasyon teknikleri kullanılarak, Q boyutlu sembol uzayından her bir verici anten için belirli sayıda eleman seçilecektir. Bu yöntemde optimizasyon nedeniyle ek bir karmaşıklık gelecektir ve Q seviyeli sembol uzayındaki her eleman kullanılmayacağından enerji açısından verimsizlik ortaya çıkacaktır. Bu yöntemlerin haricinde, SM sistemlerdeki anten sayısı kısıtlamasını kaldırmaya yönelik rastgele sayıda verici anten için tek RF zincirli SM (a single RF-aided SM scheme for an arbitrary number of transmit antennas, SM-ATA) yöntemi önerilmiştir [56]. Bu yöntemde Q seviyeli sembol uzayı döndürülerek, toplam olası iletim vektör sayıları ikinin tamsayı katı kuvvetine tamamlanır. SM-ATA için Q derecesi arttığı takdirde hata başarımı oldukça kötüleşecektir.

MBM sistemlerde de anten durumları gelen bilgi bitlerine göre eşlendiğinden ötürü, aynı problem bir verici anten için RF aynaları yardımıyla oluşturulan farklı kanal gerçeklemeleri sayısının ($2^{N_{rf}}$) ikinin tamsayı kuvveti olması gerekmektedir. MBM sistemlerde SM sistemlerden farklı olarak her bir antenin ışıınım örüntüleri de önem kazanmaktadır. Çünkü bir verici antene N_{rf} sayıda RF aynası yerleştirildiğinde, $2^{N_{rf}}$ sayıda birbirinden farklı yani ilişkisiz ışıınım örüntüsü elde edilmesi beklenir. Pratik olarak bu durum anten tasarımı ve saçıcı ortamın karakteristiğinden ötürü her zaman mümkün olmamaktadır. Işıınım örüntüleri yeterince ilişkisiz değilse, bu ışıınım örüntülerinden ilişkili olanları kullanılamayacaktır. Bu durumda $2^{N_{rf}}$

farklı kanal gerçekleştirmesinin bazıları ilişkili olduğundan ötürü, kullanılabilecek ışınım örüntüleri sayısı ikinin tam katı kuvveti olamayabilecektir. Sonuç olarak, tıpkı SM'deki gibi kesirli bit problemi ortaya çıkacaktır. Literatürde SM'deki kesirli bit problemi için önerilen birçok çözüm olmasına karşın, MBM sistemlerde kesirli bit problemini çözmeye yönelik herhangi bir yöntem sunulmamıştır. MBM'in gerçekleştirme yöntemi SM'den farklı olduğundan, SM için önerilen yöntemler MBM'e ya uyarlanamamaktadır ya da uyarlandığında çözüme yönelik verimli bir sonuç elde edilememektedir.

Tez kapsamında önerilen şema için temel motivasyon, SM ve MBM gibi çoğu IM tekniğini kapsayacak bir çözüm bulunmasıdır. Bu bağlamda kapsayıcı bir çözüme ulaşmak için, problemin çıkış noktası indis bitleri olarak değerlendirilmeyecektir. Burada asıl problem iletimde kullanılacak toplam olası iletim vektörlerinin ikinin tamsayı katı olmamasıdır. Indislenecek anten ve anten durumu sayısı ya da modülasyon bitleri sayısının ne olduğuna bakılmaksız, arzu edilen bilgi bitlerini iletmek adına olası iletim vektörleri oluşturulduğunda, kesirli bit problemi tamamiyle çözülmüş olacaktır. Verici anten sayısı ya da elde edilen ilişkisiz anten durumu sayısı pratikte herhangi bir değer olabilir, fakat Q modülasyon derecesi PSK veya QAM modülasyon türlerinin getirdiği kısıtlamadan ötürü her değeri alamamaktadır. İkinin tamsayı kuvveti boyutunda olmayan QAM ve PSK uzayları avantajlarını yitirecektir ve simetriyi sağlamak adına yeniden tasarlanmaları gerekecektir. Bu nedenden ötürü kesirli bit problemini çözmek için daha esnek bir modülasyon yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır. Buradan hareketle esnek bir yapı sunmak adına [57]'de yazarlar QAM'e alternatif olarak GAM yöntemini önermişlerdir.

6.2 Altın Açı Modülasyonu

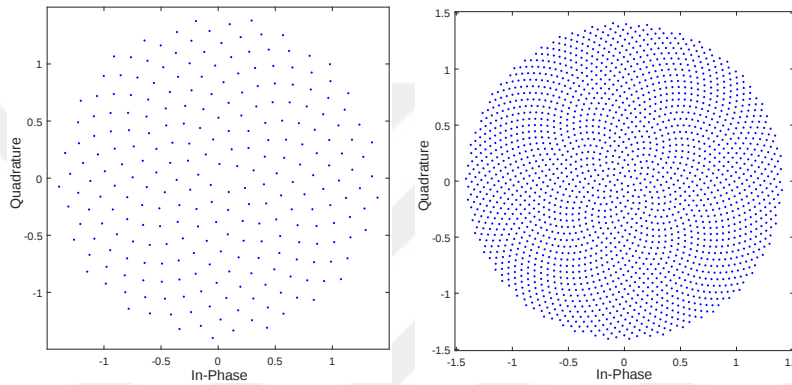
GAM yöntemi doğada sıkça karşılaşılan ve birçok bitkinin tohumlarının dizilim düzeninin takip ettiği formlardan ilham almaktadır. Şekil 6.1'de görüldüğü üzere, spiral phyllotaxis olarak tanımlanan bu dizilim Aloe Vera bitkisinin yapraklarında ve Papatya çiçeğinin orta kısmında görüldüğü gibi doğadaki birçok bitkini tohum veya yaprak diziliminde de karşımıza çıkmaktadır. Birçok bitkinin bu özel dizilime sahip olması, bitkilerin güneş ışınlarından maksimum ölçüde yararlanmalarını sağlamaktadır [58]. Yazarlar GAM için iki geometrik-çan-GAM (geometric-bell-GAM) ve



(a)

(b)

Şekil 6.1 : Spiral phyllotaxis dizilime sahip (a) Aloe Vera ve (b) Papatya bitkileri.



(a)

(b)

Şekil 6.2 : İkinci kuvvetinin tam katı boyutlu Disc-GAM işaret uzayları: (a) 256 dereceli Disc-GAM işaret uzayı ve (b) 2048 dereceli Disc-GAM işaret uzayı.

disk-GAM (disc-GAM) olmak üzere iki farklı yöntem tanımlamışlardır [57]. Tez kapsamında önerilen çözüme daha yakın olduğundan ötürü disc-GAM yöntemi kullanılarak tasarımlar yapılmıştır.

GAM uzayındaki n . bileşen

$$s_n = r_n e^{i2\pi\varphi n}, n \in \{1, 2, \dots, Q\} \quad (6.1)$$

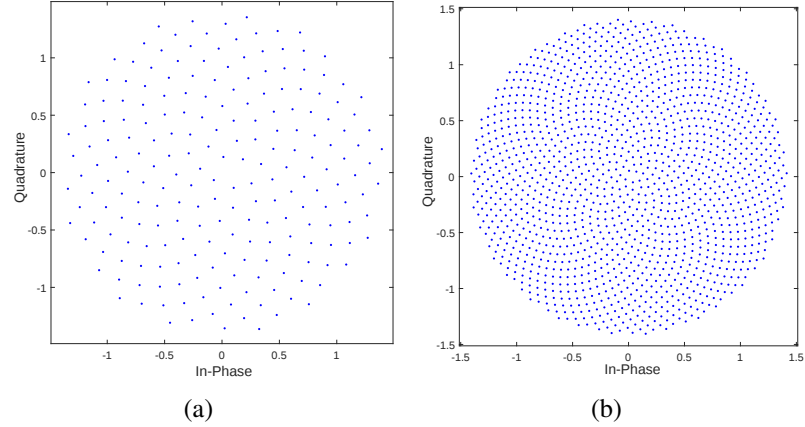
olarak ifade edilmektedir. Burada r_n n . simgenin genliğini ifade ederken, φ altın oranı temsil etmektedir ($\varphi = 1 - (\sqrt{5} - 1)/2$). Disk-GAM şeması için genlik terimi

$$r_n = c\sqrt{n}, n \in \{1, 2, \dots, Q\}, \quad (6.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada c

$$c \triangleq \sqrt{\frac{2P}{Q+1}}, \quad (6.3)$$

olarak tanımlanmaktadır ve P ortalama gücü ifade etmektedir.

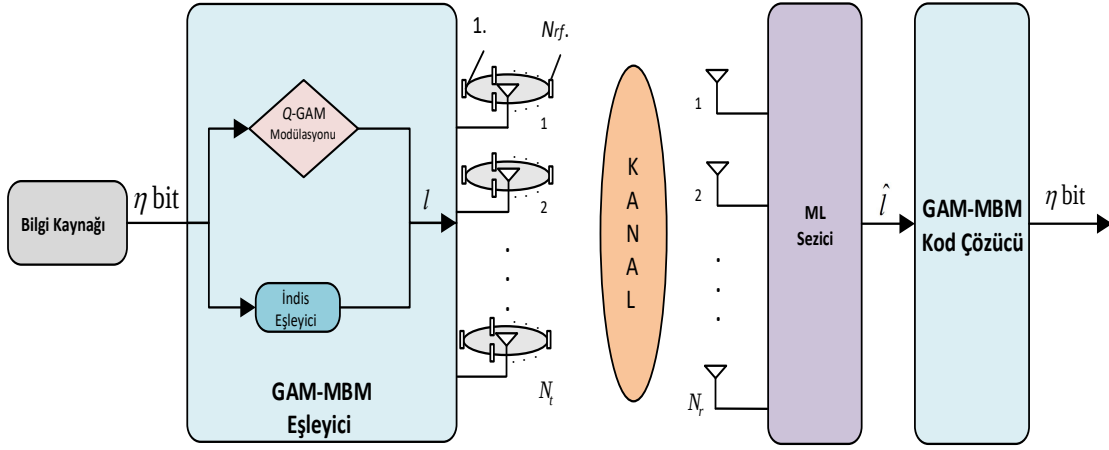


Şekil 6.3 : İkinci kuvvetinin tam katı boyutlu olmayan Disc-GAM işaret uzayları: (a) 213 dereceli Disc-GAM işaret uzayı ve (b) 1445 dereceli Disc-GAM işaret uzayı.

GAM yönteminin en büyük avantajlarından bir tanesi tüm Q modülasyon dereceleri için simetrik bir yapı sunmasıdır. Şekil 6.2’de görülen $Q = 256$ ve $Q = 2048$ boyutlu uzayların işaret uzayları, bu ifadeyi doğrulamaktadır. Daha önce bahsedildiği gibi, GAM yönteminde Q modülasyon derecesinin ikinci tamsayı kuvveti olmasına gerek yoktur. Şekil 6.3’e bakılacak olursa, $Q = 213$ ve $Q = 1445$ gibi rastgele seçilen ve ikinci tamsayı kuvveti olmayan işaret uzaylarında bile spiral phyllotaxis dizilimi korunmaktadır. Bu özellik iletim vektörleri tasarlanırken büyük bir esneklik getirecektir.

6.3 Altın Açı Modülasyonlu Ortam-Tabanlı Modülasyon

Bu şema için Şekil 6.4’teki her biri N_{rf} sayıda RF aynasından oluşan N_t verici antenli ve N_r alıcı antenden oluşan MIMO sistem düşünülecektir. GAM-MBM sisteminde öncelikle bir iletim anında iletilmesi hedeflenen bilgi biti miktarı η belirlenir. η bitin iletilmesi için 2^η sayıda olası iletim vektörüne ihtiyaç vardır. N_t verici antenin her birine N_{rf} sayıda RF aynası yerleştirildiğinde, $2^{N_{rf}}$ sayıda farklı kanal gerçekleştirilmesi elde edilmesi beklenir. Fakat pratikte karşılaşılan güçlükler göz önüne alınarak her bir verici antenin m_{rf} ($m_{rf} \leq 2^{N_{rf}}$) sayıda ilişkisiz anten ışıma örüntüsüne sahip olduğu düşünülecektir. Böylece N_t verici anten ve her bir anten için m_{rf} olası kanal durumu elde edildiğinde, toplamda $N_t m_{rf}$ olası kanal iletim için kullanılacaktır. Hedeflenen bant verimliliği ve olası kanal durumu doğrultusunda gelen bilgi bitleri kullanılarak iletim vektörü $\mathbf{x}_l$ ($l = 1, 2, \dots, 2^\eta$) belirlenir. Oluşturulacak olası iletim uzayı



Şekil 6.4 : N_{rf} RF aynalı N_t verici ve N_r alıcı antenden oluşan MIMO sistemi için GAM-MBM şemasının blok diyagramı.

$$\mathbf{x}_l \in \left\{ \begin{bmatrix} s'_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} s'_{Q_1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ s'_1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 \\ s'_{Q_1} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ s''_1 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ s''_{Q_2} \end{bmatrix} \right\} \quad (6.4)$$

şeklide tanımlanır. Burada s'_i ($i = 1, 2, \dots, Q_1$) ve s''_j ($j = 1, 2, \dots, Q_2$) sırasıyla ilk n_1 kanal durumu ve kalan n_2 kanal durumu için kullanılan alt-iletim uzaylarını temsil etmektedir. Toplam $N_t m_{rf}$ kanal durumunun n_1 adedi ve n_2 adedi iki farklı uzay kullanacak şekilde ayrılır ($n_1 + n_2 = N_t m_{rf}$). Sonrasında bu iki grup için Q_1 ve Q_2 alt uzayları belirlenerek, (6.4)'teki olası iletim uzayı oluşturulur. n_1 ve n_2 sırasıyla

$$\begin{aligned} n_1 &= 2^\eta - \left\lfloor \frac{2^\eta}{N_t m_{rf}} \right\rfloor N_t m_{rf} \\ n_2 &= N_t m_{rf} - n_1. \end{aligned} \quad (6.5)$$

şeklinde tanımlanır. n_1 ve n_2 belirlendikten sonra Q_1 ve Q_2 alt uzayları

$$\begin{aligned} Q_1 &= \left\lfloor \frac{2^\eta}{N_t m_{rf}} \right\rfloor N_t m_{rf} + 1 \\ Q_2 &= \left\lfloor \frac{2^\eta}{N_t m_{rf}} \right\rfloor N_t m_{rf}. \end{aligned} \quad (6.6)$$

eşitliklerinden yararlanarak hesaplanır.

$N_t = 1$, $N_{rf} = 2$ ve $m_{rf} = 3$ parametrelerine sahip GAM-MBM sistemini ele alalım. Hedeflenen bant verimliliğinin $\eta = 4$ bit/sn/Hz olduğu varsayılmıştır. Yukarıdaki adımlar takip edilerek, $N_t m_{rf}$ farklı kanal durumundan birinci ve ikinci grupta yer alacak kanal gerçekleştirme sayıları (6.5)'ten sırasıyla $n_1 = 1$ ve $n_2 = 2$ olarak hesaplanır. İlk grupta ve ikinci grupta kullanılacak alt-işaret uzayının derecesi

(6.6)'den yararlanılarak $Q_1 = 6$ ve $Q_2 = 5$ olarak bulunacaktır. Bu örnekte gelen bilgi bitlerine karşı düşen iletim vektörlerinin yer aldığı eşleme kuralı Çizelge 6.1'de görülmektedir.

Çizelge 6.1 : $N_t = 1$, $N_{rf} = 2$, $m_{rf} = 3$ ve $\eta = 4$ bit/sn/Hz parametrelerine sahip sistemin eşleme kuralı.

Gelen Bitler	İletim Vektör İndisi	İletim Vektörü
0000	1	$[s'_1, 0, 0]^T$
0001	2	$[s'_2, 0, 0]^T$
0010	3	$[s'_3, 0, 0]^T$
0011	4	$[s'_4, 0, 0]^T$
0100	5	$[s'_5, 0, 0]^T$
0101	6	$[s'_6, 0, 0]^T$
0110	7	$[0, s''_1, 0]^T$
0111	8	$[0, s''_2, 0]^T$
1000	9	$[0, s''_3, 0]^T$
1001	10	$[0, s''_4, 0]^T$
1010	11	$[0, s''_5, 0]^T$
1011	12	$[0, 0, s''_1]^T$
1100	13	$[0, 0, s''_2]^T$
1101	14	$[0, 0, s''_3]^T$
1110	15	$[0, 0, s''_4]^T$
1111	16	$[0, 0, s''_5]^T$

6.3.1 Sistem modeli ve teorik hata analizi

GAM-MBM sistemlerinde, telsiz iletişim kanalı çıkışındaki alınan işaret $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$,

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}_l + \mathbf{w} \quad (6.7)$$

olarak verilmektedir. Bu ifadede $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t m_{rf}}$ ve $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ sırasıyla genişletilmiş kanal matrisini ve Gauss dağılımlı gürültü vektörünü temsil etmektedir. $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{w}$ rastlantı değişkenleri sırasıyla $\mathcal{CN}(0, 1)$ ve $\mathcal{CN}(0, N_0)$ dağılımlarına sahiptir.

Alıcı tarafında, iletim vektörünün indislerine ML sezim yöntemiyle

$$\hat{l} = \arg \min_l \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_l\|^2 \quad (6.8)$$

karar şeklinde karar verilir. $\|\cdot\|$ Öklid normunu (Euclidean norm) ifade etmektedir.

GAM-MBM şemasının hata başarımı yaygın olarak kullanılan birleşim sınırlama (union bound) tekniği ile türetilmektedir. Buna göre GAM-MBM şemasının ABEP'i

$$P_b \leq \frac{1}{\eta 2^\eta} \sum_{\mathbf{x}_l} \sum_{\hat{\mathbf{x}}_l} P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_l) e(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}_l) \quad (6.9)$$

ile üstten sınırlandırılmaktadır. Burada $e(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}_l)$, alıcıda $\mathbf{x}_l$ yerine $\hat{\mathbf{x}}_l$ sezildiği durumdaki hatalı bit sayısını, $P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_l)$ ise

$$P(\mathbf{x}_l \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_l) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{\|\mathbf{x}_l - \hat{\mathbf{x}}_l\|^2}{4N_0}} \right)^{N_r} d\theta. \quad (6.10)$$

olarak ifade edilen koşulsuz PEP'i ifade etmektedir [50].

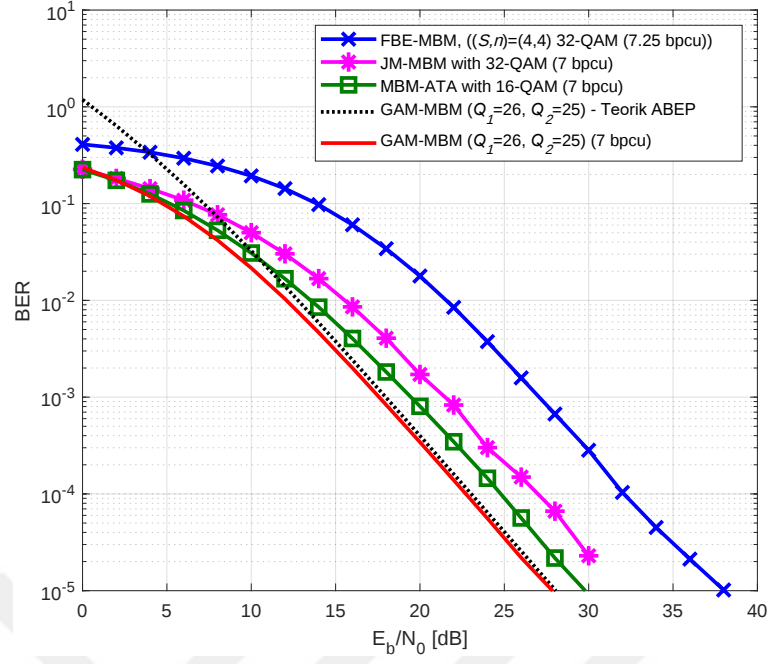
6.3.2 Benzetim sonuçları

Bu bölümde önerilen GAM-MBM sisteminin hata başarımı irdelenecektir. Farklı SNR değerleri için, Monte Carlo benzetimleri kullanılarak BER eğrileri elde edilecek ve analitik olarak hesaplanan ABEP ile benzetim sonuçları kıyaslanacaktır. Bahsi geçen sistemlerde E_b iletilen bit başına ortalama enerjiyi temsil etmek üzere, SNR E_b/N_0 olarak tanımlanacaktır.

İlk olarak, SM sistemlerde kesirli bit problemine çözüm olarak sunulan FBE-SM [53], JM-SM [55] ve SM-ATA [56] gibi yöntemler MBM ve SM-MBM şemalarına entegre edilerek, hata başarımlarında referans sistemler olarak kullanılacaklardır. Adil bir kıyaslama yapmak adına benzetimlerde kullanılan hiçbir yöntemde optimizasyon yapılmayacaktır.

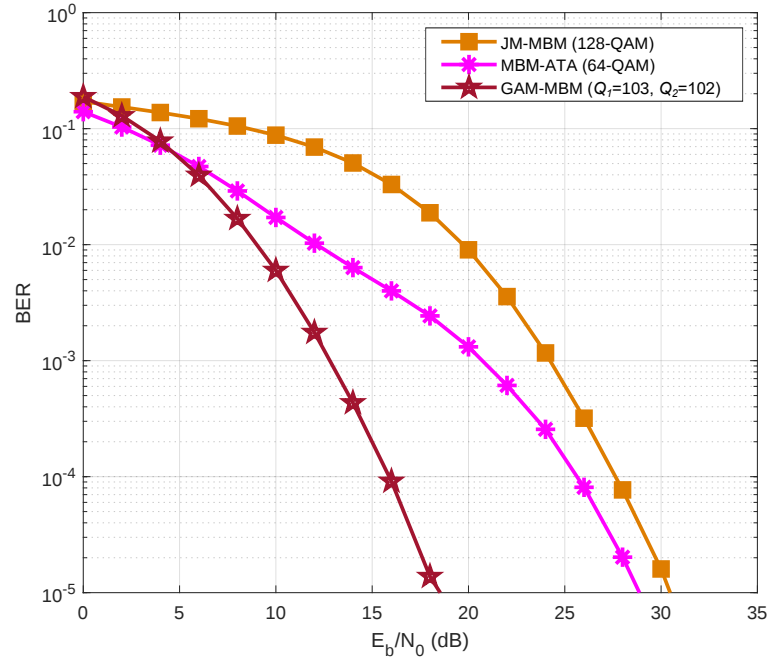
Şekil 6.5'te hedeflenen bant verimliliği yaklaşık olarak $\eta \cong 7$ bit/sn/Hz olduğu durumda GAM-MBM şeması referans sistemlerle kıyaslanmıştır. MBM'e entegre edilen FBE-SM, JM-SM ve SM-ATA yöntemleri sırasıyla FBE-MBM, JM-MBM ve MBM-ATA olarak tanımlanmıştır. İki alıcı anten, tek verici anten ve iki RF aynasından oluşan SIMO sistemlerde, $N_t 2^{N_{rf}} = 4$ yerine $N_t m_{rf} = 3$ ilişkisiz kanal durumu elde edildiği varsayılmıştır. Burada GAM-MBM, hata başarımı açısından ufak miktarda iyileştirme getirmiştir.

Şekil 6.6'da MIMO durumu ele alınmış ve SM-MBM sistemine GAM sistemi entegre edilmiştir. Bu senaryoda GAM-MBM şemasında hem verici anten sayısı hem de elde edilen kanal durumu sayısı ikinin tamsayı olmayan kuvvetleridir. GAM-MBM



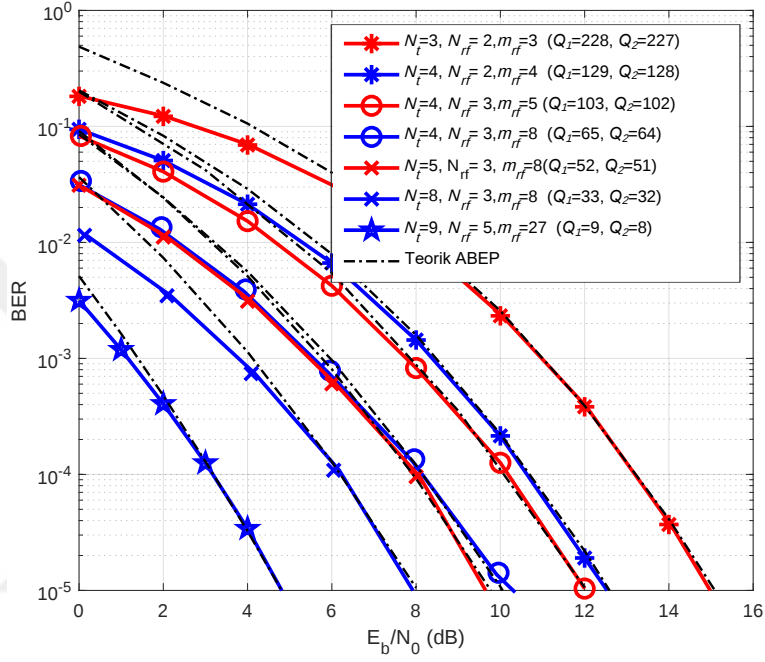
Şekil 6.5 : $\eta \cong 7$ bit/sn/Hz için GAM-MBM şemasının referans şemalar ile BER kıyaslaması.

şeması kullanarak kesirli bit problemi çözülerek, sistemin hata başarımı artırılmıştır. Artan bant verimliliği değerleri için GAM-MBM şemasının üstünlüğü daha net ortaya çıkmaktadır.



Şekil 6.6 : $\eta = 11$ bit/sn/Hz için GAM-MBM ile referans sistemlerin BER eğrileri ($N_t = 4, N_r = 4, N_{rf} = 2, m_{rf} = 3$).

Son olarak da, GAM-MBM şemasının değişen verici anten sayısı ve RF aynası sayıları için uygunluğu Şekil 6.7’de gösterilmiştir. Burada SM, MBM ve SM-MBM şemaları için GAM-MBM yönteminin uygulanabilirliği gözler önüne serilmektedir. Sadece kesirli bit problemi çözülmekle kalmayıp, hata başarımlarında artış elde edilmektedir. Ek olarak, GAM-MBM sisteminin kesirli bit problemi olmadığı durum için de kullanılabileceği yapılan benzetimlerde gösterilmiştir.



Şekil 6.7 : GAM-MBM şemasının değişen N_t ve N_{rf} değerleri için BER ve ABEP eğrilerinin karşılaştırılması ($N_r = 8$, $\eta = 11$ bit/sn/Hz).

7. SONUÇLAR

Günümüz teknolojisinde yaşanan ilerlemeler, telsiz iletişim sistemlerinin daha çok ön plana çıkmasını sağlamıştır. Günden güne bu alanda talebin artmasıyla, yüksek veri hızlarına duyulan gereksinim ciddi bir şekilde yükselmiştir. Mevcut gelişmeler, araştırmacıları son 20 yılda oldukça popüler olan MIMO ve SM sistemlerin daha ötesinde başarıma sahip sistemlerin araştırılmasına itmiştir. Böylece IM çerçevesinde birçok yenilik yapılmıştır. Bu tez çalışması kapsamında ilk olarak telsiz haberleşmedeki temel kavramlar ele alınmıştır. Bu tez çalışması kapsamında ilk olarak telsiz haberleşmedeki temel kavramlar ele alınmıştır ve telsiz iletişimde başarımını arttırmak adına kullanılan çeşitleme teknikleri mercek altına alınmıştır. Devamında da SM ve sonrasında ortaya çıkan SSK ve QSM sistemleri detaylıca anlatılmıştır. Bu tekniklerin sistem modelleri incelenerek, birbirlerine sağladıkları üstünlükler ve eksiklikler belirtilmiştir. SM sistemler, gelecek nesil haberleşmesinde yüksek veri hızlarına çıkmak için önemli bir aday olarak ortaya atılmıştır. Fakat SM ve SSK gibi benzeri sistemler yüksek veri hızlarına çıkmak için verici anten sayısında çok ciddi artışlar yapılmasını gerektirmektedir. Bu durumda fiziksel olarak çok yüksek maliyet getirmektedir. Bu maliyeti ortadan kaldırmak adına ortaya atılan MBM sistemleri ele alınmış ve bu alanda yapılan çalışmalara değinilmiştir. Bu çalışmaların sağladıkları avantaj ve dezavantajlar belirtilmiştir. Son olarak, veri iletiminde bant verimliliğini arttırmak için karmaşık veri sembollerinin yanısıra anten indilerini ve kanal durumlarını kullanarak, MBM ve SM sistemlerini birleştiren QCM sistemini ortaya atılmıştır. Detaylı bilgisayar benzetimleri ve teorik çıkarımlar sonucunda, tek RF zinciri kullanan QCM sisteminin klasik QSM ve mevcut MBM ilkesiyle çalışan sistemlerden başarımları açısından daha üstün olduğu kanıtlanmıştır. Önerilen QCM şemaları için düşük karmaşıklıkla sezicilerin tasarımı ve diğer detaylar gelecekte yapılmaya değer çalışmalar olarak düşünülebilir.

Yeni nesil iletişim sistemlerinde fiziksel katman güvenliği giderek önem kazanmaktadır. Telsiz iletişim kanalının herkese açık olması iletişim güvenliği bakımından

tehdit oluşturmaktadır. Bu tarz güvenlik tehditleriyle başa çıkmak adına telsiz iletişimi kanalının rastgelelik ve eşsizlik özelliğinden ilham alan fiziksel katman güvenliği yöntemleri akla gelmektedir. Telsiz iletişim ortamının karakteristik özellikleri düşünüldüğünde, eğer iletilecek işaret verici kısımda dikkatli bir tasarım sürecine tabi olursa, IM sistemlerin fiziksel katman güvenliğini arttıracak gösterilmiştir. Tez çalışması kapsamında, gizli dinleyicinin bilgi miktarı verici kısımda yapılacak olan önkodlama ile azaltılarak, MBM ve SM-MBM sistemler için güvenli karşılıklı bilginin maksimize edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca Rayleigh sönümlmeli kanalda MBM ve SM-MBM için bit hata analizleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, maksimum güvenli karşılıklı bilgi miktarı SM-MBM için verici anten sayısının logaritmasıyla ve RF aynası sayısının toplamına eşit olurken, MBM sistemlerde RF aynası sayısına eşit olduğu görülmüştür.

Son olarak IM tekniklerinde karşılaşılan en önemli problemlerden biri olan kesirli bit problemi ele alınarak, buna çözüm olarak düşünülen özgün bir sistem tasarımı yapılmıştır. Bu problemi çözmek için esnek ve kullanışlı bir yapıya sahip olan GAM-MBM şeması önerilmiştir. Doğadaki çeşitli formlardan ilham alan GAM şeması IM perspektifinden incelenerek, MBM, SM ve SM-MBM şemaları için vericide iletim vektörü tasarımı yapılmıştır. Tek RF zinciri kullanan bu şema herhangi bir optimizasyon gerektirmez ve işaret uzayında hiçbir noktayı israf etmez. Kesirli bit problemine kapsayıcı bir çözüm getirmesinin yanı sıra, GAM-MBM şeması hata performansında da kayda değer bir iyileştirme sağlamıştır. GAM-MBM sistemin hata başarımı ve esnekliği bilgisayar benzetimleriyle incelenerek, analitik çıkarımlar doğrulanmıştır. Tüm bu bilgilerin ışığında GAM-MBM şeması gelecek nesil iletişim sistemlerinde düşünülmeye aday bir teknoloji olarak değerlendirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Jafarkhani, H.** (2005). *Space-time coding*, Cambridge University Press, Cambridge, UK.
- [2] **Chen, S. ve Zhao, J.** (2014). The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication, *IEEE Commun. Mag.*, 52(5), 36–43.
- [3] **Rappaport, T.S.** (2002). *Wireless communications: principles and practice*, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey.
- [4] **Vucetic, B. ve Yuan, J.** (2003). *Space-time coding*, Wiley, New York.
- [5] **Li, H. ve Zhao, Q.** (2006). Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Process. Mag.*, 23(5), 30–36.
- [6] **Basar, E., Wen, M., Mesleh, R., Di Renzo, M., Xiao, Y. ve Haas, H.** (2017). Index modulation techniques for next-generation wireless networks, *IEEE Access*, 5, 16693–16746.
- [7] **Mesleh, R., Haas, H., Ahn, C.W. ve Yun, S.** (2006). Spatial modulation - A new low complexity spectral efficiency enhancing technique, *Proc. Conf. Commun. and Netw. in China*, Beijing, China, s.1–5.
- [8] **Mesleh, R., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C.W. ve Yun, S.** (2008). Spatial modulation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 57(4), 2228–2241.
- [9] **Jeganathan, J., Ghrayeb, A. ve Szczecinski, L.** (2008). Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 12(8), 545–547.
- [10] **Di Renzo, M., Haas, H. ve Grant, P.** (2011). Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey, *IEEE Commun. Mag.*, 49(12), 182–191.
- [11] **Younis, A., Serafimovski, N., Mesleh, R. ve Haas, H.** (2010). Generalised spatial modulation, *2010 Conf. Record of the 44th Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.*, Pacific Grove, CA, USA, s.1498–1502.
- [12] **Mesleh, R., Ikki, S. ve Aggoune, H.** (2015). Quadrature spatial modulation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 64(6), 2738–2742.
- [13] **Seifi, E., Atamanesh, M. ve Khandani, A.K.** (2016). Media-based MIMO: Outperforming known limits in wireless, *2016 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, Kuala Lumpur, Malaysia, s.1–7.

- [14] **Khandani, A.K.** (2013). Media-based modulation: A new approach to wireless transmission, *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory*, Istanbul, Turkey, s.3050–3054.
- [15] **Khandani, A.K.** (2014). Media-based modulation: Converting static Rayleigh fading to AWGN, *IEEE Int. Symp. Inf. Theory*, Honolulu, HI, USA, s.1549–1553.
- [16] **Seifi, E., Atamanesh, M. ve Khandani, A.K.** (2015). Media-Based MIMO: A New Frontier in Wireless Communication, arxiv.org/abs/1507.07516.
- [17] **Naresh, Y. ve Chockalingam, A.** (2016). On Media-based Modulation using RF Mirrors, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, PP(99), 1–16.
- [18] **Boudia, Z., El-Sallabi, H., Ghayeb, A. ve Qaraqe, K.A.** (2016). Reconfigurable antenna-based space-shift keying (SSK) for MIMO Rician channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 15(1), 446–457.
- [19] **Shamasundar, B., Bhat, S., Jacob, S. ve Chockalingam, A.** (2017). Multidimensional index modulation in wireless communications, *IEEE Access*, 6, 589 – 604.
- [20] **Phan-Huy et al., D.T.** (2017). First visual demonstration of transmit and receive spatial modulations Using the radio wave display, *21st Int. ITG Workshop on Smart Antennas*, Berlin, Germany.
- [21] **Naresh, Y. ve Chockalingam, A.** (2017). A Low-complexity maximum-likelihood detector for differential media-based modulation, *IEEE Commun. Lett.*, 21(10), 2158–2161.
- [22] **Basar, E. ve Altunbas, I.** (2017). Space-time channel modulation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 66(8), 7609–7614.
- [23] **Naresh, Y. ve Chockalingam, A.** (2018). Performance analysis of media-based modulation with imperfect channel state information, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 67(5), 4192 – 4207.
- [24] **Yildirim, I., Basar, E. ve Altunbas, I.** (2017). Quadrature channel modulation, *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 6(6), 790–793.
- [25] **Yildirim, I., Basar, E. ve Kurt, G.K.** (2018). Media-based modulation for secrecy communications, *Electronics Letters*, 54(12), 789–791.
- [26] **Yildirim, I., Basar, E. ve Altunbas, .** (2019). Multi-user spatial modulation MIMO, *2019 IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf. (WCNC)*, Marrakech, Morocco.
- [27] **Sklar, B.** (2001). *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, 2. Ed., Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ.
- [28] **Proakis, J.G. ve Salehi, M.** (2002). *Communications Systems Engineering*, 2th Ed., Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ.

- [29] **Proakis, J.G.** (2008). *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 5 sürüm.
- [30] **Salo, J., El-Sallabi, H.M. ve Vainikainen, P.** (2006). The distribution of the product of independent Rayleigh random variables, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 54(2), 639–643.
- [31] **Goldsmith, A.** (2005). *Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge, UK.
- [32] **Telatar, E.** (1999). Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *Europ. Trans. Telecommun.*, 10(6), 585–595.
- [33] **Jeganathan, J., Ghrayeb, A., Szczecinski, L. ve Ceron, A.** (2009). Space shift keying modulation for MIMO channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8(7), 3692–3703.
- [34] **Lu, L., Li, G., Swindlehurst, A., Ashikhmin, A. ve Zhang, R.** (2014). An overview of massive MIMO: benefits and challenges, *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, 8(5), 742–758.
- [35] **Basar, E.** (2019). Media-based modulation for future wireless systems: A tutorial, *IEEE Wireless Commun.*, <https://arxiv.org/abs/1811.08730>.
- [36] **Yang, P., Di Renzo, M., Xiao, Y., Li, S. ve Hanzo, L.** (2015). Design guidelines for spatial modulation, *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 17(1), 6–26.
- [37] **Basar, E.** (2016). Index modulation techniques for 5G wireless networks, *IEEE Commun. Mag.*, 54(7), 168–175.
- [38] **Bouida, Z., El-Sallabi, H., Abdallah, M., Ghrayeb, A. ve Qaraqe, K.A.** (2016). Reconfigurable antenna-Based space-shift keying for spectrum sharing systems under Rician Fading, *IEEE Trans. Commun.*, 64(9), 3970–3980.
- [39] **Debbah, M., El-Gamal, H., Poor, H.V. ve Shamai, S.** (2009). Editorial:Wireless physical layer security, *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, 2009.
- [40] **Shiu, Y.S., Chang, S.Y., Wu, H.C., Huang, S.C.H. ve Chen, H.H.** (2011). Physical layer security in wireless networks: A tutorial, *IEEE Wireless Commun.*, 18(2), 66 – 74.
- [41] **Shannon, C.E.** (1949). Communication theory of secrecy systems, *The Bell System Technical Journal*, 28(4), 656 – 715.
- [42] **Wyner, A.D.** (1975). The wire-tap channel, *Bell System Technical Journal*, 54(8), 1355–1387.
- [43] **Csiszár, I. ve Körner, J.** (1978). Broadcast channels with confidential messages, *IEEE Trans. Inform. Theory*, 24(3), 339 – 348.
- [44] **Cheong, S.L.Y. ve Hellman, M.** (1978). The Gaussian wire-tap channel, *IEEE Trans. Inform. Theory*, 24(4), 451 – 456.

- [45] **Liang, Y., Poor, H.V. ve Shamai, S.** (2008). Secure communication over fading channels, *IEEE Trans. Inform. Theory*, 54(6), 2470 – 2492.
- [46] **Liao, W.C., Chang, T.H., Ma, W.K. ve Chi, C.Y.** (2010). Joint transmit beamforming and artificial noise design for QoS discrimination in wireless downlink, *2010 IEEE ICASSP*, Dallas, USA, s.2562–2565.
- [47] **Liao, W.C., Chang, T.H., Ma, W.K. ve Chi, C.** (2011). QoS-based transmit beamforming in the presence of eavesdroppers: An optimized artificial-noise-aided approach, *IEEE Trans. Signal Process.*, 59(3), 1202 – 1216.
- [48] **Negi, R. ve Goel, S.** (2005). Secret communication using artificial noise, *2005 IEEE 62nd Veh. Technol. Conf. (VTC Fall)*, Dallas, USA, s.1906–1910.
- [49] **Negi, R. ve Goel, S.** (2008). Guaranteeing secrecy using artificial noise, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 7(6), 2180 – 2189.
- [50] **Simon, M. ve Alaouni, M.S.** (2005). *Digital Communications over Fading Channels*, John Wiley & Sons, New York.
- [51] **Guan, X., Cai, Y. ve Yang, W.** (2012). On the secrecy mutual information of spatial modulation with finite alphabet, *Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Commun. Signal Process.*, Huangshan, China, s.1–4.
- [52] **Huang, Z., Gao, Z. ve Sun, L.** (2017). Anti-eavesdropping scheme based on quadrature spatial modulation, *IEEE Commun. Lett.*, 21(3), 532–535.
- [53] **Serafimovski, N., Di Renzo, M., Sinanovic, S., Mesleh, R. ve Haas, H.** (2010). Fractional bit encoded spatial modulation (FBE-SM), *IEEE Commun. Lett.*, 14(5), 429–431.
- [54] **Yang, Y. ve Aissa, S.** (2011). Bit-padding information guided channel hopping, *IEEE Commun. Lett.*, 15(2), 163–165.
- [55] **Guo, S., Zhang, H., Jin, S. ve Zhang, P.** (2016). Spatial modulation via 3-D mapping, *IEEE Commun. Lett.*, 20(6), 1096–1099.
- [56] **Xiao, L., Xiao, Y., You, L., Yang, P., Li, S. ve Hanzo, L.** (2017). Single-RF and twin-RF spatial modulation for an arbitrary number of transmit antennas, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 67(7), 6311–6324.
- [57] **Larsson, P.** (2018). Golden angle modulation, *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 7(1), 98–101.
- [58] **Vogel, H.** (1979). A better way to construct the sunflower head, *Math. Biosci.*, 44(3-4), 179–189.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: İbrahim Yıldırım

Doğum Tarihi ve Yeri: 29.03.1994, Samsun

E-Posta: yildirimib@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2017, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİMLER

- **2018-...** : Araştırma Görevlisi, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
- **2018-...** : Lisansüstü Araştırmacı, *Koç Üniversitesi, CoreLab*
- **2016-...** : Lisansüstü Araştırmacı, *İstanbul Teknik Üniversitesi, Telsiz Haberleşme Araştırma Laboratuvarı*

ÖDÜL VE BURSLAR

- **2018:** TÜBİTAK 2210-A Yurt İçi Yüksek Lisans Bursu
- **2017:** Elektrik Mühendisleri Odası (EMO), En İyi Lisans Bitirme Tezi Ödülü
- **2017:** İstanbul Teknik Üniversitesi, Yüksek Onur Derecesi

PROJELER

- **2018-2021:** TÜBİTAK 1001, *Ortam Tabanlı Modülasyonlu Özgün Sistem Tasarımları*
- **2018-2019:** İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi (41967), *Ortam Tabanlı Modülasyon: Kanal Modeli ve Kesirli Bit Problemi*

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR:

- **Yıldırım İ.**, Başar E., Altunbaş İ., 2017. Quadrature Channel Modulation, *IEEE Wireless Communications Letters*, 6(6), 790-793.
- **Yıldırım İ.**, Başar E., Kurt G. K., 2018. Media-Based Modulation for Secrecy Communications, *Electronics Letters*, 54(12), 789-791.
- **Yıldırım İ.**, Başar E., Altunbaş İ., 2019. Fractional Media-Based Modulation with Golden Angle Modulation, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, April 15-19, 2019 Marrakech, Morocco.