

**MIMO AĞLARINDA
UZAMSAL KİPLEME VE ANTEN SEÇİMİ
YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

**COMPARISON OF SPATIAL MODULATION
AND ANTENNA SELECTION
IN MIMO NETWORKS**

MERVE SEFUNÇ

**Doç. Dr. Emre Aktaş
Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2014

MERVE SEFUNÇ'un hazırladığı **MIMO Ağlarında Uzamsal Kipleme ve Anten Seçimi Yöntemlerinin Karşılaştırılması** adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan

(Prof. Dr. Mehmet Şafak)

Danışman

(Doç. Dr. Emre Aktaş)

Üye

(Doç. Dr. Cenk Toker)

Üye

(Yard. Doç. Dr. Berkan Dülek)

Üye

(Doç. Dr. Ali Özgür Yılmaz)

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Fatma SEVİN DÜZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

... / ... / 20...

Merve SEFUNÇ

ÖZET

MIMO AĞLARINDA UZAMSAL KİPLEME VE ANTEN SEÇİMİ YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

MERVE SEFUNÇ

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Emre Aktaş

Haziran 2014, 51 sayfa

Uzamsal kipleme, MIMO kablosuz haberleşmede gelişmekte olan bir kavramdır. Burada birçok verici anten arasından sadece bir verici anten gönderme için belirlenir. Bütün verici antenlerin eşzamanlı olarak etkin olduğu tam MIMO ile karşılaştırıldığında; uzamsal kipleme alıcıda indirgenmiş sinyal işleme karmaşıklığından faydalanır, verici antenler arasında eşzamanlamaya gerek duymaz, vericide tek bir radyo frekansı devre zinciri gerektirir ve vericide doğrusallık kısıtlamalarından dolayı güç verimsiz olan güç yükselteçlerinden, verici gücünün büyük çoğunluğunu harcayan tek bir tanesini kullanmayı gerektirir. Bu avantajlardan faydalanan bir diğer yaklaşım ise ileri yönde kanal durumuna dayanarak tek bir verici anteninin seçildiği anten seçimi yöntemidir. Anten seçimi, anten indeksi herhangi bir bilgi taşımadığından uzamsal kiplemenin çoklama kazancına sahip değildir; uzamsal kiplemenin de verici çeşitliliğinden faydalanamadığı gözlenmiştir. Bu tezde, spektral verimlilik üzerine odaklanarak uzamsal kipleme ve anten seçimi yaklaşımları karşılaştırılmıştır. Spektral verimlilik ölçütü olarak yavaş değişen kanallarda kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi düşünülmüştür. Uzamsal kipleme ve anten seçimi için kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi türetilmiş, kesinti ve erişilebilir veri hızı sonuçları nümerik olarak karşılaştırılmıştır. Erişilebilir veri hızı için kısıtlı ayırık girdi ve Gauss girdiler düşünülmüştür. Az sayıda alıcı anten olması durumunda anten seçiminin uzamsal kipleme üzerine avantajlı olduğu fakat fazla sayıda alıcı anten ve daha

büyük sinyal gürültü oranları için uzamsal kiplenin daha büyük kapasiteye sahip olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz Haberleşme, MIMO, Uzamsal Kipleme, Anten Seçimi

ABSTRACT

COMPARISON OF SPATIAL MODULATION AND ANTENNA SELECTION IN MIMO NETWORKS

MERVE SEFUNÇ

**Master of Science, Department of
Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Emre Aktaş

June 2014, 51 pages

An emerging concept in multiple input multiple output (MIMO) wireless communications is spatial modulation (SM), where only a single transmit antenna among many transmit antennas is utilized for transmission. Compared to full MIMO where all transmit antennas are active concurrently, SM enjoys reduced signal processing complexity at the receiver, requires no synchronization among the transmit antennas, requires only a single radio frequency circuit chain at the transmitter, and only a single power amplifier at the transmitter, which consume majority of the transmit power, and are power inefficient due to linearity constraints. Another approach which enjoys these benefits is antenna selection (AS), where the transmit antenna is chosen based on the forward channel state. AS does not have the multiplexing gain of SM since the antenna index does not convey any information, whereas it has been observed that SM cannot exploit the transmit diversity. In this thesis, the SM and AS approaches are compared, where the focus is on the spectral efficiency. Outage probability and outage capacity for slowly varying channels is considered as a metric of spectral efficiency. Outage probability and outage capacity of the SM and AS systems are derived, and the outage and achievable rate results are compared numerically. Both constrained discrete inputs and Gaussian inputs are considered for the achievable rate. It is observed that for small number of receive antennas, AS tend to have an advantage over SM, whereas for larger number

of receive antennas and larger signal to noise ratios, SM has larger capacity.

Keywords: Wireless Communication, MIMO, Spatial Modulation (SM), Antenna Selection (AS)

TEŞEKKÜR

Tez danıőmanım olduğu andan itibaren engin deneyimi, bilgi birikimi ve hoőgörüőüyle yolumu aydınlatan, bu tezin oluşmasında bana her türlü desteği veren Sayın Doç. Dr. Emre Aktaş'a sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

Bilgi ve deneyimlerini paylaşan değerli jüri üyelerine teşekkür ediyorum.

Hayatıma renk katan, destek ve yardımlarını esirgemeyen tüm arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunuyorum, iyi ki varsınız!

Bu tez çalışmamı, her zaman yanımda olan ve ışığıyla hayatımı aydınlatan huzur ve neőe kaynağım sevgili hayat arkadaşıma ve manevi desteklerini her zaman kalbimde hissettiğim sevgili anneme, babama ve kardeşlerime adıyorum.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xi
SÖZLÜK DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. MIMO SİSTEMLERDE UZAMSAL KİPLEME VE ANTEN SEÇİMİ YÖNTEMLERİNDE KESİNTİ OLASILIĞI VE KESİNTİ KAPASİTESİ	6
2.1. Sinyal Modeli	6
2.2. Anten Seçimi Yöntemi Kullanılan MIMO Sistemlerde Kesinti Olasılığı ve Kesinti Kapasitesi	7
2.2.1. Gauss dağılımlı girdi	9
2.2.2. Ayrık dağılımlı girdi	14
2.3. Uzamsal Kipleme Yöntemi Kullanılan MIMO Sistemlerde Kesinti Olasılığı ve Kesinti Kapasitesi	16
2.3.1. Gauss dağılımlı girdi	19
2.3.2. Ayrık dağılımlı girdi	25
3. NÜMERİK BULGULAR	29
3.1. Gauss dağılımlı girdi	29
3.2. Ayrık dağılımlı girdi	34
4. SONUÇ	47
ÖZGEÇMİŞ	48
KAYNAKLAR	49

ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Uzamsal kipleme yönteminin çalışma prensibi	16
Şekil 2.2. Uzamsal kipleme yönteminde verinin kodlanması	17
Şekil 2.3. Uzamsal kipleme yöntemi kullanılan sistemler ile kablosuz kanallarda iletişim	18
Şekil 2.4. $I(X; Y A)$ teriminin olasılık dağılım fonksiyonu	20
Şekil 2.5. $I(X; Y A)$ teriminin kümülatif dağılım fonksiyonu	21
Şekil 2.6. $I(A; Y)$ teriminin olasılık dağılım fonksiyonu	22
Şekil 2.7. $I(A; Y)$ teriminin kümülatif dağılım fonksiyonu	23
Şekil 3.1. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	30
Şekil 3.2. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	31
Şekil 3.3. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	32
Şekil 3.4. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	33
Şekil 3.5. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	34

Şekil 3.6. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	35
Şekil 3.7. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	36
Şekil 3.8. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	37
Şekil 3.9. $N_T = 2, N_R$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	38
Şekil 3.10. $N_T = 16, N_R$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	39
Şekil 3.11. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. ...	39
Şekil 3.12. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. ...	40
Şekil 3.13. $N_T = 2, N_R$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	40
Şekil 3.14. $N_T = 2, N_R$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.	41

- Şekil 3.15. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 41
- Şekil 3.16. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 42
- Şekil 3.17. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 42
- Şekil 3.18. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 43
- Şekil 3.19. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 43
- Şekil 3.20. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 44
- Şekil 3.21. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 44
- Şekil 3.22. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. 45

Şekil 3.23. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayrık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. . . . 45

Şekil 3.24. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayrık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir. . . . 46

SİMGELER VE KISALTMALAR

AS	Antenna Selection
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Çoklu girdi çoklu çıktı)
SM	Spatial Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio (İşaret gürültü oranı)

SÖZLÜK DİZİNİ

Ağırlıklandırma	:	Weighting
Ayrık	:	Discrete
Bağımsız özdeşçe dağılımlı	:	Independent and identically distributed
Beklenti	:	Expectation
Birbiçimli dağılım	:	Uniform distribution
Bit akışı	:	Bit stream
Çeşitleme	:	Diversity
Çoklama	:	Multiplexing
Değişinti	:	Variance
Dörtlü genlik kipleme	:	Quadrature amplitude modulation
Düz sönümlleme	:	Flat fading
En iyi altı	:	Sub optimal
Gönderme çeşitliliği	:	Transmit diversity
Işın uzayı etki alanı	:	Beamspace domain
İkili faz kaydırmalı anahtarlama	:	Binary phase shift keying
İlintili	:	Correlated
İlintisiz	:	Uncorrelated
İşaret	:	Signal
Kafes	:	Trellis
Karşılıklı bilgi	:	Mutual information
Kestirim	:	Estimation
Kod bölüşümlü çoklama	:	Code division multiplexing
Koşullu kapasite	:	Conditioned capacity
Maksimum oran birleştirme	:	Maximum ratio combining
Marjinal olasılık yoğunluk fonksiyonu	:	Marginal probability density function
Ortogonallık	:	Orthogonality
Ön uç	:	Front-end
Seçerek birleştirme	:	Selection combining
Sezim	:	Detection

Tekdüze	:	Monotonic
Uzamsal kipleme	:	Spatial modulation
Uzaysal kaydırmalı anahtarlama	:	Space shift keying
Yükselteç	:	Amplifier
Zaman bölüşümlü çoklama	:	Time division multiplexing

1. GİRİŞ

Teknolojinin gelişmesi ile iletişim alanında gittikçe artan bir talep oluşmuştur. Bu nedenle en az güçle ve en iyi verimlilikle çalışan sistemlere olan ihtiyaç oldukça artmıştır. Kablosuz ağlarda verimliliği artırmak amacıyla uzun yıllardır çok girdili çok çıktılı (multiple input multiple output, MIMO) kablosuz haberleşme sistemler üzerinde çalışılmaktadır. MIMO sistemlerde, kaynakta birden fazla verici anteni ve hedefte birden fazla alıcı anteni bulunur. MIMO sistemlerin tek antenli sistemlere göre sağlayabileceği iki çeşit temel kazanç vardır. Birincisi, kablosuz kanallarda görülen sönümlenme etkisine karşı koruma olarak nitelenebilecek uzamsal çeşitliliştir. Uzamsal çeşitleme, farklı verici-alıcı anten çiftleri arasındaki sönümlenmenin birbirinden istatistiksel olarak bağımsız olmasını kullanır. Aynı bilginin bağımsız kanallar üzerinden gönderilmesi durumunda, farklı kanalların aynı anda sönümlenmeye maruz kalma olasılığı düşük olduğundan çeşitleme kazancı kullanılarak güvenilir iletişim sağlanabilir. MIMO sistemlerin sağlayabileceği ikinci temel kazanç ise çoklama kazancıdır. Çoklama kazancı birden fazla antenin birden fazla veri akışını paralel olarak iletilmesiyle elde edilir. MIMO sistemler maksimum çeşitleme ile güvenilir iletişiminin sağlanması ya da maksimum çoklama kazancına ulaşılarak yüksek veri hızlarına ulaşmak amacıyla tasarlanabilir. Bu tasarımlar ile MIMO sistemler kullanılarak tek antenli sistemlere kıyasla çok daha yüksek kanal kapasitelerine ulaşılabilmektedir.

Geleneksel MIMO sistemlerde anten elementleri genellikle birbirinden farklı işaretlerle teker teker sürülür. Bu nedenle de kullanılan anten sayısı kadar radyo frekansı (RF) devre zincirine ihtiyaç duyulmaktadır. RF işaretlerin ilintisiz olmasını sağlamak için anten elementlerinin birbirinden en az dalga boyunun yarısı mesafesinde uzaklığa kurulması gerekmektedir. Çok sayıda RF zinciri içeren anten elementlerinin maliyeti ve kanal bağımsızlığını sağlamak için ihtiyaç duyulan geniş alanlar MIMO sistemleri özellikle mobil sistemler için teknik olarak uygulanması zor bir hale getirmektedir. Bu nedenle yakın zamanlardaki çalışmalarda uygulama için daha geniş alana sahip olabilen baz istasyonlarında MIMO sistemler kullanılması üzerine yoğunlaşmıştır [1].

[2]'de tek bir RF ön ucundan iletişim yapmaya olanak veren anten seçimi, zaman bölüştürme, kod bölüştürme, kod bölüştürme ve parazitli anten yöntemi üzerinde çalışılmış-

tır. Anten seçimi yönteminde, N_T verici ve N_R alıcı anten içeren sistemde L_T verici ve K_R alıcı anten seçilerek iletişim sadece bu seçilen antenler üzerinden yapılır. Bu makalede anten seçimi yönteminin çeşitleme ve uzamsal çoklama özellikleri üzerinde çalışılmıştır.

Uzamsal kipleme yönteminde, verici tarafından bir anda tek bir RF zinciri kullanılırken anten dizisinin çoğu avantajından faydalanılır. Tek bir RF zincirinin kullanılması sonucunda işaret işleme ve devre karmaşıklığı azalırken enerji verimliliğinin arttığı gösterilmiştir [3]. Uzamsal kipleme, anten indeksinin kiplemenin bir parçası olarak kullanılması ile MIMO sistemlerde çoklama kazancı elde etmeyi hedefleyen bir yöntemdir. Uzamsal kiplemde her bir kanal kullanımında tek bir gönderici anteni seçilmekte ve bu seçim alıcıda farklı verici antenlerinden olan kanalların farklı olması kullanılarak belirlenmektedir. Böylelikle çoklama kazancı anten sayısının logaritması ile orantılı olarak artmaktadır. Uzamsal kiplemenin en önemli kazançlarından biri de tek bir RF zinciri kullanılması ile verici karmaşıklığının azalması, güç tüketiminin azalması ve alıcının işleme karmaşıklığının azalmasıdır [3]. [3]'te aynı zamanda uzamsal kipleme yöntemi için yapılan ilk deneysel çalışmalara yer verilmiştir.

Uzamsal kipleme yaklaşımının mantıksal olarak oluşmaya başladığı ilk çalışmalar [4–6] olmuştur. [6]'da özellikle kanallar arası girişimin engellenmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır fakat önerilen yöntemde spektral verimlilikte bir miktar kayıp meydana gelmektedir. Uzamsal kipleme literatüre ilk kez [7] numaralı referansta sunulmuştur. Bu makalede uzamsal kipleme yönteminin kanallar arası girişimi engellerken verici antenler arası senkronizasyona ihtiyaç duymadan yüksek spektrum verimliliği sağladığı gösterilmiştir. Gönderilen işaretin sadece bilgi bitleri değil aynı zamanda verici anteninin yerini de içermesinden dolayı verici anten numarasının kestirimi büyük önem kazanmaktadır. Bu amaçla anten kestirimi için daha güvenilir bir yöntem önerilmektedir.

[8]'de en iyi altı alıcılar için bit hata oranı performansının analizi yapılmıştır. Burada bağımsız özdeşçe dağılmış Rayleigh sönümlenmeli kanallarda sembol hata oranı için kapalı formda analitik formül elde edilerek farklı kodlama ve algoritmalarla iletişim yapılan sistemlerle karşılaştırılması yapılmıştır. [9]'da, [8]'de tanımlanan sistem geliştirilerek optimal alıcılar için kapalı form analitik çözüm üretilmiş ve bu çözümün performans artışı gösterilmiştir. Uzamsal kipleme için kesinti kapasitesi ve ergodik kapasite [10]'da

incelenmiştir.

[11]'de anahtarlama zaman alanında da yapılarak uzaysal-zamansal kaydırmalı anahtarlama yöntemi sunulmuştur. Böylelikle çoklama ve çeşitlilik dengelemesi için daha çok seçeneğe sahip olunmaktadır. Uzaysal-zamansal kaydırmalı anahtarlama yönteminde alma çeşitliliğinin yanısıra göndermede de çeşitlilik oluşmakta böylelikle daha güvenilir bir sistemde iletişim yapılabilir. Yapılan çalışmalar bir adım ileriye taşınarak uzamsal kiplemede uzaysal-zamansal blok kodlama kullanılarak uzay-zaman çeşitliliğinin yanısıra uzamsal çeşitlilikten de faydalanan bir sistem geliştirilmiştir [12].

Bir başka çalışmada uzamsal kiplleme yönteminde kafes kodlama kullanılarak ilintili kanallarda performans artışı amaçlanmıştır [13, 14]. Uzaysal kaydırmalı kiplleme yönteminde ilintili Nakagami- m [15] ve Rician kanalların [16] performansı , güç bölüştürme ile performans artışının incelenmesi [17] üzerine çalışmalar devam etmiştir. [18]'de küresel kodlama yöntemi geliştirilerek detektörün karmaşıklığının ve işlem yoğunluğunun azaltılması amaçlanmıştır.

Uzamsal kiplleme üzerine yapılan çalışmalar genellenerek farklı kiplleme yöntemleri ve farklı sönmülemeli kanallar için genel bir yöntem oluşturulmuştur [19]. Vericide kanal durum bilgisine sahip olmadan çeşitlilikten faydalanma yöntemleri geliştirilmiştir [20]. Uzamsal kiplleme yöntemi üzerinde güncel çalışmalara devam edilmektedir. Uygulamalarında ve performans araştırmalarında önemli ilerlemeler kaydedilmiştir [21–26].

Anten seçimi, MIMO sistemlerde tek bir verici RF zinciri kullanılarak iletişim yapılan yöntemlerden bir diğeridir. Verici anten seçimi yönteminde alıcı elde ettiği kanal durum bilgisini kullanarak en iyi kanala sahip anteni tespit eder ve bu anten bilgisini geri besleme kanalı üzerinden vericiye iletir. Verici, bu kanal üzerinden gönderim yapar. Alıcı verici arasındaki kanal durum bilgisine göre iletişim yapılacak antenin seçilmesi sürekli olarak devam etmektedir. Kanalların durumuna göre kullanılacak anten indeksine kanalın değişim hızına göre belirlenen bir aralıkla karar verilir [27, 28]. Verici anten seçimi yönteminde bir sembol süresinde tek bir anten üzerinden iletişim yapıldığından kanallar arası girişim engellenmiş olur, güç tüketimi ve karmaşıklık azalır.

Anten seçimi yönteminde, vericide seçici çeşitleme (selection diversity), alıcıda maks-

mum oran birleştirme (MRC) kullanılarak sistemde çeşitlilikten en iyi şekilde faydalanılabilir. Vericide en iyi işaret gürültü oranına sahip RF zinciri üzerinden bilginin gönderilmesi ve alıcıda da maksimum oran birleştirme ile bütün antenlerden alınan güçlerin toplanmasıyla bilgi gönderiminde en yüksek işaret gürültü oranına ulaşılır. Böylelikle sezim ve kestirim hatalarına karşı daha güvenilir bir sistem elde edilmiş olur [29, 30]. Vericide anten seçimi alıcıda maksimum oran birleştirme yapılan sistem modeli için kesinti kapasitesi [30] ve bit hata oranı üzerine [29, 30] çalışmalar yapılmıştır.

Uzamsal kipleme ve anten seçimi yöntemleri, vericide çok sayıda anten olmasına rağmen bir RF zinciri kullanılarak bir gönderimde sadece bir antenden işaret gönderimi yapıldığı için benzerlerdir. Ancak iki yöntem aktif olacak anteni farklı amaçlarla seçmektedir. Uzamsal kiplemede bu seçim bilgiyi iletmek için kullanılmakta, yani çoklama kazancı hedeflenmektedir. Uzamsal kiplemenin çoklama kazancını elde ederken gönderme çeşitliliğinden yararlanamadığı gösterilmiştir [9, 13, 19]. Anten seçimi yönteminde ise aktif olacak anten gönderme çeşitliliğinden faydalanmak üzere, herhangi bir bilgi iletmeye yardımcı olmadan, o anda kanal durumu en iyi olan anten hangisi ise o seçilmektedir. Sonuç olarak, anten seçimi yöntemi gönderme çeşitliliği kazancını kullanırken çoklama kazancına sahip değildir. Uzamsal kipleme yöntemi ise çoklama kazancı sağlarken gönderme çeşitliliğinden faydalanmamaktadır.

Bu tezdeki hedef, uzamsal kipleme yöntemini anten seçimi yöntemi ile karşılaştırmaktır. Literatürde böyle bir karşılaştırmaya rastlanmamıştır. Karşılaştırma için, blok sönmülemeli kanallar için kullanılan kesinti kapasitesi kullanılacaktır. Bu kanallarda, gerçek kanal kapasitesi 0'dır ancak kabul edilebilir bir kesinti olasılığı altında en büyük erişilebilecek veri hızı olan kesinti kapasitesi bulunur veya verilen bir veri hızına karşılık gelen kesinti olasılığı performansı ele alınır [31]. Literatürde uzamsal kipleme için performans karşılaştırmaları için daha çok sabit bir veri hızında hata oranı eğrilerinin ele alındığı görülmüştür [9, 22, 24]. Bu tezde kesinti kapasitesi ele alınmasının nedeni bu performans ölçütü hem çoklama kazancını net bir şekilde göstermekte hem de kanal güvenilirliğinin etkilerini kesinti ile hesaba katmaktadır.

İlerleyen bölümlerde sönmülemeli kanallarda uzamsal kipleme ve verici anten seçimi yöntemlerinin kesinti kapasitesi üzerinde çalışılmıştır. İki yöntemde de MIMO sistem-

lerde tek bir RF kanalı kullanılarak iletişim yapılmaktadır. Bu çalışmada iki yöntemin birbirine göre avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Üzerinde çalışılan sistemde baz istasyonunda çok sayıda verici anten ve mobil istasyonda daha az sayıda alıcı anten olduğu varsayılmıştır. Alıcıda çoklu RF zinciri kullanılmıştır. Sistemler için Gauss dağılımlı girdi ve kısıtlı sayıda girdi alfabesi için kesinti kapasitesi hesaplamaları yapılmıştır.

2. MIMO SİSTEMLERDE UZAMSAL KİPLEME VE ANTEN SEÇİMİ YÖNTEMLERİNDE KESİNTİ OLASILIĞI VE KESİNTİ KAPASİTESİ

2.1 Sinyal Modeli

Kablosuz iletişim yapmak için tasarlanan MIMO sistemde N_T verici ve N_R alıcı anten bulunduğunu düşünelim. i verici anteninden j alıcı antenine $h_{j,i}$ düz sönümlenmeli kanal katsayısını belirtir. Kanalın bir kanal kodu süresince sabit olduğu varsayılmaktadır. Kanal katsayıları $\mathcal{CN}(0, 1)$ olmak üzere birbirinden bağımsız kompleks Gauss dağılıma sahip olduğu varsayılmaktadır. Bir sembol süresi boyunca yalnızca bir verici anten kullanılır ve iletişim tek bir RF zinciri üzerinden yapılır. İşaretin gönderileceği antene, verici anten seçimi veya uzamsal kipleme yöntemlerinden biri kullanılarak karar verilebilir. Verici anteni i 'nin seçilmesi durumunda, kesikli zamanda ve tabanbantta girdi çıktı bağıntısı

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_i \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilir.

Burada N_R uzunluğundaki \mathbf{y} vektörü, sönümlenmeli kanalda alınan sinyali belirtmektedir. \mathbf{y} 'nin j numaralı elemanı, aynı numaralı alıcı anten tarafından alınan sinyali belirtmektedir. $j = 1, \dots, N_R$ aralığında değişmektedir. i numaralı verici anten için kanal katsayıları vektörü aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{h}_i = \begin{bmatrix} h_{1,i} \\ \vdots \\ h_{N_R,i} \end{bmatrix}$$

x gönderilen sinyal, \mathbf{n} ise N_R uzunluğunda sıfır ortalamalı eklemeli beyaz Gauss gürültü vektörüdür. Eklemeli beyaz Gauss gürültünün $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, N_o \mathbf{I})$ olmak üzere; alıcı antenler, gönderilen sembol ve kanallar arasında bağımsız olduğu varsayılmaktadır.

2.2 Anten Seçimi Yöntemi Kullanılan MIMO Sistemlerde Kesinti Olasılığı ve Kesinti Kapasitesi

Verici anten seçimi yönteminde, anten seçimi işleminin yapılabilmesi için veri iletimi öncesinde alıcının kanal durum bilgisine ulaşabilmesi için bir ön iletim yapılması gerekmektedir. Bu iletim çok kısa zamanda yapıldığı için veri hızına etkisi göz ardı edilmiştir. Vericiden gelen sinyali alan alıcı değişik verici antenlerinden aldığı güçleri karşılaştırarak hangi verici anteninin en iyi kanala sahip olduğunu tespit eder. Tespit edilen anten indeksi geri besleme kanalı üzerinden vericiye iletilir. Verici bir blok boyunca karar verilen kanal üzerinden iletim yapar. Her blok için bu işlemler tekrar edilir.

Alıcı, tek bir verici anten üzerinden gönderilen sembolü N_R farklı anten üzerinde alır. Alıcıda maksimum oran birleştirme kullanılmasının x 'e karar vermek için yeterli istatistiği sağladığı bilinmektedir [31]. Maksimum oran birleştirme yönteminde bütün antenlerden alınan güçlerin toplanması ile çeşitlilik sonucunda elde edilebilecek en yüksek güce ulaşılmaktadır. Maksimum oran birleştirmede ağırlandırma katsayısı olarak $\frac{\mathbf{h}_i^H}{\|\mathbf{h}_i\|^2}$ seçilir. Maksimum oran birleştirme çıktısı aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} r &= \frac{\mathbf{h}_i^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_i\|^2} \\ &= \frac{\mathbf{h}_i^H}{\|\mathbf{h}_i\|^2} \mathbf{h}_i x + \frac{\mathbf{h}_i^H}{\|\mathbf{h}_i\|^2} \mathbf{n} \\ r &= x + z \end{aligned} \tag{2.2}$$

z 'nin değişintisi

$$\begin{aligned} \text{var}\{z\} &= E\{zz^*\} \\ &= \frac{N_o}{\|\mathbf{h}_i\|^2} \end{aligned}$$

olarak bulunur. Sonuç olarak $z \sim \mathcal{CN}(0, N_o/\|\mathbf{h}_i\|^2)$ şeklinde ifade edilir [30].

Her fiziksel sistemde olduğu gibi üzerinde çalıştığımız MIMO sistemde de güç kısıtlaması vardır. Bütün bu çalışmalar kısıtlı bir güç kullanırken en iyi verimi elde etmek için yapılmaktadır. Güç kısıtlamasının $E\{|X|^2\} = P$ olduğu düşünülürse verilen kanal gerçekleştirilmesi için anlık işaret gürültü oranı (signal to noise ratio, SNR) aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\psi_i = \frac{E\{|X|^2\}}{E\{|Z|^2\}} = \bar{s} \|\mathbf{h}_i\|^2 \quad (2.3)$$

Burada büyük harfle gösterim rastgele değişkeni, küçük harfle gösterim ise belirtilen rastgele değişkenin bir gerçekleştirilmesini ifade etmektedir. $\bar{s} \triangleq \frac{P}{N_o}$ ortalama SNR değeridir.

Rayleigh sönümlenmeli kanalda kompleks Gauss dağılıma sahip kanal üzerinden iletişim yapılması sonucunda tek bir kanalın anlık SNR değeri üssel dağılıma sahip olmaktadır. Maksimum oran birleştirmenin sonucu olarak i numaralı verici anteninden gönderim yapılması sonucunda elde edilen anlık SNR üssel dağılıma sahip N_R tane bağımsız rastgele değişkenin toplamına eşit olmaktadır:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{h}_i\|^2 &= \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{N_R} (h_{j,i}^{Re})^2 + \sum_{j=1}^{N_R} (h_{j,i}^{Im})^2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

N_R tane bağımsız \bar{s} ortalamalı üssel dağılımlı değişkenin toplanması ile elde edilen ψ_i , biçim parametresi N_R ve ölçek parametresi \bar{s} olan Gamma dağılıma sahip rastgele değişken haline gelmektedir.

Yapılan bu işlemler sonucunda i verici antenden iletişim yapılması durumunda elde edilecek anlık SNR dağılımlarına ulaşılmıştır. Bir sonraki adımda elde edilen bilgiler kullanılarak en iyi anlık SNR değerine sahip anten belirlenir. Seçilen antenin indeksi \hat{i} olarak belirtilmek üzere, anlık SNR değerinin maksimum yapan \hat{i} :

$$\hat{i} = \arg \max_i \psi_i \quad (2.5)$$

işlemi ile bulunur. Sonuç olarak, verici anten seçimi yöntemi kullanılması durumunda toplamalı beyaz Gauss gürültülü kanalda anlık SNR

$$\psi = \psi_{\hat{i}} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilir.

İlerleyen bölümlerde önerilen model Gauss dağılımlı girdi ve ayrık dağılımlı girdi için incelenmiştir. Bu iki girdi dağılımı için de kesinti olasılığı ve kapasite kesintisi üzerinde çalışılmıştır. Gauss dağılımlı girdi için analitik çözüm elde edilmiş, ayrık dağılımlı girdi için işlem karmaşıklığı nedeniyle analitik çözüme ulaşılammışken performans çalışmaları Monte Carlo simülasyonu kullanılarak yapılmıştır.

2.2.1 Gauss dağılımlı girdi

Literatürde Gauss dağılımlı girdi için anten seçimi yöntemi kullanılan sistemlerde kesinti kapasitesi üzerinde çalışmalar bulunmaktadır [30, 32]. Bizim çalışmamız sonunda elde ettiğimiz yöntem ise kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi için çok daha basit bir senaryo ve sonuç sunmaktadır.

Eşitlik (2.1)'de belirtildiği gibi $h_{j,i}$ $\mathcal{CN}(0, 1)$ olmak üzere kompleks Gauss dağılıma sahiptir. Bu durumda $h_{j,i}$

$$h_{j,i} = h_{j,i}^{Re} + jh_{j,i}^{Im}$$

olarak ifade edilebilir. Burada $h_{j,i}^{Re}$ ve $h_{j,i}^{Im}$ $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ ve $\sigma^2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ olmak üzere Gauss dağılıma sahiptir. $h_{j,i}^{Re}$ ve $h_{j,i}^{Im}$ birbirinden bağımsız dağılıma sahip oldukları için bu iki

bileşenin ortak olasılık yoğunluk fonksiyonu iki Gauss dağılımın çarpımı olarak ifade edilebilir:

$$f_{h_{j,i}^{Re}, h_{j,i}^{Im}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left\{ -\frac{(h_{j,i}^{Re})^2}{2\sigma^2} \right\} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left\{ -\frac{(h_{j,i}^{Im})^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (2.7)$$

Bir kanalın anlık SNR değeri $\psi_{j,i} = \bar{s}|h_{j,i}|^2$ olarak ifade edilmekteydi. Bu eşitlikten görüldüğü üzere $\psi_{j,i}$ kompleks Gauss dağılıma sahip kanal katsayısının normunun karesinin bir sabit ile çarpılmasına eşittir. İstatistiksel dağılımda bir değişikliğe neden olmayacağına işlem kolaylığı açısından $\bar{s} = 1$ seçilebilir. Buradan da anlaşıldığı üzere \bar{s} sabit bir değer olduğu için $|h_{j,i}|^2$ 'nin dağılımının bulunması ile $\psi_{j,i}$ dağılımı elde edilmiş olacaktır.

$|h_{j,i}|^2 = (h_{j,i}^{Re})^2 + (h_{j,i}^{Im})^2$ olmak üzere $\psi_{j,i}$ 'in dağılımı eşitlik (2.7)'de değişken değiştirilerek bulunur.

$$h_{j,i}^{Re} = \alpha \cos \theta$$

$$h_{j,i}^{Im} = \alpha \sin \theta$$

seçildiği durumda $\alpha^2 = (h_{j,i}^{Re})^2 + (h_{j,i}^{Im})^2$ ve $\theta = \tan \left(\frac{h_{j,i}^{Im}}{h_{j,i}^{Re}} \right)$ şeklinde yazılabilir. Kartezyen koordinat sisteminden küresel koordinat sistemine aktarımda

$$f_{\alpha, \theta}(\alpha, \theta) = \alpha f_{h_{j,i}^{Re}, h_{j,i}^{Im}}(h_{j,i}^{Re}, h_{j,i}^{Im}) \quad (2.8)$$

formülü kullanılmaktadır.

Eşitlik (2.8)'de elde ettiğimiz yeni değişkenleri yerine yazarsak kompleks Gauss dağılımlı rastgele değişkenin mutlak değerinin karesinin alınması sonucunda elde edilen yeni rastgele değişkenin dağılımı

$$f_{\alpha,\theta}(\alpha, \theta) = \alpha f_{h_{j,i}^{Re}, h_{j,i}^{Im}}(\alpha \cos\theta, \alpha \sin\theta)$$

$$f_{\alpha,\theta}(\alpha, \theta) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (2.9)$$

olarak bulunur.

Eşitlik (2.9)'da yer alan eşitlik α ve θ 'nın ortak olasılık yoğunluk fonksiyonudur. α 'nın marjinal olasılık yoğunluk fonksiyonunu bulmak için eşitlik (2.9)'un θ üzerinden integrali alınır. Sonuçta α^2 yerine de ψ konularak $\Psi_{j,i}$ 'nin olasılık dağılım fonksiyonuna ulaşılır:

$$f_{\Psi_{j,i}}(\psi) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\psi}{2\sigma^2} \right\} \quad (2.10)$$

Eşitlik (2.10) üssel dağılımın olasılık dağılım fonksiyonunu belirtmektedir. Bir sonraki adımda ψ_i 'nin dağılımının bulunması gerekmektedir. ψ_i seçilen bir verici antenin tüm kollarında anlık SNR değeridir. Bu da tek bir verici anten indeksi i için tüm alıcı antenlerine olan anlık SNR değerlerinin toplamı anlamına gelmektedir. ψ_i eşitlik (2.4)'te tanımlandığı gibi \mathbf{h}_i 'nin normunun karesinin alınmasıyla elde edilmektedir. Bu durumda ψ_i 'in dağılımı

$$f_{\Psi_i}(\psi) = \frac{1}{(N_R - 1)! (2\sigma^2)^{N_R}} \psi^{N_R-1} \exp \left\{ -\frac{\psi}{2\sigma^2} \right\} \quad (2.11)$$

olarak bulunur [33].

Olasılık dağılım fonksiyonunu elde ettikten sonra bu fonksiyonun integralinin alınması ile kümülatif dağılım fonksiyonu bulunabilir [33].

$$F_{\Psi_i}(\psi) = \frac{1}{\Gamma(N_R)} \gamma \left(N_R, \frac{\psi}{S} \right) \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12) Gamma kümülatif dağılım fonksiyonudur. Burada $\Gamma(N_R)$ Gamma fonksiyonunu ve $\gamma\left(N_R, \frac{\psi}{\bar{S}}\right)$ tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu belirtmektedir [34]. Buradan da anlaşıldığı üzere ψ_i şekil parametresi N_R ve ölçek parametresi \bar{S} olan Gamma dağılıma sahip bir rastgele değişkendir. Şimdiye kadar yapılan işlemlerde her bir kanalın toplam SNR değerine ait istatistiksel bilgilere ulaşılmıştır. Verici anten seçimi yönteminde esas olan en yüksek SNR değerine sahip kanalın seçilerek iletişimin bu kanal üzerinden yapılmasıdır. Artık her bir verici anten için ihtiyaç duyulabilecek tüm bilgiye sahip olduğumuza göre verici anten seçimi güvenilir bir şekilde yapılabilir.

Ψ , eşitlik (2.6)'da tanımlandığı gibi N_T bağımsız kanal arasından maksimum SNR değerine sahip olanı ifade etmektedir. Yapılan işlemlerde bulunduğu üzere bu SNR değerleri birbirinden bağımsız Gamma dağılıma sahiptir. Analitik çözümün son adımında Gamma dağılıma sahip rastgele değişkenlerin maksimumu seçilmesi sonucunda elde edilen rastgele değişkenin kümülatif dağılım fonksiyonunun bulunması gerekmektedir. $F_\Psi(a) \triangleq P\{\Psi \leq a\}$ olarak tanımlanan kümülatif dağılım fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur:

$$F_\Psi(\psi) = \left[\frac{1}{\Gamma(N_R)} \gamma\left(N_R, \frac{\psi}{\bar{S}}\right) \right]^{N_T} \quad (2.13)$$

Burada $\Gamma(N_R)$ Gamma fonksiyonunu ve $\gamma\left(N_R, \frac{\psi}{\bar{S}}\right)$ tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu belirtmektedir [34]. Kanalların birbirinden bağımsız olduğu varsayıldığı için N_T adet rastgele değişken arasından maksimumunun seçilmesi sonucunda elde edilen yeni rastgele değişkenin kümülatif fonksiyonu bir rastgele değişkenin kümülatif fonksiyonunun N_T kuvveti olarak bulunmuştur. Bağımsız kanallarda kolaylıkla elde edilebilen bu sonuç ilintili kanallarda çok daha karmaşık denklemlerin çözülmesini gerektirmektedir.

Girdinin Gauss dağılımlı olması durumunda anlık SNR ψ için kapasite [31]'de ifade edildiği gibi $\log(1+\psi)$ işlemi ile bulunur. Sistemin performans değerlendirmesi için kesinti olasılığı bulunabilir. Kesinti olasılığı kapasitenin belirli bir veri hızının R altında kalma olasılığı olarak tanımlanmaktadır. Kesinti olasılığı aşağıdaki işlem ile bulunabilir:

$$P_{out}(R) = P\{\log(1 + \Psi) < R\} \quad (2.14)$$

Sahip olduğumuz bilgilerden yola çıkarak ψ 'in dağılımını kullanarak eşitlik (2.14) için bir çözüm bulunabilir. Eşitlik (2.14)'te yer alan $\log(1 + \psi < R)$ eşitsizliğinden ψ 'in çekilmesi ile denklem mevcut verilerle çözülebilecek bir hale gelir. Elde edilen $\psi < (2^R - 1)$ değeri eşitlik (2.13)'te yerine konularak veri hızının kesinti olasılığına ulaşılır.

$$\begin{aligned} P_{out}(R) &= F_{\Psi} (2^R - 1) \\ &= \left[\frac{1}{\Gamma(N_R)} \gamma \left(N_R, \frac{(2^R - 1)}{\bar{s}} \right) \right]^{N_T} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Kesinti kapasitesi C_{ϵ} , verilen bir ϵ kesinti olasılığı için erişilebilecek en büyük veri hızı olarak tanımlanır. Kapasite kesintisi veri hızlarını ölçen bit performans ölçütüdür. Kapasite kesintisi

$$C_{\epsilon} = P_{out}^{-1}(\epsilon) \quad (2.16)$$

olarak bulunur.

Kesinti kapasitesinin analitik çözümü için Gamma fonksiyonunun tersinin alınması gerekmektedir. Bu da içinden çıkılmaz karmaşıklıkta denklemlere götürmektedir. Bu nedenle kesinti kapasitesi için kapalı formda bir çözüm üretilmemiş bunun yerine MATLAB yazılımında yer alan Gamma fonksiyonunun tersini alan komut kullanılarak çözüme ulaşılmıştır.

Bu bölümde Gauss dağılımlı girdi kullanılan ve anten seçimi yapılan sistemler üzerinde çalışılmıştır. Çalışmalar sonucunda kesinti olasılığı için analitik çözüme ulaşılmıştır. Önerilen bu çözüm literatürde daha önce sunulanlara göre daha kolaydır. Kesinti olasılığı için bulunan çözüm Monte Carlo simülasyonu yöntemi ile elde edilen sonuç ile karşılaştırılmış ve önerilen çözümün optimum olduğu gözlenmiştir.

2.2.2 Ayrık dağılımlı girdi

Girdi dağılımı Gauss olduğu zaman $\log(1 + \psi)$ ifadesi maksimum iletim hızı değerini verir. Fakat pratik uygulamalarda Gauss dağılımlı girdi gerçekçi olmamaktadır. Günümüz haberleşme sistemlerinde daha çok faz kaydırmalı veya dörtlü genlik modülasyonları kullanılmaktadır. Bu modülasyon yöntemleri daha çok kestirimde hata oranını azaltılması, bant genişliğinin daha verimli kullanılması gibi nedenlerden dolayı kullanılmaktadır. Gerçek dünyada kullanılan kipler ayrık dağılımlı girdi ile yapıldığından çalışmaların bu girdiler için de yapılması pratikte elde edilecek sonuçları görmek açısından daha anlamlı olacaktır.

Tasarlanan haberleşme sisteminde girdinin M uzunluğunda sonlu ayrık alfabeden seçildiğini varsayalım. Her pratik uygulamada olduğu gibi bu sistemde de vericinin harcayabileceği maksimum bir güç miktarı bulunmaktadır. $E\{|X|^2\} = P$ olmak üzere girdi alfabeti

$$\mathcal{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_M\} \quad (2.17)$$

olarak ifade edilir. Yapılan çalışmalarda X için tekdüze dağılım seçilmiştir.

Gauss dağılımlı kanal katsayısına sahip kanallarda ayrık dağılımlı girdi kullanılan sistemlerde kapalı form çözüme ulaşmak mümkün değildir. Bu nedenle nümerik yöntemler kullanılarak sonuca ulaşılabilir.

Herhangi bir girdi dağılımı ve kipler yöntemi kullanıldığında erişilebilir veri hızı için genel formül aşağıdaki gibidir:

$$I(X; \mathbf{Y}) = E_{X, \mathbf{Y}} \left\{ \log \frac{p(X, \mathbf{Y})}{p(X)p(\mathbf{Y})} \right\} \quad (2.18)$$

Bu formül ayrık dağılımlı girdi kullanılan durum için yeniden düzenlenirse

$$I(X; \mathbf{Y}) = E_{X, \mathbf{Y}} \left\{ \log \frac{p(\mathbf{Y}|X)}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p(\mathbf{Y}|X = x_m)} \right\} \quad (2.19)$$

elde edilir. Bu denklemin çözümüne ulaşmak için $p(\mathbf{Y}|X)$ 'e ihtiyaç duyulmaktadır. Sistem tanımından yola çıkılarak bu olasılık dağılım fonksiyonuna ulaşılabilir. Kanal katsayıları 0 ortalamalı kompleks Gauss dağılıma sahiptir. Girdinin de tekdüze dağılıma sahip olduğu kabul edilmişti. Bu durumda $p(\mathbf{Y}|X)$ ortalaması sıfırdan farklı kompleks olasılık dağılım fonksiyonuna dönüşmektedir. Ortalaması μ ve değışintisi \mathbf{K} olan n uzunluğundaki kompleks Gauss vektör dağılım fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathcal{CN}(\mathbf{x}; \mathbf{K}, \mu) \triangleq \frac{1}{\pi^n |\mathbf{K}|} \exp \left\{ -(\mathbf{x} - \mu)^H \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{x} - \mu) \right\}. \quad (2.20)$$

Eşitlik (2.19)'da yer alan kapasite, verilen tek bir kanal içindir. Anten seğıimi yönteminde, oluşturulan \mathbf{H} kanal matrisinin her bir kolonunda yer alan elemanların eşitlik (2.4)'te belirtildiğı gibi mutlak değıerlerinin karesi alınarak toplanır ve bir satır vektörü elde edilir. Bu satır vektörünün en büyük elemanı mevcut kanal gerçektelemede en iyi kanal SNR değıeridir. Böylece i anten indeksi belirlenmiş olur ve eşitlik (2.1)'de yer alan \mathbf{y} kanal çiktısı oluşturulur. Oluşturulan bu kanal çiktısı

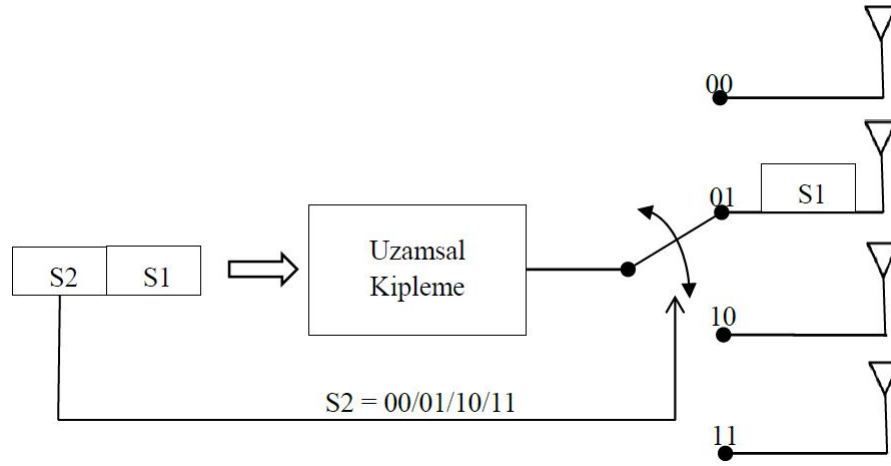
$$\begin{aligned} p(\mathbf{y}|x_m) &= \mathcal{CN}(\mathbf{y}; N_o, \mathbf{h}x_m) \\ &= \frac{1}{(\pi N_o)^{N_R}} \exp \left\{ -\frac{(\mathbf{y} - \mathbf{h}x_m)^H (\mathbf{y} - \mathbf{h}x_m)}{N_o} \right\} \end{aligned} \quad (2.21)$$

dağılımında yerine konularak beklenti işlemi için Monte Carlo simülasyonu yapılır. Sonlu sayıda kanal için kesinti olasılığını bulmak amacıyla her bir döngüde rastgele bir kanal gerçektelebilir ve her döngüde eşitlik (2.19) bir sonuç elde edilir. Bu işlem belirli sayıda kanal matrisi için tekrarlanarak elde edilen sonuçlardan kesinti olasılığı grafiğı çizdirilir.

Kesinti olasılığı için oluşturulan simülasyon programından elde edilen çıktılar kullanılarak C_e hesaplamaları yapılır ve kesinti kapasitesi için grafik elde edilir.

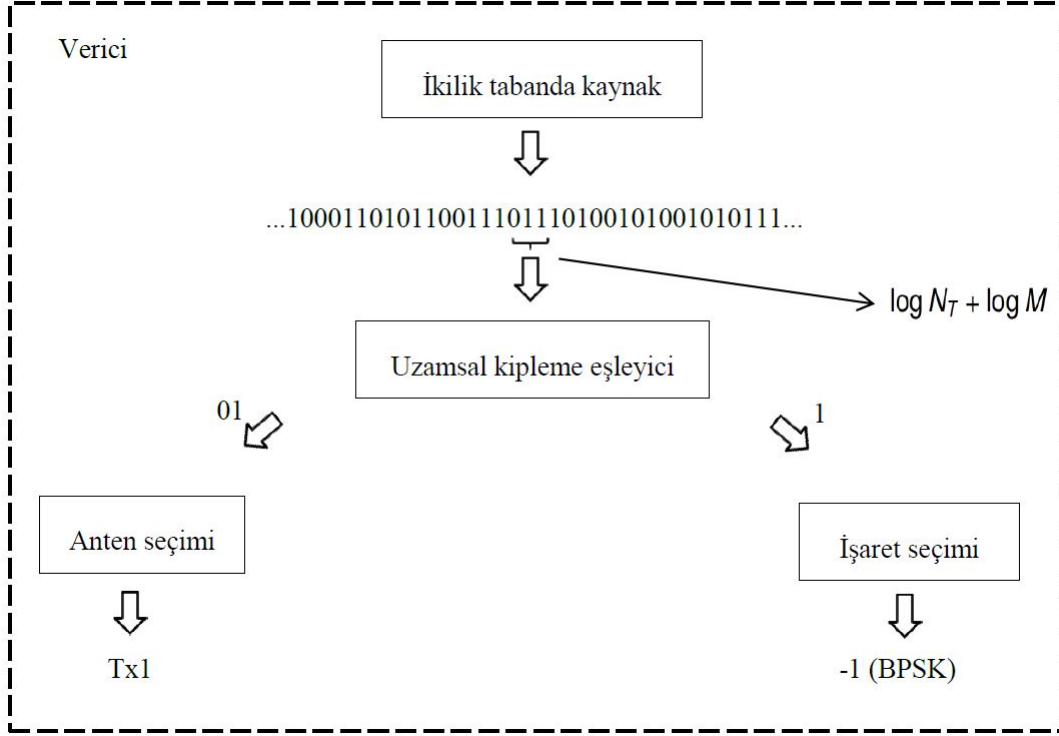
2.3 Uzamsal Kiplleme Yöntemi Kullanılan MIMO Sistemlerde Kesinti Olasılığı ve Kesinti Kapasitesi

Uzamsal kiplleme yönteminde verici, kanal durum bilgisine sahip değildir; yani alıcıdan geri besleme kanalı ile vericiye kanal durumu hakkında bilgi aktarılmaz. Veri gönderimi yapılacak anten kararında en iyi kanal bilgisi parametresi etkin rol oynamaz. Vericide anten indeksi i alınan SNR değerini en büyük yapmak amacıyla seçilmez; kipllemenin bir parçası olarak kullanılır.



Şekil 2.1. Uzamsal kiplleme yönteminin çalışma prensibi

Uzamsal kiplleme yönteminde, Şekil 2.1'de görüldüğü gibi iletişim anında sistemde yer alan N_T verici antenden bir tanesi kullanılır. Alıcının farklı verici antenler için kanal katsayısı bilgisine dayanarak i 'yi belirleyebileceği düşünülürse; N_T verici antenden bir tanesinin seçilmesi her kanal kullanımında $\log N_T$ bit uzunluğunda bilgi taşır [3]. i belirlendikten sonra gönderilmek istenen sembol seçilen verici anteninden alıcıya aktarılır. Eğer gönderilen sembol M boyutunda alfabeyle sahip kiplleme ile gönderilirse sembol $\log M$ bit uzunluğunda bilgi taşır ve her kanal kullanımında toplam $\log N_T + \log M$ uzunluğunda bir sembolün iletimi yapılır. Bu semboller Şekil 2.2'de gösterildiği gibi kodlanır ve seçilen antenden gönderim yapılır. Böylece sistem, biri anten indeksini gösteren girdi diğeri ise geleneksel olarak kodlanmış ve seçilen anten üzerinden gönderilen veri girdisi



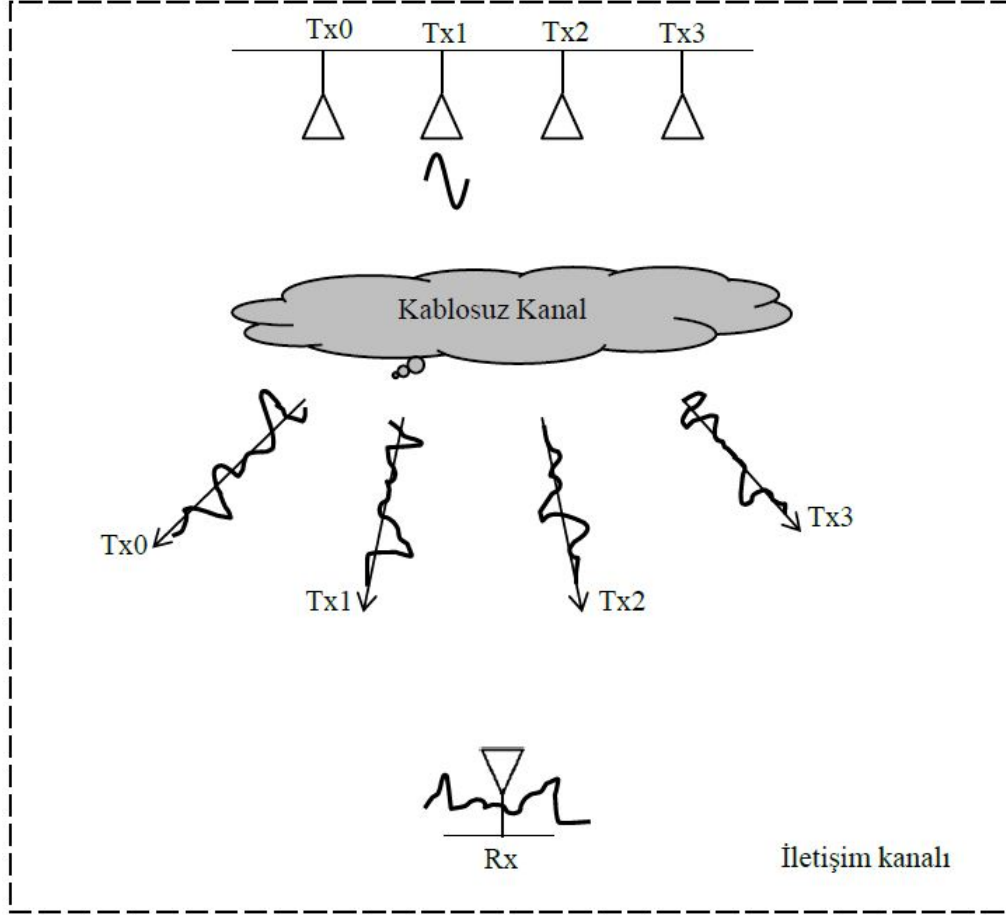
Şekil 2.2. Uzamsal kipleme yönteminde verinin kodlanması

olmak üzere iki girdi akışı sağlar.

Seçilen anten üzerinden gönderilen veri, kablosuz kanal üzerinden alıcıya ulaşır. Şekil 2.3'te görüldüğü gibi alıcı anten tarafından alınan sinyal hangi verici antenden iletişimi yapıldığına göre değişmektedir. Verici antenlerin uzayda farklı konumlandırılmasının sonucu olarak her bir antenden gönderilen veri farklı sönmülmeye uğrar ve bu sayede alıcı gönderilen verici anten indeksi ayrımını yapabilir.

Verici anten indeksi A , $\mathcal{A} = \{1, \dots, N_T\}$ örneklem alfabetinde bir rastgele değişken ve gönderilen sembol X , \mathcal{X} örneklem uzayından bir rastgele değişken olarak tanımlanırsa $A = i \in \mathcal{A}$ ve $X = x$ değerlerinin verilen bir gerçeğemesi için girdi çıktı denklemi eşitlik (2.1) verildiği gibidir.

Sonuç olarak (A, X) olmak üzere iki girdi ve \mathbf{Y} kanalın rastgele vektör çıktısını belirtmek üzere bir kanal modeli üzerinde çalışılmaktadır. Kanal kapasitesini elde etmek için [10]'da belirtilen yaklaşım kullanılmaktadır. Bu amaçla kanal girdileri (A, X) ve çıktısı \mathbf{Y} arasındaki karşılıklı bilgi bulunur ve kanal dağılımı kullanılarak kesinti olasılığı



Şekil 2.3. Uzamsal kipleme yöntemi kullanılan sistemler ile kablosuz kanallarda iletişim bulunur.

Verici kanal durum bilgisine sahip olmadığı için gönderilecek anten indeksi seçiminin tekdüze girdi dağılıma sahip alfabeden seçildiği varsayılmıştır. Bu durumda karşılıklı bilgi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$I(A, X; Y) = I(X; Y|A) + I(A; Y) \quad (2.22)$$

Eşitlik (2.22)'nin ilk terimi anten indeksinin verilmesi durumunda verici ve alıcı antenler arasındaki karşılıklı bilgiyi belirtmektedir. Bu da seçilen verici antenden sembol gönderimine bağlı kapasitedir. Eşitlik (2.22)'nin ikinci terimi ise verici anten indeksi üzerinden kiplemeye göre kapasiteyi belirtir. İlk terim aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$I(X; \mathbf{Y}|A) = \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} I(X; \mathbf{Y}|A = i) \quad (2.23)$$

Verilen bir kanal vektörü \mathbf{h}_i için Gauss girdi dağılımı eşitlik (2.23)'te verilen her bir toplamı maksimum yapar. Böylece Gauss girdi dağılımı eşitlik (2.22)'de yer alan ilk terimi maksimum yapar. Ancak ikinci terim için Gauss girdi dağılımının maksimum değeri verip vermediği net olarak anlaşılamamaktadır. Karşılıklı bilgi için maksimum değeri veren girdi dağılımını bulmak oldukça zordur. Bir yaklaşım [10]'da belirtildiği gibi $I(X; \mathbf{Y}|A)$ teriminin Gauss girdi dağılımı kullanılması ile birlikte daha etkin rol oynayacağını varsaymak olacaktır. Diğer bir yaklaşım ise bölüm 2.2.2'de yapıldığı gibi ayrık dağılımlı girdi kullanılarak çözüme ulaşmak olacaktır.

İlerleyen bölümlerde bu iki yaklaşım da incelenerek performans karşılaştırılması yapılmıştır. Her iki yöntemde de koşullu kapasite bulunmuştur, bu da bize alt sınırı vermektedir.

2.3.1 Gauss dağılımlı girdi

Bu bölümde uzamsal kipleme yönteminde girdi dağılımının Gauss olması durumu incelenmiştir. Gauss dağılım, girdilerin sonsuz büyüklükte bir alfabeden seçilmesi anlamına gelmektedir. Gerçek hayatta böyle bir durum söz konusu değildir.

Girdi dağılımı $X \sim \mathcal{CN}(0, P)$ olarak alındığında [31]'de yer alan MIMO sistemler için kapasite sonuçlarını kullanırsak eşitlik (2.23) aşağıdaki gibi bulunur:

$$I(X; \mathbf{Y}|A) = \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \log(1 + \psi_i). \quad (2.24)$$

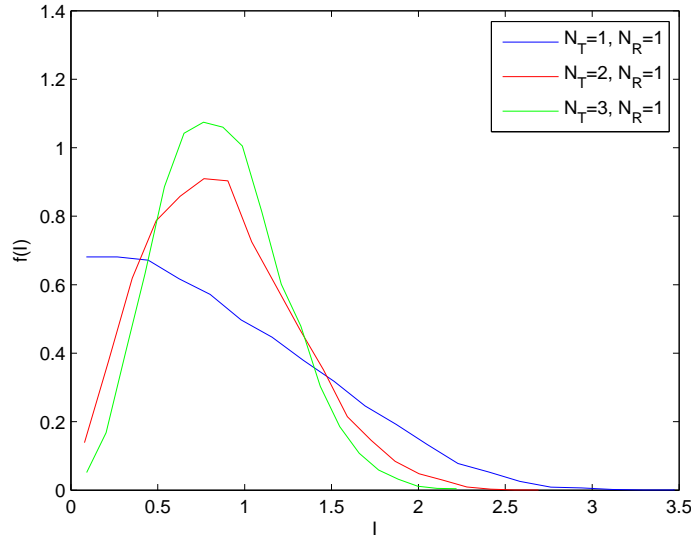
Bilgi girdisinin Gauss dağılımlı olması durumunda tek bir antenden gönderim sonucunda karşılıklı bilgi SNR değerinin logaritmasına bağlı olmaktadır. Bu da bize yorumlaması kolay bir eşitlik sunmaktadır. Verici anten indisi A , birbiçimli dağılımlı olduğunda karşılıklı bilgi eşitlik (2.24)'teki gibi bir ortalamaya dönüşmektedir.

Eşitlik (2.22)'de yer alan ikinci terim, A ve \mathbf{Y} arasındaki karşılıklı bilgi,

$$I(A; \mathbf{Y}) = h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{Y}|A) \quad (2.25)$$

olarak bulunur. Eşitlik (2.25)'in çözülebilmesi için $\mathbf{Y}|A$ ve \mathbf{Y} rastgele değişkenlerinin dağılımına ihtiyaç vardır. $A = i$ verildiği durumda rastgele kanal çıktı vektörü $\mathbf{Y} = \mathbf{h}_i X + \mathbf{N}$ olmaktadır. Kanal girdisi $X \sim \mathcal{CN}(0, P)$ ve eklemeli Gauss beyaz gürültü $\mathbf{N} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, N_o \mathbf{I})$ olmak üzere verilen $A = i$ için koşullu çıktı vektörü dağılımı aşağıdaki gibidir:

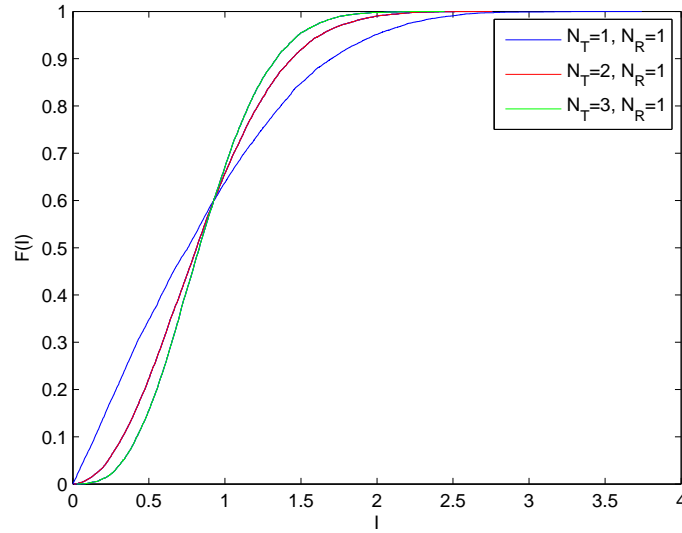
$$\begin{aligned} p(\mathbf{y}|A = i) &= \mathcal{CN}(\mathbf{y}; \mathbf{K}_i, \mathbf{0}) \\ &= \frac{1}{(\pi^{N_R} |\mathbf{K}_i|)} \exp \left\{ -\mathbf{y}^H \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{y} \right\} \end{aligned} \quad (2.26)$$



Şekil 2.4. $I(X; \mathbf{Y}|A)$ teriminin olasılık dağılım fonksiyonu

Burada eşdeğışinti

$$\mathbf{K}_i = P \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + N_o \mathbf{I} \quad (2.27)$$



Şekil 2.5. $I(X; \mathbf{Y}|A)$ teriminin kümülatif dağılım fonksiyonu

olarak tanımlanır.

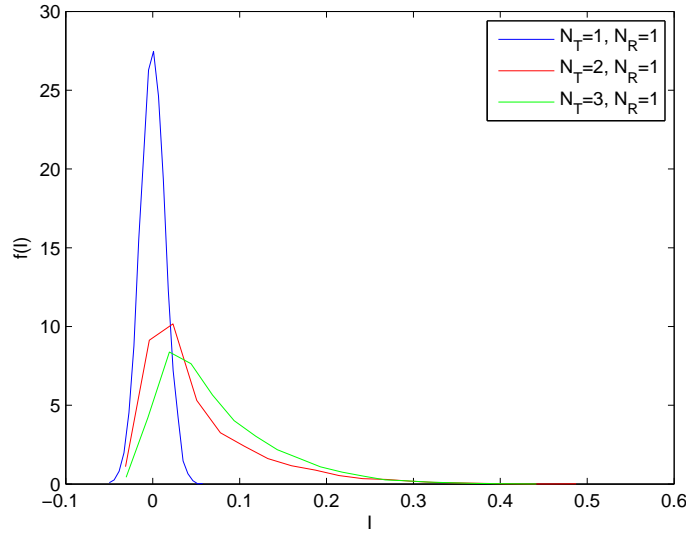
\mathbf{Y} 'nin dağılımı, fonksiyonun içinde A da rastgele değişken olduğundan $\mathbf{Y}|A$ 'nın dağılımından biraz daha karmaşıktır. \mathbf{Y} 'nin dağılımını bulmak için $p(\mathbf{y})$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$p(\mathbf{y}) = \sum_{i=1}^{N_T} p(\mathbf{y}|A = i)p(A = i) \quad (2.28)$$

Eşitlik (2.28)'de yer alan ifade her bir A rassal değişkeni için bütün \mathbf{y} değerlerinin toplamı anlamında gelmektedir. A 'nın N_T uzunluğunda ayrık dağılıma sahip olduğu varsayılmıştı, böylece eşitlik (2.28)

$$p(\mathbf{y}) = \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \mathcal{CN}(\mathbf{y}; \mathbf{K}_i, \mathbf{0}) \quad (2.29)$$

şeklinde yazılabilir. Elde edilen eşitlikte yer alan $p(\mathbf{y}|A = i)$ ifadesi eşitlik (2.26)'da tanımlanmıştı. Bu değer yerine konulması ile \mathbf{y} 'nin dağılımı aşağıdaki gibi elde edilir:



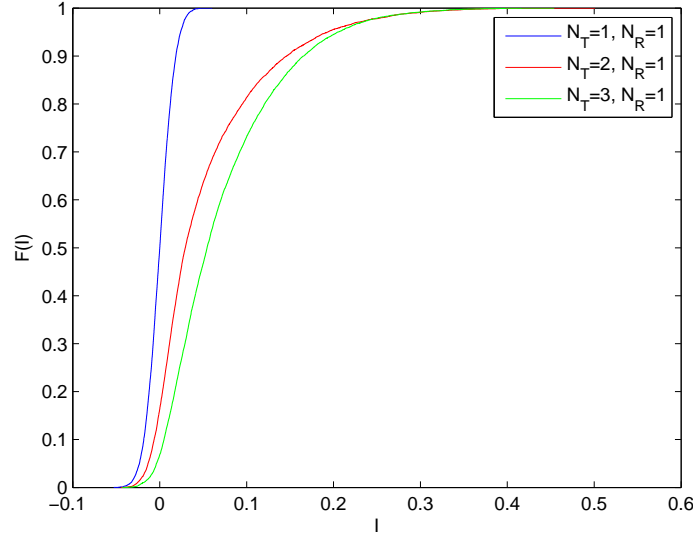
Şekil 2.6. $I(A; \mathbf{Y})$ teriminin olasılık dağılım fonksiyonu

$$p(\mathbf{y}) = \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{(\pi^{N_R} |\mathbf{K}_i|)} \exp \left\{ -\mathbf{y}^H \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{y} \right\} \quad (2.30)$$

Yapılan bu işlemler sonucunda $I(A; \mathbf{Y})$ değerini bulmak için ihtiyaç duyulan tüm dağılımları elde etmiş olduk. $I(A; \mathbf{Y})$ 'ın ilk terimi olan $h(\mathbf{Y})$ 'yi bulmak için elde edilen $p(\mathbf{y})$ değerini kullanarak \mathbf{Y} 'nin diferansiyel entropi aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned} h(\mathbf{Y}) &= E_{\mathbf{Y}} \{ -\log p(\mathbf{Y}) \} \\ &= -E_{\mathbf{Y}} \left\{ \log \left[\frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \mathcal{CN}(\mathbf{Y}; \mathbf{K}_i, \mathbf{0}) \right] \right\} \\ &= -E_{\mathbf{Y}} \left\{ \log \left[\frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{(\pi^{N_R} |\mathbf{K}_i|)} \exp \left\{ -\mathbf{y}^H \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{y} \right\} \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.31)$$

$I(A; \mathbf{Y})$ 'ın ikinci teriminde yer alan $h(\mathbf{Y}|A)$ ifadesini bulmak için de elde edilen $p(\mathbf{y}|A = i)$ dağılımı kullanılır ve \mathbf{Y} 'nin koşullu entropi değeri aşağıdaki bulunur:



Şekil 2.7. $I(A; \mathbf{Y})$ teriminin kümülatif dağılım fonksiyonu

$$\begin{aligned}
 h(\mathbf{Y}|A) &= \sum_{i=1}^{N_T} h(\mathbf{Y}|A = i)p(A = i) \\
 &= \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} h(\mathbf{Y}|A = i) \\
 &= \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \log [(\pi e)^{N_R} |\mathbf{K}_i|] , \tag{2.32}
 \end{aligned}$$

Karşılıklı bilgi, eşitlik (2.22)'de tanımlanmıştı. Bu bölümde Gauss dağılımlı girdi kullanılan kanallarda karşılıklı bilgiyi bulmak için gereken dağılımlar ve eşitlikler üzerinde çalışıldı. Eşitlik (2.24), (2.31), ve (2.32)'de elde edilen sonuçlar birleştirilerek verilen bir kanal için erişilebilir veri hızı aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned}
I(A, X; \mathbf{Y}) &= \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \log(1 + \psi_i) \\
&\quad - E_{\mathbf{Y}} \left\{ \log \left[\frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{(\pi^{N_R} |\mathbf{K}_i|)} \exp \left\{ -\mathbf{y}^H \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{y} \right\} \right] \right\} \\
&\quad - \frac{1}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} \log [(\pi e)^{N_R} |\mathbf{K}_i|] .
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Eşitlik (2.33)'te yer alan kapasite $I(X; \mathbf{Y}|A)$ ve $I(A; \mathbf{Y})$ olmak üzere iki karşılıklı bilgi teriminin toplamından oluşmaktadır. Bu toplamın verici ve alıcı anten sayıları arttıkça artması beklenirken, özellikle $N_R = 1$ alıcı anten için verici sayısını artırmanın her zaman daha iyi sonuç vermeyebileceği nümerik olarak gözlenmiştir. Bu etkiyi burada daha iyi anlatmak için Şekil 2.4, Şekil 2.5, Şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de özetlenen nümerik sonuçlar sunulmuştur. Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'de kapasitenin $I(X; \mathbf{Y}|A)$ bileşeni incelenmiştir. Verilen bir kanal gerçekleştirilmesi için sabit bir sayı olan $I(X; \mathbf{Y}|A)$ terimi, rastgele kanal için bir rastgele sayıdır. $I(X; \mathbf{Y}|A)$ 'ın olasılık dağılım fonksiyonu ve kümülatif dağılım fonksiyonu verilmiştir. Eşitlik (2.24)'e bakıldığında verici anten sayısı $N_T = 1$ değerinden $N_T = 2$ 'ye arttıkça $I(X; \mathbf{Y}|A)$ ifadesinin kanala göre artabileceği veya azalabileceği görülmektedir. Genel olarak elde edilen istatistiksel sonuç da Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te görülmektedir. Kapasitenin $I(A; \mathbf{Y})$ bileşeni ise Şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de incelenmiştir. Burada, beklenildiği gibi verici anten sayısı artarken $I(A; \mathbf{Y})$ ifadesinin tekdüze olarak arttığı gözlemlenmektedir. Bunun sebebi, N_T 'nin artmasının hiçbir zaman $I(A; \mathbf{Y})$ 'nin azalmasına sebep olmamasıdır.

Yukarıda anlatılan etki daha büyük N_R değerleri için daha az görülmekte veya hiç görülmemektedir. Bunun sebebi de büyük N_R değerleri için A ve Y arasındaki karşılıklı bilginin yüksek olması ve kapasiteyi $I(A; \mathbf{Y})$ bileşeninin domine etmesidir.

Eşitlik (2.33)'te yer alan kapasite, verilen tek bir kanal içindir. Sonlu sayıda kanal için kesinti olasılığını bulmak amacıyla eşitlik (2.19) için yapıldığı gibi Monte Carlo simülasyonu kullanılabilir. Bu amaçla her bir döngüde rastgele bir kanal gerçekleştirilir. Eşitlik (2.33)'da yer alan ilk ve üçüncü terim her bir kanal gerçekleştirilmesi için tek bir defa elde edilerek işlemlerde kullanılabilir. Eşitlik (2.33)'ün ikinci teriminde yer alan beklenti

işlemini yapmak için ayrı bir Monte Carlo simülasyonunun koşturulması gerekmektedir. Bu amaçla Gauss dağılımlı kanal girdisi ve eklemeli beyaz Gauss gürültü oluşturulur. Bu rastgele değişkenler eşitlik (2.1)'de yer alan kanal çıktısının oluşturulması için kullanılır ve oluşturulan bu kanal çıktısı eşitlik (2.33)'ün ikinci teriminde yer alan dağılımda kullanılır. Bahsedilen işlemlerin ardından toplam karşılıklı bilgi bulunur ve Monte Carlo simülasyonu belirlenen sayıda koşturularak kesinti olasılığı elde edilir. Kesinti olasılığı için oluşturulan simülasyon programından elde edilen çıktılar kullanılarak C_ϵ hesaplamaları yapılır ve kesinti kapasitesi için de grafik elde edilir.

Bu alt bölümde Gauss dağılımlı girdi kullanılan sistemlerde uzamsal kipleme yöntemi ile veri iletişimi ve bu iletişim sonucunda elde edilen kesinti olasılığı ile kesinti kapasitesi değerleri incelenmiştir. Bulunan değerlerden analitik sonuçların elde edilmesi oldukça karmaşık olduğunda incelemeler simülasyon programı ile yapılmıştır. Sıradaki alt bölümde aynı incelemeler ayrık dağılımlı girdi için yapılacaktır.

2.3.2 Ayrık dağılımlı girdi

Bu bölümde uzamsal kipleme yöntemi kullanılan iletişim ağlarında ayrık dağılımlı girdi kullanılması durumu incelenecektir. Kablosuz haberleşme ağlarında faz kaymalı anahtarlar ve genlik modülasyonu kullanıldığı için bu bölümde elde edilen sonuçların pratik kullanıma daha iyi ışık tuttuğu düşünülebilir. Uzamsal kipleme yönteminde ayrık dağılımlı girdi alfabeti kullanılarak kesinti kapasitesini bulmak için \mathcal{X} eşitlik (2.17) belirtildiği gibi tanımlanır. Burada tüm sistem için girdi alfabeti $\mathcal{A} \times \mathcal{X}$ olarak ifade edilebilir. İlerleyen işlemlerde kullanılan A ve X rassal değişkenleri için bağımsız tekdüze dağılım seçilmiştir.

Erişilebilir veri hızı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$I(A, X; \mathbf{Y}) = h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{Y}|A, X) \quad (2.34)$$

Eşitlik (2.34)'ün çözülebilmesi için $h(\mathbf{Y})$ ve $h(\mathbf{Y}|A, X)$ değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu değerler de diferansiyel ve koşullu entropi tanımlarından yola çıkılarak elde edilebilir.

\mathbf{Y} 'nin diferansiyel değeri:

$$h(\mathbf{Y}) = E_{\mathbf{Y}} \{-\log p(\mathbf{Y})\} \quad (2.35)$$

olarak tanımlanır. Bu ifadenin çözülebilmesi için de \mathbf{Y} 'nin dağılım fonksiyonunun logaritması bulunması gerekmektedir. \mathbf{Y} 'nin dağılım fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$p(\mathbf{Y}) = \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M p(\mathbf{Y}|A = i, X = x_m)p(A = i, X = x_m) \quad (2.36)$$

Eşitlik (2.36)'nın daha basit bir şekilde yazılabilmesi için A ve X rassal değişkenleri için ayrık dağılımlı girdi seçildiği bilgisi kullanılır. Bu bilginin ışığında eşitlik (2.36)

$$p(\mathbf{Y}) = \frac{1}{N_T M} \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M p(\mathbf{Y}|A = i, X = x_m) \quad (2.37)$$

olarak ifade edilebilir. Eşitlik (2.37)'de elde edilen değer in eşitlik (2.35)'te kullanılabilmesi için eşitlik (2.37)'de yer alan dağılım fonksiyonunun logaritmasının bulunması gerekmektedir. $\log p(\mathbf{y})$, logaritma fonksiyonunun özellikleri kullanılarak aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned} \log p(\mathbf{y}) &= -\log N_T - \log M \\ &+ \log \left\{ \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M \mathcal{CN}(\mathbf{y}; N_o \mathbf{I}, \mathbf{h}_i x_m) \right\} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Bu noktaya kadar yapılan işlemler de $h(\mathbf{Y})$ değerini en basit şekliyle ifade etmek için yapılabilecek bütün işlemler yapılmıştır. Sonuç olarak \mathbf{Y} 'nin diferansiyel entropi değeri:

$$h(\mathbf{Y}) = \log M + \log N_T - E_{\mathbf{Y}} \left\{ \log \left(\sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M \mathcal{CN}(\mathbf{Y}; N_o \mathbf{I}, \mathbf{h}_i x_m) \right) \right\} \quad (2.39)$$

şeklinde ifade edilir. Eşitlik (2.39)'da yer alan beklenti Monte Carlo simülasyonları kullanılarak bulunur. Böylece erişilebilir veri hızını bulmak için ihtiyaç duyulan ilk terim en basit şekliyle yazılmıştır. İkinci terimde yer alan $h(\mathbf{Y}|A, X)$ ifadesinin bulunması için $p(\mathbf{Y}|A, X)$ dağılımına ihtiyaç duyulmaktadır. A ve X verildiği durumda kanal çıktısı eş-değişinti matrisi $N_o \mathbf{I}$ olan kompleks Gauss dağılıma sahip olur. Bu durumda $h(\mathbf{Y}|A, X)$ değeri aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$h(\mathbf{Y}|A, X) = N_R \log(\pi e N_o) \quad (2.40)$$

Eşitlik (2.39) ve (2.40)'ta eşitlik (2.34)'te ifade edilen ulaşılabilir veri hızı denkleminde yer alan birinci ve ikinci terimler üzerinde anlaşılabilirliği artırmak amacıyla yapılan çalışmaların sonucu yer almaktadır. Bu sonuçlar kullanılarak uzamsal kiplenme kullanılan haberleşme ağlarında ayrık dağılımlı girdi kullanılan sistemlerde kapasite aşağıdaki gibi bulunur:

$$I(A, X; \mathbf{Y}) = \log M + \log N_T - N_R \log(\pi e N_o) - E_{\mathbf{Y}} \left\{ \log \left(\sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M \frac{1}{(\pi N_o)^{N_R}} \exp \left\{ -\frac{(\mathbf{y} - \mathbf{h}_i x_m)^H (\mathbf{y} - \mathbf{h}_i x_m)}{N_o} \right\} \right) \right\} \quad (2.41)$$

Eşitlik (2.41)'de yer alan kapasite, verilen tek bir kanal içindir. Sonlu sayıda kanal için kesinti olasılığını bulmak amacıyla Monte Carlo simülasyonu kullanılabilir. Bu amaçla her bir döngüde rastgele bir kanal gerçekleşir. Eşitlik (2.41)'de yer alan birinci ve ikinci terimler rassal değişken içermediğinden her bir kanal gerçekleşmesi için tek bir defa elde edilerek işlemlerde kullanılabilir. Eşitlik (2.41)'in üçüncü teriminde yer alan beklenti işlemini yapmak için ayrı bir Monte Carlo simülasyonunun koşturulması gerekmektedir.

Bu amaçla ayrık dağımlı kanal girdisi ve eklemeli beyaz Gauss gürültü oluşturulur. Bu rastgele değişkenler eşitlik (2.1)'de yer alan kanal çıktısının oluşturulması için kullanılır ve oluşturulan bu kanal çıktısı eşitlik (2.41)'in üçüncü teriminde yer alan dağılımda kullanılır. Bahsedilen işlemlerin ardından toplam karşılıklı bilgi bulunur ve Monte Carlo simülasyonu belirlenen sayıda koğturularak kesinti olasılığı elde edilir. Kesinti olasılığı için oluşturulan simülasyon programından elde edilen çıktılar kullanılarak C_c hesaplamaları yapılır ve kesinti kapasitesi için de grafik elde edilir.

3. NÜMERİK BULGULAR

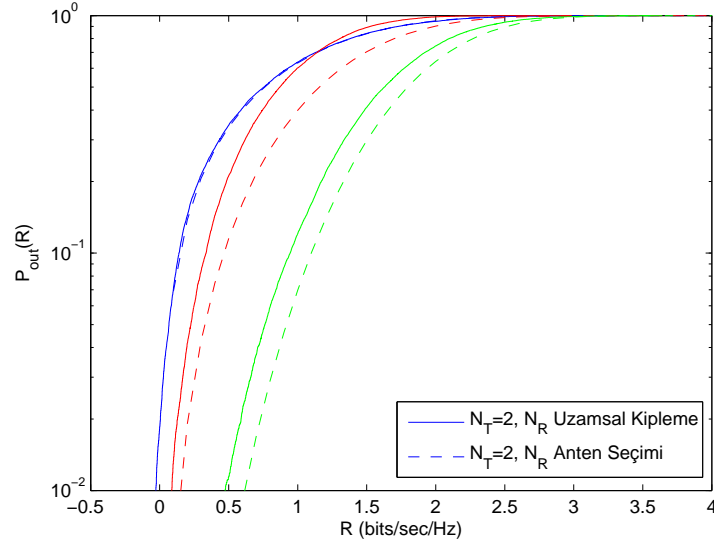
Bu tezde kablosuz haberleşme ağlarında verimliliğin artırılması için iki ayrı yöntem üzerinde çalışılmıştır. Bunlardan bir tanesi iletişim yapılacağı andaki en iyi SNR değerine sahip kanalın belirlenerek o kanaldan iletim yapılmasını sağlayan verici anten seçimi yöntemi; ikincisi ise anten indeksini kiplemenin bir parçası olarak kullanarak alıcıda daha güvenilir sezim ve kestirim yapılmasına olanak veren uzamsal kipleme yöntemi- dir. Önceki bölümlerde bu iki yöntem için erişilebilir veri hızları bulunmuştur. Bu bölümde ise elde edilen bu yöntemler kullanılarak kesinti olasılığı ve kesinti kapasitelerinin gra- fikleri çizdirilerek performans karşılaştırmaları yapılacaktır. İlerleyen bölümlerde Gauss dağılımlı ve ayırık dağılımlı kullanılan sistemlerin performans değerlendirmesi yapıla- caktır.

Bu bölümde yapılan çalışmalar sonucunda kesinti olasılığı için analitik çözüme ulaşılmıştır. Bölüm (2.2.2), (2.3.1) ve (2.3.2)'de ise tek bir kanal gerçekleştirilmesi için erişilebilir veri hızları bulunmuştur. Eşitlik (2.19), (2.33) ve (2.41)'de elde edilen bu değerler kulla- nılarak kesinti olasılığı grafikleri çizdirilmiştir.

3.1 Gauss dağılımlı girdi

Bölüm (2.2.1)'de verici anten seçimi yöntemi kullanılan kablosuz iletişim sistemlerinde Gauss dağılımlı girdi kullanılması durumunda oluşan kesinti olasılığı üzerinde çalışılmıştır. Eşitlik (2.15)'de kesinti olasılığının analitik çözümü bulunmuştur. Kesinti kapasitesine ulaşmak için de bu eşitliğin tersinin alınması gerekmektedir. Gamma fonksiyonu- nun tersinin alınmasını gerektiren bu işlem MATLAB'da bu işlem için yer alan fonksiyon ile gerçekleştirilmiş ve ilgili grafikler çizdirilmiştir.

Bölüm (2.3.1)'de ise uzamsal kipleme yöntemi kullanılan sistemler Gauss dağılımlı girdi kullanılması durumu üzerinde çalışılmıştır. Bu bölümde eşitlik (2.33)'de yer alan karşı- lıklı bilgi denklemi bulunmuş ve bu denklem kullanılarak simülasyon programı ile kesinti olasılığı ve kapasite kesintisi eğrileri çizdirilmiştir. Tüm grafiklerde referans olması açı- sından $N_T = 1$ verici anten ve $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemlerin de eğrileri çizdirilmiş- tir. Bütün değerler anten seçimi veya uzamsal kipleme yapılmamasına denk gelmekte- dir. Bütün şekillerde kesikli çizgi anten seçimi yöntemi eğrilerini, düz çizgi ise uzamsal

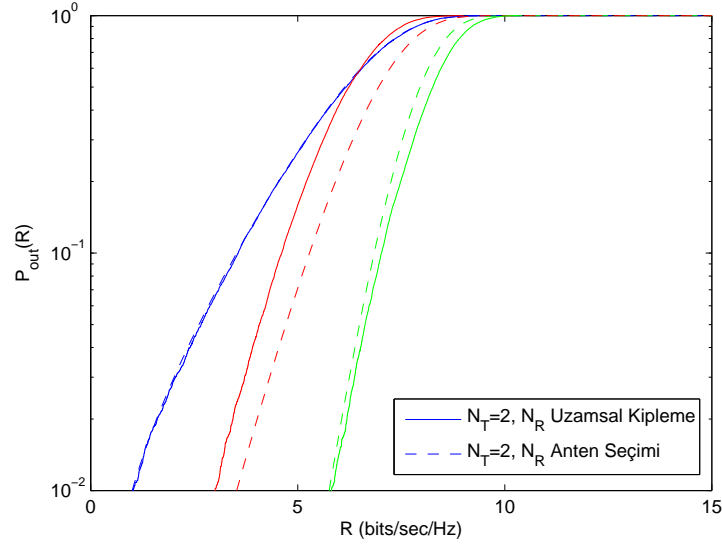


Şekil 3.1. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

kipleme yöntemi eğrilerini belirtmektedir.

Şekil 3.1'de $N_T = 2$ verici antene karşılık $N_R = 1$ ve $N_R = 2$ alıcı anten içeren sistemler üzerinde çalışılmıştır. Bu grafikte yer alan sistemlerin Gauss dağılımlı girdi kullanılmış ve kanalın ortalama SNR değeri 0 dB olarak alınmıştır. Şekil 3.1'de görüldüğü üzere alıcı anten sayısının artmasıyla sistemin performansı artmaktadır. Bunun nedeni de alıcıda maksimum oran birleştirme kullanılmasıdır. Alıcı anten sayısının artması alıcıda daha fazla sayıda birbirinden bağımsız kanalın SNR değerlerinin toplanması anlamına gelmektedir.

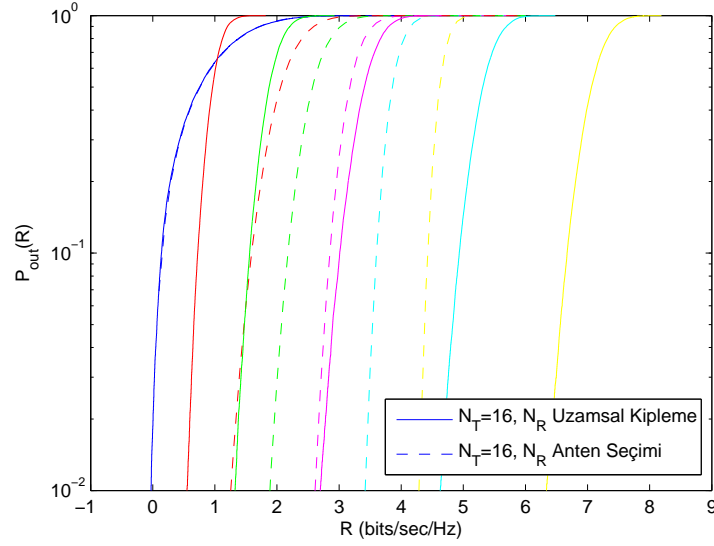
Şekil 3.2'nin Şekil 3.1'den farkı kanalın ortalama SNR değerinin 20 dB olmasıdır. Ortalama SNR değerinin artması ile her iki sistemi performansında da artış meydana gelmiştir. Her iki şekil de incelenirse uzamsal kiplemenin performans artışının anten seçimi yönteminden daha fazla olduğu gözlenmektedir. Bunun nedeni de uzamsal kiplemenin iletişimin yapıldığı verici anten bilgisini kiplemenin bir parçası olarak kullanması ve yüksek ortalama SNR değerlerinde eşitlik (2.33)'te görüldüğü gibi karşılıklı bilginin artmasıdır.



Şekil 3.2. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te $N_T = 16$ verici antene karşılık $N_R = 16$, $N_R = 8$, $N_R = 4$, $N_R = 2$ ve $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemler üzerinde çalışılmıştır. Şekil 3.3'te alıcı anten sayısının $N_R = 4$ ve üzeri olması durumlarda uzamsal kitleme yönteminin performansı anten seçimi yöntemini geçmektedir. Şekil 3.4'te ortalama SNR değerinin de artmasıyla uzamsal kitleme yönteminin sadece $N_R = 1$ alıcı anten için daha kötü performans gösterdiği gözlemlenmektedir.

Alıcı anten sayısı sabitken farklı sayılarda verici anten içeren sistemlerin incelenmesi Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da yer almaktadır. Bu şekillerde $N_T = 16$, $N_T = 8$, $N_T = 4$ ve $N_T = 2$ verici antenlerine karşılık $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemin performansı incelenmiştir. Şekil 3.5'te kanalın ortalama SNR değeri 0 dB iken Şekil 3.6'da 20 dB'dir. Anten seçimi yönteminde verici anten sayısı arttıkça performansta artış gözlenirken, uzamsal kitleme yönteminde belli bir veri hızı değerinden yüksek veri hızları için verici anten sayısının artması performansta olumsuz etki yaratmaktadır. Uzamsal kitleme yönteminde eğrilerin kesişim noktasının altında kalan bölgede verici anten sayısının artmasıyla performans artarken üzerinde kalan bölgede verici anten sayısının artması performansı olumsuz etkilemektedir. Şekil 3.6'dan görülebileceği gibi ortalama SNR değerindeki artış kesişim noktasının da daha yüksek veri hızı değerini taşınmasına neden



Şekil 3.3. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

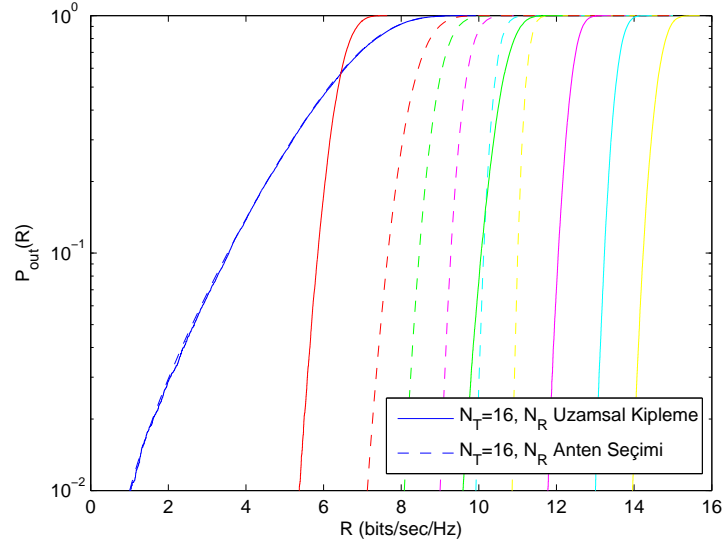
olmuştur.

Farklı sayıda verici antenlerine karşılık $N_R = 2$ alıcı anten içeren sistemler Şekil 3.7'de incelenmiştir. Bu şekilde yer alan eğriler 0 dB ortalama SNR değeri için çizdirilmiştir. Bu şekilde de anten seçimi yönteminde verici anten sayısının artmasıyla performansta artış olurken uzamsal kiplemde belli bir veri hızı değerinden sonra verici anten sayısının artışı olumsuz etki yaratmaktadır.

$N_R = 2$ alıcı anteni için yüksek ortalama SNR değerinin etkisini inceleyecek olursak Şekil 3.8'de olduğu gibi her iki yöntemde de verici anten sayısının artmasının performansta iyileşmeye neden olduğunu görülür.

Şimdiye kadar incelenen şekiller bütün veri hızı değerlerinin kesinti olasılıklarını içermekteydi. Eğer sabit bir kesinti olasılığına karşılık gelen veri hızını incelemek istersek kesinti kapasitesi C_ϵ değerinin ortalama SNR değerine göre değişen eğrilerini çizdirmemiz gerekmektedir. Bu amaçla yapılan simülasyonlarda $\epsilon = 0.1$ alınmıştır.

Şekil 3.9'de $N_T = 2$ verici antene karşılık $N_R = 2$ ve $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemle

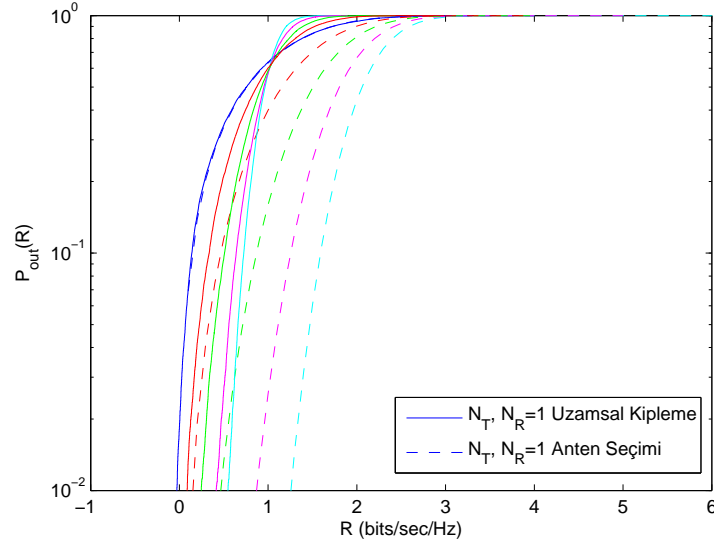


Şekil 3.4. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

üzerinde çalışılmıştır. Bu şekilde ortalama SNR değeri arttıkça erişilebilen kapasitenin arttığı gözlemlenmektedir. Kesinti olasılığı eğrilerinde gözlemlendiği gibi alıcı anten sayısı arttıkça uzamsal kipleme yönteminin performansı anten seçimine göre üstünlük göstermeye başlamaktadır.

Daha yüksek sayıda verici anteni içeren sistemler için inceleme Şekil 3.10'de yer almaktadır. Burada $N_T = 16$ verici antene karşılık $N_R = 16$, $N_R = 8$, $N_R = 4$, $N_R = 2$ ve $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemle üzerinde çalışılmıştır. Her iki yöntemde de ortalama SNR değeri arttıkça $\epsilon = 0.1$ hata oranında erişilebilen kapasite artmaktadır. Bu şekilden alıcı anten sayısının artırılmasının uzamsal kipleme yönteminde performansı daha çok arttırdığı daha iyi görülmektedir.

Başka bir açıdan bakmak istersek Şekil 3.12'deki gibi alıcı anteni sayısını sabit tutarken verici anten sayısını değiştirebiliriz. Kesinti olasılığı incelemelerinde yapıldığı gibi $N_R = 1$ alıcı antenine karşılık farklı verici anten sayıları içeren sistemlerin simülasyonu yapılırsa verici anten sayısının artmasıyla erişilebilen veri hızının arttığı ve anten seçimi yönteminin tek bir alıcı anten içeren sistemlerde daha iyi performans gösterdiği



Şekil 3.5. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

gözlemlenebilir.

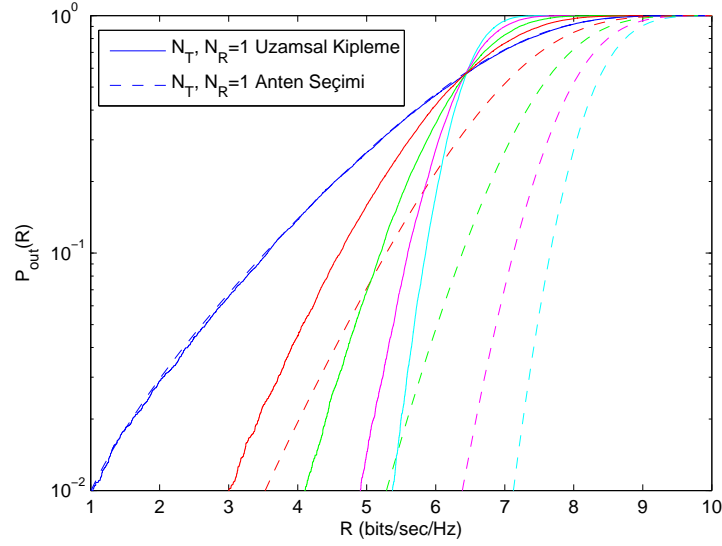
Alıcı anten sayısını $N_R = 2$ yaparsak Şekil 3.12'de görüldüğü gibi verici anten sayısının artmasıyla uzamsal kiplemenin performansı anten seçimi yönteminin performansını geçmeye başlamaktadır.

3.2 Ayrık dağılımlı girdi

Anten seçimi yöntemi kullanılan sistemlerde ayrık dağılımlı girdi kullanılması durumu bölüm (2.2.2)'de incelenmiştir. Burada eşitlik (2.19)'de yer alan karşılıklı bilgi elde edilmiştir. Bu eşitlik kullanılarak da simülasyon programı ile kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi eğrileri çizdirilmiştir.

Uzamsal kipleme yönteminde ayrık dağılımlı girdi kullanılması durumunda karşılıklı bilgi eşitlik (2.41)'de sunulmuştur. Bölüm (2.3.2)'de yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen bu eşitlik kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi eğrilerinin çizdirilmesi için kullanılmıştır.

Simülasyonlar yapılırken ayrık dağılımlı girdi için birbçimli dağılım seçilmiştir. Kipleme



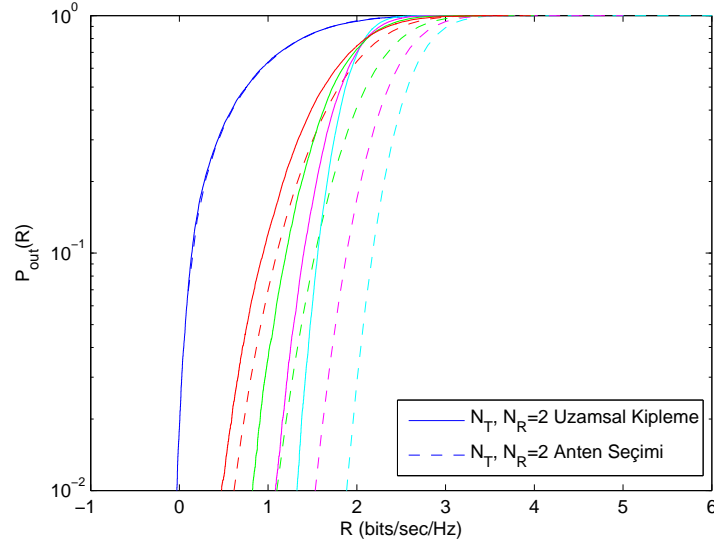
Şekil 3.6. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

olarak da ikili faz kaydırmalı anahtarlama kullanılmıştır.

Şekil 3.13'de uzamsal kipleme ve anten seçimi yöntemlerinde ayrık girdi ve $N_T = 2$ verici antene karşılık $N_R = 1$ ve $N_R = 2$ alıcı anten içeren sistemler üzerinde çalışılmıştır. Bu grafikte kanalın ortalama SNR değeri 0 dB olarak alınmıştır. Buradan görüldüğü gibi alıcı anten sayısı arttıkça uzamsal kipleme, anten seçimi yönteminin performansını geçmektedir.

Aynı sistem kanalın ortalama SNR değeri 20 dB alınarak incelenirse Şekil 3.14'deki grafik ortaya çıkmaktadır. Bu grafikten görüldüğü üzere ortalama SNR değerinin artması performansta büyük miktarda artışa neden olmaktadır. Şekil 3.14'deki eğrilerin belli bir veri hızı değerine dayandığı, ve alıcı anten sayısı artsa dahi bu veri hızını geçemediği gözlemlenmektedir. Bunun nedeni de eşitlik (2.19)'de yer alan $\log(M)$ ve eşitlik (2.41)'de yer alan $\log(M) + \log(N_T)$ değerlerinin ortalama SNR ve alıcı anten sayılarından bağımsız sabit sayılar vermesidir. Ayrık dağılımlı girdilli anten seçimi yönteminde elde edilebilecek en büyük veri hızı $\log(M)$, uzamsal kipleme yönteminde $\log(M) + \log(N_T)$ 'dir.

Şekil 3.15 ve Şekil 3.16'de $N_T = 16$ verici anten için $N_R = 16$, $N_R = 8$, $N_R = 4$, $N_R = 2$



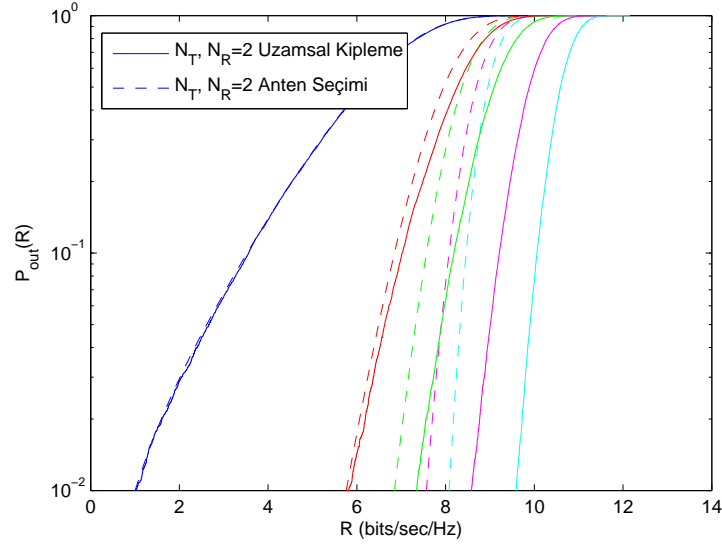
Şekil 3.7. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

ve $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemler 0 dB ve 20 dB ortalama kanal SNR değeri için incelenmiştir. Bu grafiklerde alıcı anten sayısının artmasının performansı erişilebilecek veri hızını artırdığı gözlemlenmektedir.

Alıcı anten sayısı sabitken verici anten sayısının değişmesi sonucunda Şekil 3.17'deki grafik ortaya çıkmaktadır. Burada $N_T = 16$, $N_T = 8$, $N_T = 4$ ve $N_T = 2$ verici antenlerine karşılık $N_R = 1$ alıcı anten içeren sistemin performansı 0 dB ortalama SNR değeri için incelenmiştir. Bu şekilden görüldüğü üzere verici anten sayısı arttıkça performans iyileşmekte ve her verici anten sayısı için belli veri hızı değerlerini geçince uzamsal kipleme yönteminin performansı anten seçimi yönteminin performansını geçmektedir.

Şekil 3.18'de ise aynı durum 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için incelenmiştir. Ortalama SNR değerinin artması ile her verici anten sayısı için uzamsal kipleme daha iyi performansa sahip olmuştur.

Farklı sayıda verici antenlere karşı $N_R = 2$ alıcı anten içeren sistemlerin incelenmesi sonucunda Şekil 3.19 ve Şekil 3.20 elde edilmiştir. Alıcı anten sayısındaki artış her iki sistemde de performansın iyileşmesine neden olurken uzamsal kipleme yönteminde bu



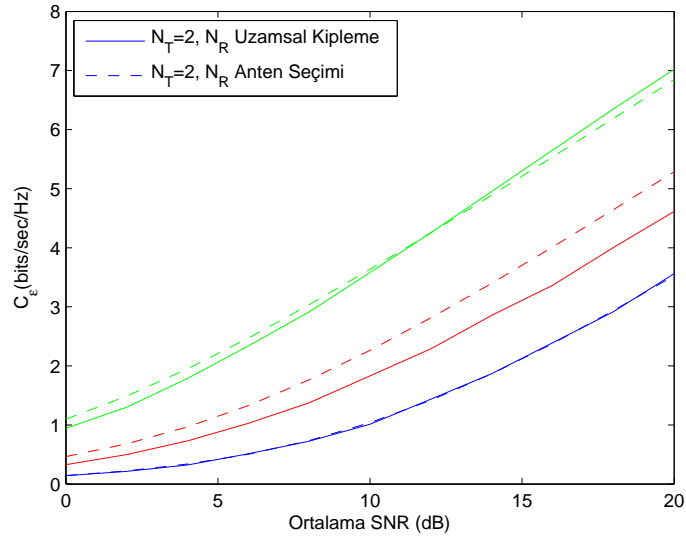
Şekil 3.8. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

iyileşmenin daha fazla olduğu gözlemlenmiştir. Ortalama SNR değerinin artması ile Şekil 3.20'de görüldüğü gibi sistemler erişebilecekleri en iyi performansı yakalamışlardır.

Ayrık dağılımlı girdi kullanan sistemlerde kesinti kapasitesi sonuçlarını inceleyecek olursak $N_T = 2$ verici antenine karşılık $N_R = 2$ ve $N_R = 1$ alıcı antenleri için Şekil 3.21 elde edilir. Buradan düşük ortalama SNR değerlerinde anten seçimi yöntemi kullanınca erişilebilen en yüksek veri hızı daha yüksekken ortalama SNR değerinin artmasıyla uzamsal kipleme yöntemi kullanınca erişilebilen veri hızının daha yüksek olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca eşitlik (2.19)'de yer alan $\log(M)$ ve eşitlik (2.41)'de yer alan $\log(M) + \log(N_T)$ terimlerinin sonucu olarak veri hızlarının $\log(M)$ ve $\log(M) + \log(N_T)$ değerleriyle sınırlı olduğu açıkça gözlemlenmektedir.

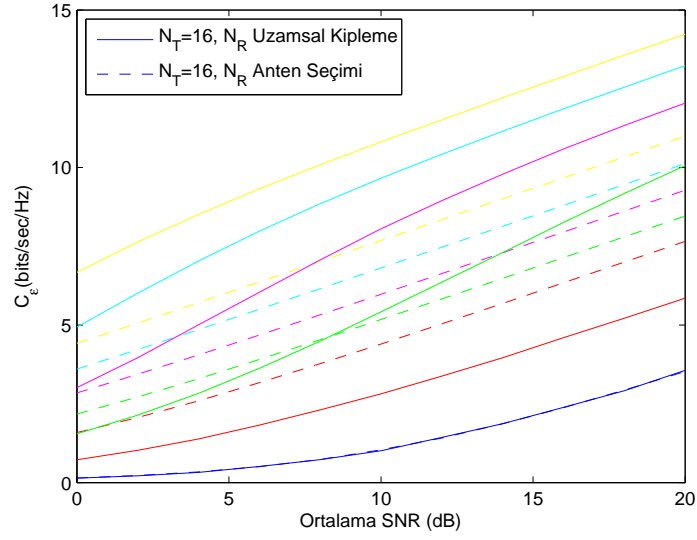
Verici anten sayısının arttırılmasıyla Şekil 3.22'de görüldüğü gibi daha düşük ortalama SNR değerlerinde erişilebilecek en yüksek veri hızı değerlerine ulaşılmaktadır.

Şekil 3.23 ve Şekil 3.24'de sırasıyla $N_R = 1$ ve $N_R = 2$ alıcı antenlerine karşılık $N_T = 16$, $N_T = 8$, $N_T = 4$ ve $N_T = 2$ verici anten içeren sistemlerin kesinti kapasitesi incelenmiştir. Şekil 3.23'de düşük ortalama SNR değerlerinde anten seçimi daha iyi performans gös-

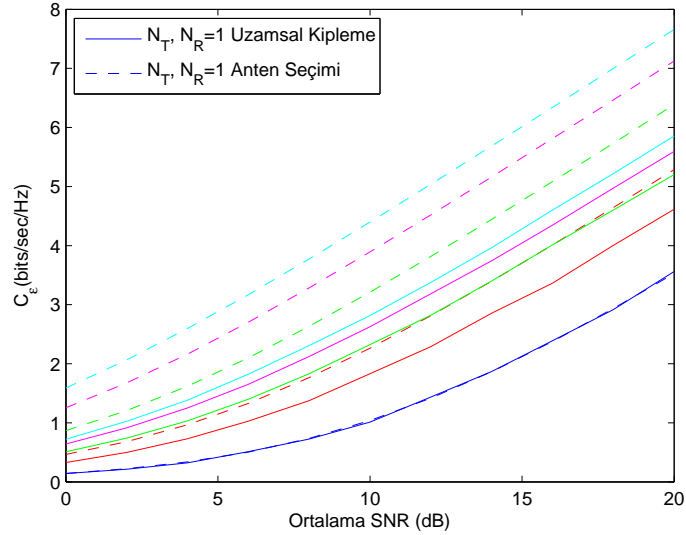


Şekil 3.9. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

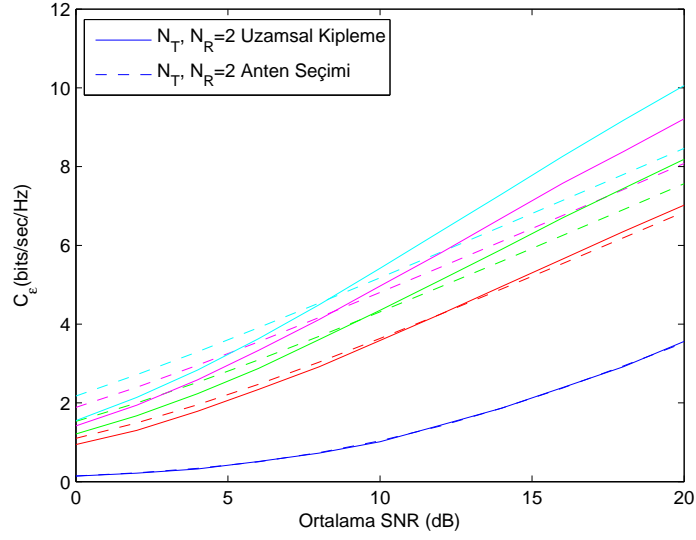
terirken alıcı anten sayısının artmasıyla Şekil 3.24'de görüldüğü gibi uzamsal kipleme nerdeyse tüm sistemler için daha iyi performansa sahiptir.



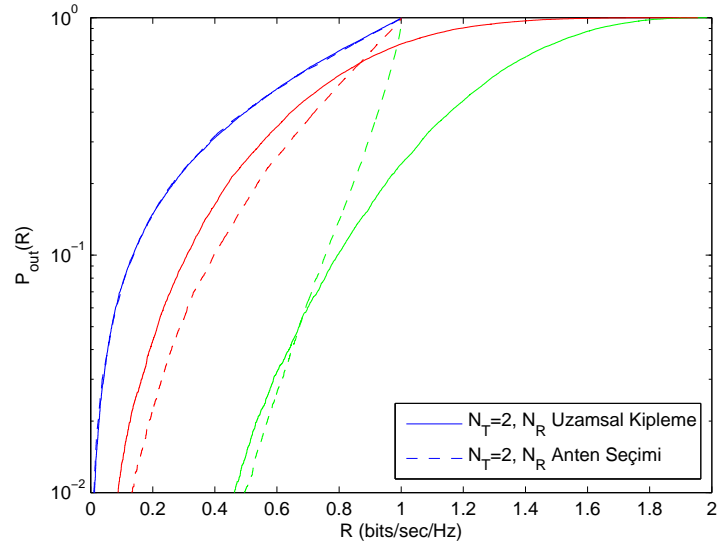
Şekil 3.10. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



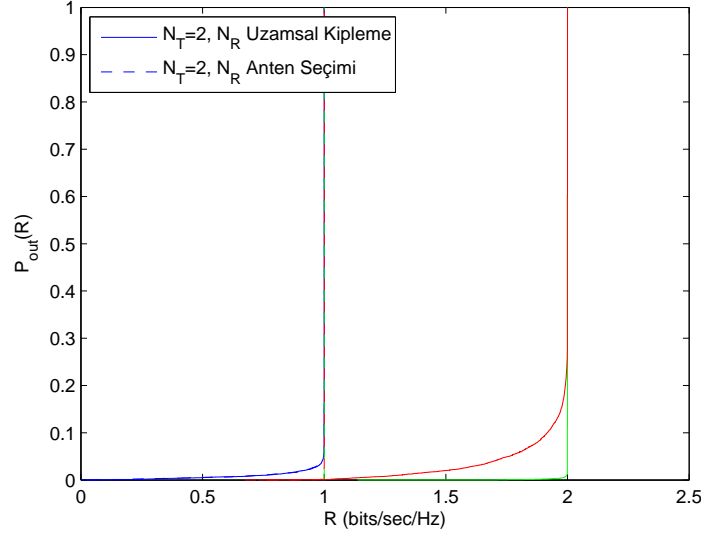
Şekil 3.11. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



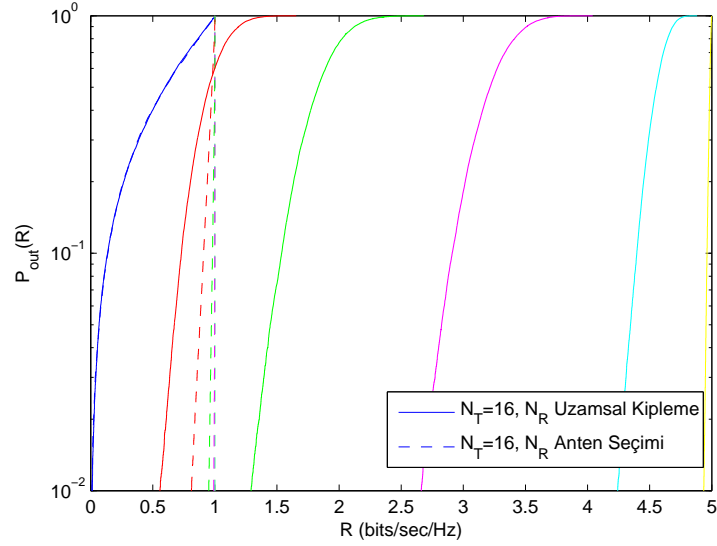
Şekil 3.12. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde Gauss dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



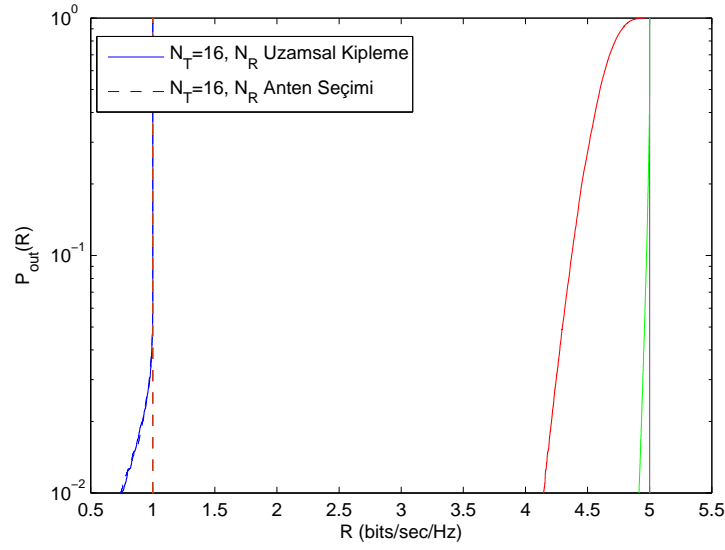
Şekil 3.13. $N_T = 2, N_R$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



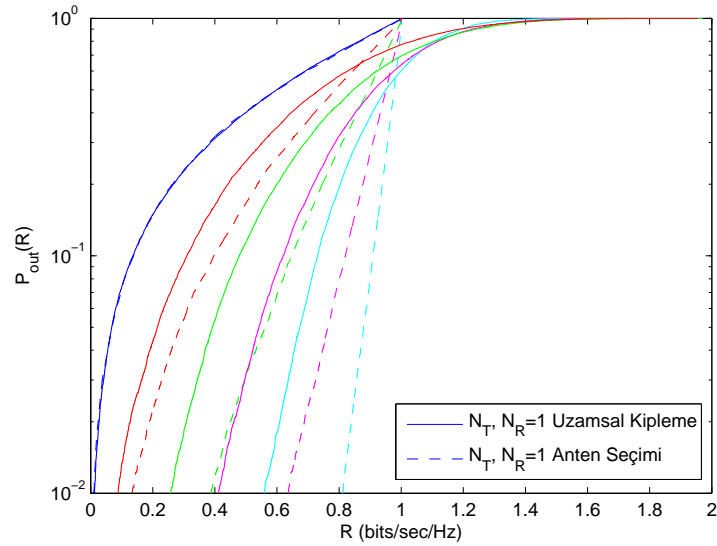
Şekil 3.14. $N_T = 2$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



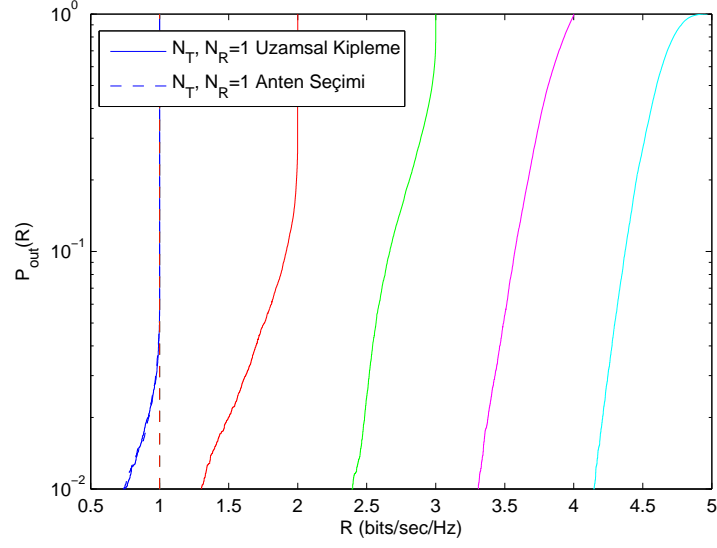
Şekil 3.15. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



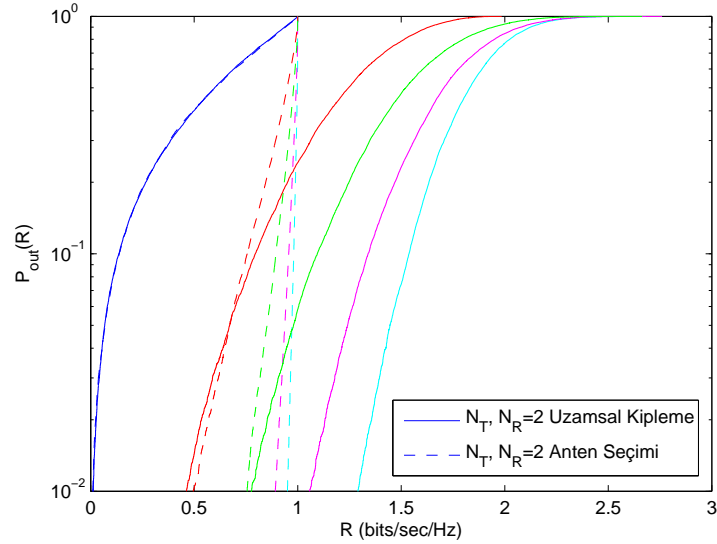
Şekil 3.16. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



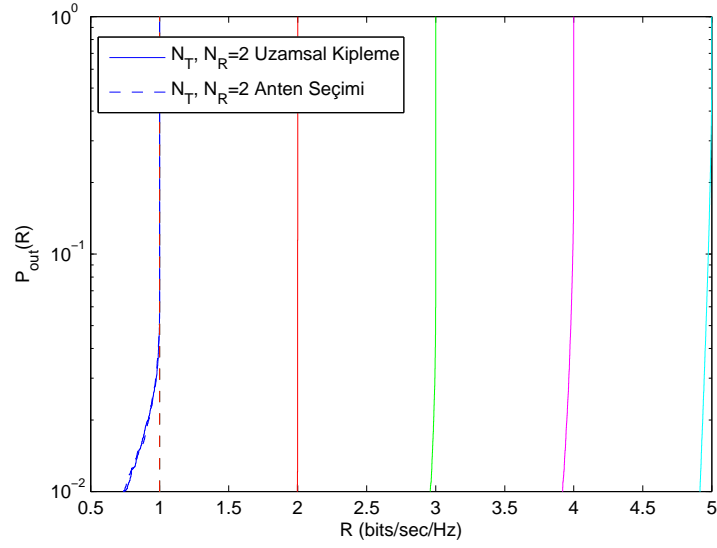
Şekil 3.17. N_T , $N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



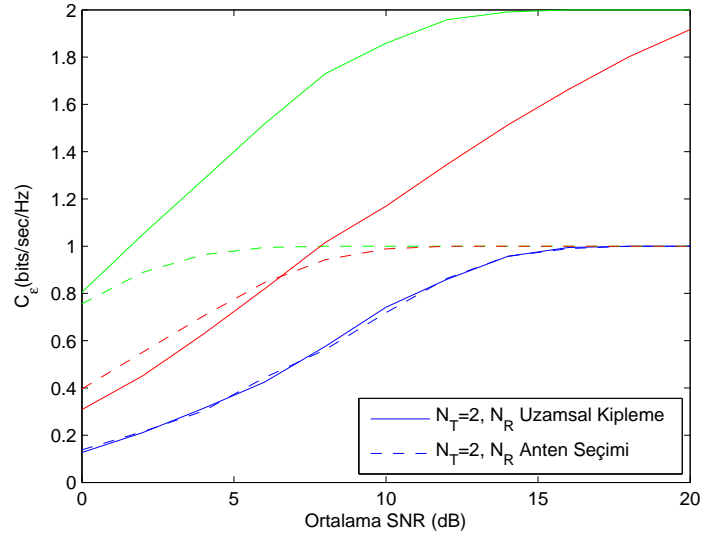
Şekil 3.18. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



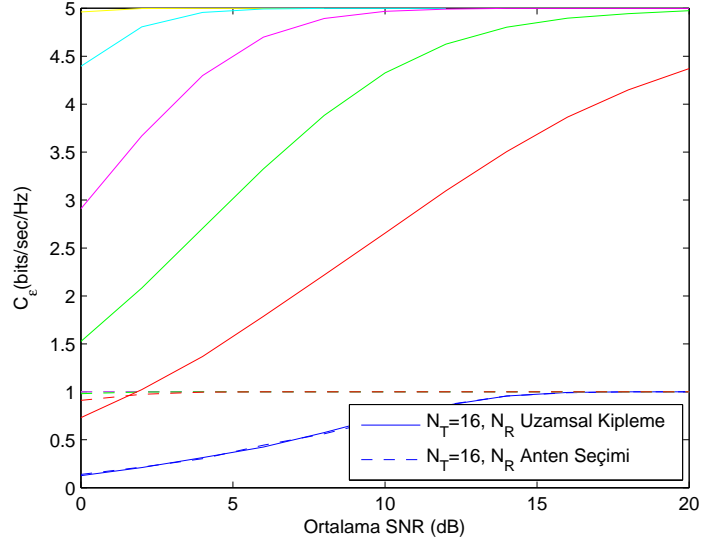
Şekil 3.19. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 0 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



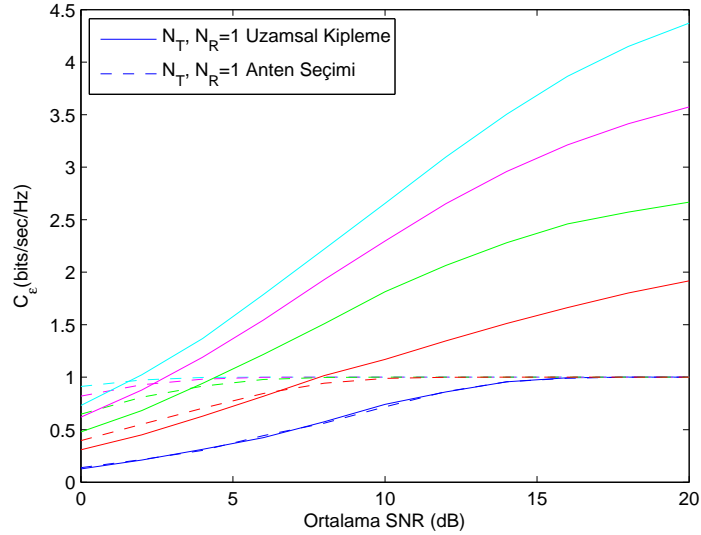
Şekil 3.20. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi ve 20 dB ortalama SNR değerine sahip kanallar için kesinti olasılığı; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



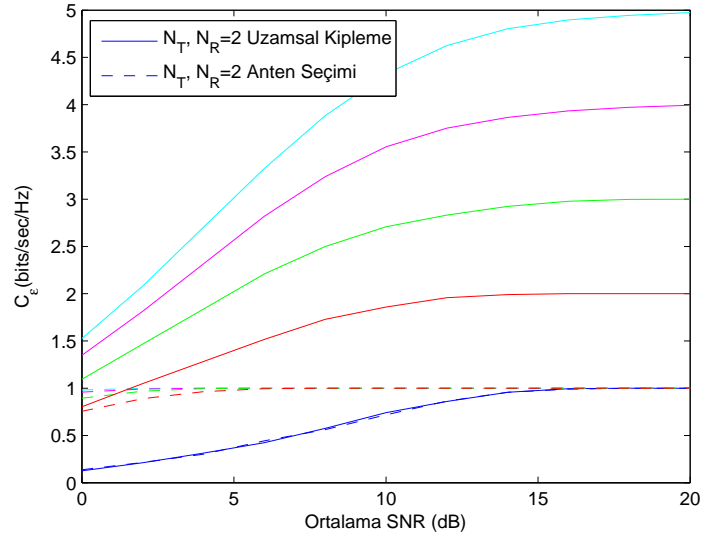
Şekil 3.21. $N_T = 2, N_R$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



Şekil 3.22. $N_T = 16$, N_R anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_R = 1$, yeşil $N_R = 2$, pembe $N_R = 4$, turkuaz $N_R = 8$, sarı $N_R = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



Şekil 3.23. $N_T, N_R = 1$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.



Şekil 3.24. $N_T, N_R = 2$ anten içeren sistemlerde ayırık dağılımlı girdi için kesinti kapasitesi; mavi $N_T = 1$ ve $N_R = 1$, kırmızı $N_T = 2$, yeşil $N_T = 4$, pembe $N_T = 8$, turkuaz $N_T = 16$ anten içeren sistemi belirtmektedir.

4. SONUÇ

Bu tezde uzamsal kiplleme ve anten seçimi yöntemlerinin performansları üzerinde çalışılmıştır. Bu iki yöntemi karşılaştırmak amacıyla bilgi kuramsal araçlar kullanılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda her iki yöntem için de kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi elde edilmiştir. Gauss dağılımlı girdi ve ayrık dağılımlı girdi kullanılan sistemlerde farklı sayıda verici ve alıcı anten sayıları için nümerik sonuçlar elde edilmiştir.

Yapılan simülasyonlar sonucunda Gauss dağılımlı girdi kullanıldığında, tek bir alıcı anten içeren sistemlerde anten seçimi yönteminin uzamsal kiplleme yöntemine göre daha iyi performans gösterdiği ortaya çıkmıştır. Ayrık dağılımlı girdi kullanılması durumunda ise belli bir veri hızı değerinden sonra uzamsal kipllemenin performansının dahi iyi olduğu gösterilmiştir. Alıcı anten sayısı arttıkça her iki girdi çeşiti içinde uzamsal kiplleme yönteminin performans artışı anten seçimi yöntemine göre daha fazla olmaktadır. Alıcı anten sayısının yanısıra ortalama SNR değerinin artışına da uzamsal kipllemenin verdiği tepki anten seçimine göre daha iyidir. Yapılan çalışmada ikili faz kaydırmalı anahtarlar yapılarak nümerik sonuçlar elde edilmiştir. Bu durumda ayrık dağılımlı girdi kullanıldığında hemen hemen her alıcı ve verici anten sayısında ve ortalama SNR değerinde uzamsal kipllemenin performansı anten seçiminin performansını geçmektedir. Bunun nedeni ayrık dağılımlı girdi kullanıldığında anten seçimi yönteminin $\log(M)$ ile uzamsal kiplleme yönteminin $\log(M) + \log(N_T)$ ile sınırlı olmasıdır. Daha geniş sembol içeren bir alfabe kullanılması durumunda sistem genel olarak Gauss dağılıma yaklaştığından anten seçimi yönteminin daha iyi performans göstermesi beklenebilir.

Bu tezde ilintisiz kanallar üzerinde çalışılmıştır. İlerleyen aşamalarda gerçek hayatta karşılaşılan kanallarda karşılaşılabilecek performansı daha iyi gözlemlemek amacıyla ilintili kanallarda uzamsal kiplleme ve anten seçimi yöntemlerinin performansları incelenebilir. Bunun yanısıra eksik kanal durum bilgisine sahip sistemler üzerinde çalışmalar yapılabilir. Uzamsal kiplleme için çalışmalar daha da ileri götürülerek ilintili ve ilintisiz kanallarda röle kullanılan sistemler için performans incelemesi yapılabilir.

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı: Merve SEFUNÇ

Doğum Yeri: Adana

Medeni Hali: Bekar

E-posta: msefunc@gmail.com

Adresi: Çiğdem Mah. 1561. Sk. Yurtkent Sitesi A Blk No:14 Çankaya / ANKARA

Eğitim

Lise: Mersin Fen Lisesi, Mersin

Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : Çok İyi

İş Deneyimi

Ekim 2011- : Sistem Tasarım Mühendisi, Haberleşme ve Bilgi Teknolojileri Grubu, ASELSAN, ANKARA

Deneyim Alanı

-

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

KAYNAKLAR

- [1] A. Kalis, A. Kanatas, and C. Papadias, "A novel approach to MIMO transmission using a single RF front end," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 26, no. 6, pp. 972–980, Aug. 2008.
- [2] A. Mohammadi and F. Ghannouchi, "Single RF front-end MIMO transceivers," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 104–109, Dec. 2011.
- [3] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, Jan. 2014.
- [4] Y. Chau and S.-H. Yu, "Space modulation on wireless fading channels," in *IEEE Veh. Technol. Conf., VTC Fall*, Oct. 2001, pp. 1668–1671.
- [5] H. Haas, E. Costa, and E. Schulz, "Increasing spectral efficiency by data multiplexing using antenna arrays," in *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mobile Radio Commun., PIMRC*, Sep. 2002, pp. 610–613.
- [6] R. Mesleh, H. Haas, Y. Lee, and S. Yun, "Interchannel interference avoidance in MIMO transmission by exploiting spatial information," in *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mobile Radio Commun., PIMRC*, Sep. 2005, pp. 141–145.
- [7] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique," in *First Int. Conf. Commun. Networking China, ChinaCom*, Oct. 2006, pp. 1–5.
- [8] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, Jul. 2008.
- [9] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: optimal detection and performance analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 8, pp. 545–547, Aug. 2008.
- [10] Y. Yang and B. Jiao, "Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 225–227, Apr. 2008.
- [11] S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "Coherent and differential space-time shift keying: A dispersion matrix approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 11, pp. 3219–3230, Nov. 2010.
- [12] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. Poor, "Space-time block coded spatial modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 3, pp. 823–832, Mar. 2011.
- [13] R. Mesleh, M. Di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, "Trellis coded spatial modulation," vol. 9, no. 7, pp. 2349–2361, Jul. 2010.
- [14] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. Poor, "New trellis code design for spatial modulation," vol. 10, no. 8, pp. 2670–2680, Aug. 2011.

- [15] M. Di Renzo and H. Haas, "A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation for MISO correlated Nakagami-m fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 9, pp. 2590–2603, Sep. 2010.
- [16] —, "Space shift keying (SSK-) MIMO over correlated Rician fading channels: Performance analysis and a new method for transmit-diversity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 1, pp. 116–129, Jan. 2011.
- [17] —, "Improving the performance of space shift keying (SSK) modulation via opportunistic power allocation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 500–502, Jun. 2010.
- [18] A. Younis, S. Sinanovic, M. Di Renzo, R. Mesleh, and H. Haas, "Generalised sphere decoding for spatial modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 7, pp. 2805–2815, Jul. 2013.
- [19] M. Di Renzo and H. Haas, "Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 3, pp. 1124–1144, Mar. 2012.
- [20] —, "On transmit diversity for spatial modulation MIMO: Impact of spatial constellation diagram and shaping filters at the transmitter," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 6, pp. 2507–2531, 2013.
- [21] N. Serafimovski, A. Younis, R. Mesleh, P. Chambers, M. Di Renzo, C.-X. Wang, P. Grant, M. Beach, and H. Haas, "Practical implementation of spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 9, pp. 4511–4523, Nov. 2013.
- [22] C. Xu, S. Sugiura, S. X. Ng, and L. Hanzo, "Spatial modulation and space-time shift keying: Optimal performance at a reduced detection complexity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 1, pp. 206–216, Jan. 2013.
- [23] W. Liu, N. Wang, M. Jin, and H. Xu, "Denoising detection for the generalized spatial modulation system using sparse property," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 22–25, Jan. 2014.
- [24] M. Maleki, H. Bahrami, A. Alizadeh, and N. Tran, "On the performance of spatial modulation: Optimal constellation breakdown," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 1, pp. 144–157, Jan. 2014.
- [25] Z. Zhou, N. Ge, and X. Lin, "Reduced-complexity antenna selection schemes in spatial modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 14–17, Jan. 2014.
- [26] R. Rajashekar, K. Hari, and L. Hanzo, "Reduced-complexity ML detection and capacity-optimized training for spatial modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 1, pp. 112–125, Jan. 2014.
- [27] A. Molisch and M. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 46–56, Mar. 2004.

- [28] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 68–73, Oct. 2004.
- [29] S. Thoen, L. Van der Perre, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 5–8, Jan. 2001.
- [30] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, Jul. 2005.
- [31] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [32] A. Molisch, M. Win, Y. seok Choi, and J. Winters, "Capacity of MIMO systems with antenna selection," vol. 4, no. 4, pp. 1759–1772, Jul. 2005.
- [33] M. Şafak, *ELE731 Digital Communication II ders notları*, 2013.
- [34] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed. Boston: McGraw Hill, 2008.