



**KABLOSUZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLÜ KANAL ETKİSİNE KARŞI
OFDM VE MIMO YAPILARIN YILDIZ KÜME DİYAGRAMI VE
PERFORMANS ANALİZİ**

Uğur ACAR

**YÜKSEK LİSANS
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

NİSAN 2021

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Uğur ACAR

16/04/2021

KABLOSUZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLÜ KANAL ETKİSİNE KARŞI OFDM VE MIMO YAPILARIN YILDIZ KÜME DİYAGRAMI VE PERFORMANS ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Uğur ACAR

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Nisan 2021

ÖZET

Son yıllarda haberleşme teknolojilerindeki hızlı gelişmeler nedeniyle kablosuz iletişim ön plana çıkmıştır ve hızla gelişmektedir. Kablosuz iletişim bütün avantajlarının yanında bazı zorluklara da sahiptir. Kablosuz haberleşmede karşılaşılan esas problem sinyalde meydana gelen sönümlü kanal etkisidir. Sönümlü kanal etkisi, sinyalde zaman ve frekans yayılmasına bağlı olarak sınıflandırılır. Bu sınıflandırma, zamansal yayılmaya bağlı olarak frekans seçici sönümlenme ve düz sönümlenme olarak meydana gelirken, frekans yayılmasına bağlı olarak da hızlı sönümlenme ve yavaş sönümlenme olarak meydana gelir. Bu çalışmada sinyal bileşenlerinde görülen zaman ve frekans yayılmasına bağlı sönümlü kanal etkisi Rayleigh ve Rician sönümlü kanal modelleri ile incelenmiştir. Çalışma kapsamında sönümlü kanal etkisine karşı etkili yöntemlerden olan Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing-OFDM) ve Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (Multiple Input Multiple Output-MIMO) sistemleri incelenmiştir. OFDM, geniş bir bantta tek taşıyıcı ile hızlı iletilen bir sinyal işaretinin, çok sayıda alt taşıyıcı ile daha yavaş bir şekilde iletilmesi yöntemidir. OFDM’de alt taşıyıcılar ve iletilen her bir işarete döngüsel önek eklenmesi sayesinde frekans seçici sönümleme etkisi gösteren bir kanalın, düz sönümlenme etkisi göstermesi sağlanır. Çalışma kapsamında OFDM’de alt taşıyıcı ve döngüsel önek (Cyclic Prefix) parametreleri teorik olarak incelendikten sonra, bu parametrelerdeki değişikliklerin sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları ile incelenmiştir. Ayrıca MIMO sistemler kapsamında, Alamouti ve Uzay Zaman Blok Kodlama tekniklerinin sönümlü kanallara karşı performansı teorik olarak incelenmiş ve anten çeşitliliğinin sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları ile incelenmiştir. OFDM ve MIMO’nun sönümlü kanal etkisine karşı etkili yöntemler olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu : 90523

Anahtar Kelimeler : AWGN, Rayleigh Sönümlü Kanal Modeli, Rician Sönümlü Kanal Modeli, OFDM, Döngüsel Önek, MIMO, Yıldız Küme Diyagramı

Sayfa Adedi : 85

Danışman : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

CONSTELLATION DIAGRAM AND PERFORMANCE ANALYSIS OF OFDM AND
MIMO AGAINST THE FADING CHANNEL EFFECT IN WIRELESS
COMMUNICATION

(M. Sc. Thesis)

Uğur ACAR

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

April 2021

ABSTRACT

The wireless communication has come to the fore and is developing rapidly because of the developments in communication technologies in recent years. Wireless communication has some difficulties besides all its advantages. The main problem encountered in wireless communication is the fading channel effect in the signal. The fading channel effect is classified depending on the time and frequency propagation in the signal. This classification occurs as frequency selective and flat fading depending on the time propagation, while it occurs as fast fading and slow fading depending on the frequency propagation. In this study, the fading channel effect due to time and frequency propagation seen in signal components is investigated by Rayleigh and Rician fading channel models. In the scope of the study, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems, which are effective methods against the fading channel effect, are examined. OFDM is a method of transmitting the signal that is transmitted quickly with a single carrier in a wide band, slower with a large number of subcarriers. In OFDM, subcarriers and the addition of a cyclic prefix to each transmitted signal ensures that a channel with a frequency selective fading effect has a flat fading effect. Within the scope of the study, after examining the subcarrier and cyclic prefix parameters as theoretically in OFDM, the performance of the changes in these parameters against the fading channel effect is examined with constellation diagrams. In addition, within the scope of MIMO systems, the performance of Alamouti and Space Time Block Coding techniques against fading channels has been theoretically examined and the performance of antenna diversity against fading channel effect has been investigated with constellation diagrams. OFDM and MIMO is found to be effective methods against the fading channel effect.

Science Code : 90523

Key Words : AWGN, Rayleigh Fading Channel Model, Rician Fading Channel Model, OFDM, Cyclic Prefix, MIMO, Constellation Diagram

Page Number : 85

Supervisor : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Öncelikle, Tez çalışmalarım boyunca maddi manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan aileme teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam sırasında kıymetli bilgi, birikim ve tecrübeleri ile bana yol gösterici ve destek olan değerli danışman hocam sayın Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a saygı ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Yüksek Lisans eğitimim boyunca Aselsan Akademi aracılığıyla her türlü kolaylığı sağlayan ve yardımlarını esirgemeyen işverenim ASELSAN A.Ş.'ye sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. SÖNÜMLÜ KANALLAR.....	5
2.1. Kanal Modelleri.....	5
2.1.1. Toplanır gürültü kanal modeli.....	5
2.1.2. Zamanla değişen doğrusal süzgeç kanal modeli.....	5
2.2. Doppler Yayılmaları.....	7
2.3. Büyük Çaplı Sönümlü Kanal Modeli.....	9
2.4. Küçük Çaplı Sönümlü Kanal Modeli.....	10
2.4.1. Çok yollu yayılı (delay spread).....	11
2.4.2. Uyumluluk bant genişliği (coherence bandwidth).....	12
2.4.3. Uyumluluk zamanı (coherence time).....	12
2.5. Kanal Sinyal İlişkisine Göre Sönümlenme Çeşitleri.....	12
2.5.1. Düz sönümlenme.....	12
2.5.2. Frekans seçici sönümlenme.....	13
2.5.3. Hızlı sönümlenme.....	14
2.5.4. Yavaş sönümlenme.....	14

	Sayfa
2.6. Kanal Dağılım Modelleri.....	15
2.6.1. Rayleigh sönümlü kanal.....	15
2.6.2. Rician sönümlü kanal.....	17
3. SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ, OFDM MIMO.....	19
3.1. Sayısal Modülasyon Teknikleri.....	19
3.1.1. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying-BPSK)....	19
3.1.2. Dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama.....	21
3.1.3. Karesel genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation - QAM).	24
3.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM).....	25
3.2.1. OFDM'nin temel özellikleri.....	28
3.2.2. OFDM avantajları ve dezavantajları.....	28
3.2.3. OFDM modülasyon aşamaları.....	30
3.2.4. OFDM'de IFFT.....	32
3.2.5. OFDM'de döngüsel önek.....	34
3.3. İletim Çeşitlemesi.....	35
3.3.1. Zaman çeşitlemesi.....	36
3.3.2. Frekans çeşitlemesi.....	36
3.3.3. Uzaysal çeşitleme.....	36
3.4. Çok Giriş Çok Çıkışlı Yapılar (Multiple Input Multiple Output - MIMO).....	37
3.4.1. Yavaş ve Düz sönümlemeli MIMO kanalında sinyal iletimi.....	39
3.4.2. MIMO sistemlerde iletilen sembollerin kestirimi.....	41
3.4.3. Yavaş sönümlemeli frekans seçici MIMO kanallarda sinyal iletimi.....	42
3.4.4. MIMO kanallar için uzay zaman blok kodları.....	46
3.4.5. Çoklu alma antenleri için Alamouti uzay zaman blok kodları.....	50

	Sayfa
3.4.6. Çeşitlilik birleştirme teknikleri.....	52
4. SÖNÜMLÜ KANALLARDA OFDM VE MIMO UYGULAMALARI.	55
4.1. QPSK Yıldız Küme Diyagramlarında AWGN Etkisi.....	55
4.2. QPSK Yıldız Küme Diyagramlarında Sönümlü Kanal Etkisi.....	57
4.3. Sönümlü Kanal Etkisine Karşı OFDM Simülasyon Uygulamaları.....	62
4.4. Sönümlü Kanal Etkisine Karşı MIMO Simülasyon Uygulamaları.....	66
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	77
KAYNAKLAR.....	81
ÖZGEÇMİŞ.....	85

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. BPSK yıldız haritası tablo gösterimi.....	21
Çizelge 2.2. QPSK yıldız haritası tablo gösterimi.....	23



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Sinyal işaretinin alıcıya gelmesi.....	8
Şekil 2.2. Doppler yayılması.....	8
Şekil 2.3. Yansıyan bir sinyalin sinyalde meydana getirdiği değişim.....	11
Şekil 2.4. Düz sönümlerme etkisi.....	13
Şekil 2.5. Frekans seçici sönümlerme etkisi.....	14
Şekil 2.6. Çok yollu bir kanalda Rayleigh kanal modeli.....	15
Şekil 2.7. Rician kanal modeli.....	17
Şekil 3.1. Faz kaydırmalı anahtarlama.....	19
Şekil 3.2. BPSK modülasyon.....	20
Şekil 3.3. BPSK yıldız küme diyagramı.....	21
Şekil 3.4. QPSK yıldız küme diyagramı.....	22
Şekil 3.5. QPSK Matlab simülasyonu (00-0,01-1,11-2,10-3 olarak atanmıştır).....	23
Şekil 3.6. 16-QAM yıldız küme diyagramı.....	24
Şekil 3.7. OFDM'in FDM'e göre bandgenişliği avantajı.....	26
Şekil 3.8. OFDM'de alt taşıyıcıların dikliği.....	27
Şekil 3.9. OFDM diyagramı.....	30
Şekil 3.10. Sinyal dizisinin seriden paralele dönüştürülmesi.....	31
Şekil 3.11. OFDM modüleli sinyallerde kanal etkisi sonucu girişim etkisi.....	32
Şekil 3.12. OFDM işleminde önek eklenmesi.....	35
Şekil 3.13. Haberleşme sistemlerinde çoklu gönderme ve alma sistemleri.....	39
Şekil 3.14. Statik düz sönümlü kanalda MIMO sistemlerin ayrık zamanlı modeli.....	40
Şekil 3.15. Frekans seçici sönümlü kanalda lineer eşitleyici ile sinyal demodülasyonu.	44

Şekil	Sayfa
Şekil 3.16. Frekans seçici kanalda DFE ile sinyal demodülasyonu.....	46
Şekil 3.17. Uzay zaman bloğu kodlu MIMO sistemi.....	47
Şekil 3.18. Maksimum oran birleştirici yapısı.....	52
Şekil 4.1. QPSK yıldız küme diyagramı.....	56
Şekil 4.2. AWGN etkisine uğramış QPSK yıldız küme diyagramı.....	56
Şekil 4.3. Düz sönümlü kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı.....	58
Şekil 4.4. Hızlı ve düz sönümlemeli kanalda QPSK yıldız küme diyagramı.....	58
Şekil 4.5. Rayleigh frekans seçici kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı.....	59
Şekil 4.6. Rician sönümlü kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı, K Faktör = 5.	60
Şekil 4.7. Rician sönümlü kanalda QPSK yıldız küme diyagramı, K Faktör = 25.....	61
Şekil 4.8. Frekans seçici kanalda OFDM yıldız küme diyagramı (T=64, CP=16).....	63
Şekil 4.9. OFDM’de taşıyıcı sayısı etkisinin yıldız küme diyagramları ile incelenmesi.	64
Şekil 4.10. OFDM’de döngüsel önek etkisinin yıldız küme diyagramı ile incelenmesi.	65
Şekil 4.11. 2x2 MIMO QPSK sinyallerde MMSE ve MLD performans analizi.....	67
Şekil 4.12. BPSK ve QPSK 2x2, 4x1 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda ber grafiği.	67
Şekil 4.13. BPSK 2x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı....	69
Şekil 4.14. QPSK 2x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı....	70
Şekil 4.15. 2x2, 4x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı.....	71
Şekil 4.16. 2x4, 4x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı.....	72
Şekil 4.17. 4x4, 4x8 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı.....	72
Şekil 4.18. 2x1 MIMO sistemin 100 Hz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı.....	73
Şekil 4.19. 2x1 MIMO sistemin 10 kHz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı.....	74
Şekil 4.20. 3x2 MIMO sistemin 10 kHz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı.....	74

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

Açıklamalar

B_c	Kanalın uyumluluk bant genişliği
B_d	Kanalın Doppler yayılımı
H(τ,t)	Kanalın dürtü yanıtı
Hz	Hertz
E_b/N₀	Bit enerjisinin gürültüye oranı
F_c	Taşıyıcı frekansı
R_x	Alıcı anten
T_m	Maksimum aşırı gecikme süresi
T_c	Kanalın uyumluluk süresi
T_{cp}	Döngüsel önek uzunluğu
T_s	Sembol süresi
T_x	Verici Anten

Kısaltmalar

Açıklamalar

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Cyclic Prefix
DFE	Decision Feedback Equalizer
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
ICD	Inverse Channel Detector

Kısaltmalar**Açıklamalar**

LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MLD	Maximum Likelihood Detection
MLSD	Maximum Likelihood Sequence Detection
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
MSE	Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDF	Probability Density Function
PSK	Phase Shift Keying
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Block Code
STC	Space Time Code
QPKS	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

1. GİRİŞ

Son yıllarda haberleşme teknolojilerinin gelişmesi ve artmasıyla kablolu iletişim kullanışsız bir teknoloji haline gelmiştir. Bu nedenle kablosuz iletişim ön plana çıkmıştır ve hızla gelişmektedir. Hızlı gelişmeler sayesinde iletilen sinyallerden çok daha yüksek verim alabilmenin yolları aranmaktadır. Kablosuz haberleşme ile ilgili çalışmalara bakıldığında, çeşitli bant genişliği sınırlamaları ve kanalın değişim hızından kaynaklı problemler olduğu görülür. Bu problemler sönümlü kanal etkisi olarak adlandırılır. Sönümlü kanal etkisi, iletilen sinyal işaretlerinde sembolün bant genişliği ile kanalın uyumluluk bant genişliği arasındaki ilişkiye göre Düz sönümlenme ve Frekans Seçici sönümlenme olarak nitelendirilir. Ayrıca sönümlü kanallar, iletilen sinyal işaretlerinde kanalın değişim hızı sonucu meydana gelen frekans yayılmasının büyüklüğüne göre yavaş sönümlenme ve hızlı sönümlenme olarak nitelendirilir. Sinyal işaretleri üzerinde meydana gelen sönümlü kanal etkisi çeşitli şekillerde modellenir. Bu tez çalışmasında bu modellerden alıcı ve verici arasında görüş hattı (Line of Sight - LOS) bulunmayan kanal modeli olan Rayleigh sönümlü kanal modeli ile alıcı ve verici arasında LOS bir kanal bulunan Rician sönümlü kanal modeli incelenmiştir. Her iki kanalın birbirine göre farklılıklarına değinilmiştir. Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shifting Keying-QPSK) ve İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shifting Keying- BPSK) gibi sayısal modülasyon teknikleri ile modüle edilen sembollerin Rayleigh ve Rician sönümlü kanal modellerine maruz kalması durumunda bu sinyallerin yıldız küme diyagramlarında meydana gelen değişimler incelenmiştir.

Kablosuz haberleşmenin yaygınlaşmasıyla beraber kablosuz haberleşmede meydana gelen sönümlü kanal etkisinin üstesinden gelebilmek amacıyla çeşitli yöntemler ortaya çıkmıştır. Bu yöntemlerden en önemli ve etkili olanlarından birisi OFDM yöntemidir. OFDM iletilmekte olan sinyal işaretlerinin tek bir taşıyıcı ile iletilmesi yerine var olan sinyalin bant genişliğini çok sayıda alt taşıyıcıya bölerek sinyalin daha yavaş bir şekilde iletilmesini sağlar. Bu şekilde iletilmekte olan sinyal dizisinin kanal etkisine karşı bant genişliği avantajı kazanması sağlanır. İletilen sinyal dizisinin bant genişliğinin kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyük olduğu durumda sinyal dizisi frekans seçici sönümlenmeye uğrar. OFDM ile iletilmekte olan sinyal dizisi büyük bir bant genişliğine sahip tek bir taşıyıcı yerine daha küçük bant genişliğine sahip olan çok sayıda alt taşıyıcı ile taşınır. Böylece

sinyalin korelasyonu daha yüksek bir kanal etkisiyle karşılaşması sağlanır. Sinyal işaretlerinin bant genişliğinin çok sayıda alt taşıyıcıya bölünmesi sonucu, sinyal kanaldan frekans seçici sönmüleme etkisi yerine düz sönmüleme etkisi görür. Frekans bölgesinde sinyalin bant genişliğinin küçülmesi ters orantı nedeniyle zaman bölgesinde sinyal süresinde artış meydana getirir. Bu şekilde sinyal dizisinin çok yollu gecikmeye karşı dayanıklılığı artar ve sinyalde semboller arası girişim (Intersymbol İnterference - ISI) nedeniyle ortaya çıkan bozulma etkisi azalır. Ayrıca OFDM yönteminin aşamalarından birisi olan döngüsel önek (cyclic prefix) sayesinde de sistemin ISI'ya olan dayanıklılığı artar ve sistemin dikliği korunur. Bu tez çalışmasında ayrıca OFDM yöntemindeki çoklu taşıyıcı sayısının ve döngüsel önek etkisinin sönmümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir.

OFDM teknolojisi kavramı ilk olarak 1960'larda ve 1970'lerde yakın mesafeli kanallar arasındaki paraziti azaltma yöntemlerine yönelik araştırmalar sırasında ortaya çıkmıştır. Robert W.Chang, 1966'da OFDM tekniğini gösteren ilk kişidir ve 1970 yılında OFDM'in ABD'de patentini almıştır. Chang, veri akışının doğrusal ve bant sınırlı kanalda semboller ve taşıyıcılar arası girişim olmadan nasıl olacağını göstermiştir. O yıllarda OFDM'in uygulamaya dökülmesi kolay bir işlem değildi. Paralel modülasyon ve demodülasyon işleminin uygulanması için çok sayıda osilatöre ihtiyaç duyulmaktaydı. Bu zorluk 1971 yılında Weinstein ve Ebert'in Kesikli Fourier Transform temelli modülasyon ve demodülasyon işlemini kullanmasıyla aşılmıştır. Bu şekilde OFDM entegre devrelere daha kolay uygulanmaya ve daha ucuz bir yöntem olmaya başlamıştır [1]. Parazit ve çok yollu yayılma koşullarında hatasız veri aktarımı sağlamak için gerekli olan bant genişliği avantajı konusunda OFDM ve FDM büyük yarar sağlamıştır. Başlangıçta OFDM kullanımı büyük seviyelerde işlem gerektirirdi ve genel kullanım için uygun değildi. OFDM'i benimseyen ilk sistemlerden bazıları sayısal yayıncılık kapsamında olup, çeşitli sinyal yolu koşulları üzerinde oldukça güvenilir bir veri aktarımı biçimi sağlayabilmiştir. OFDM sistemlerinde, 2009'dan itibaren kullanılmaya başlanan 4G mobil iletişim sistemleri ile beraber OFDM' in işleme gücü, artan entegrasyon seviyelerinin sonucu olarak artmıştır [2].

Kablosuz haberleşmede kullanılan sistemlerin sönmümlü kanal etkisine karşı dayanıklılığının arttırılmasında kullanılan bir diğer yöntem uzaysal çeşitlilik, frekans çeşitliliği ve zaman çeşitliliği sağlamaktır. Çeşitleme yöntemleri sayesinde iletilen sinyal işaretlerinin kopyaları zaman, frekans veya uzaysal çeşitlilik ile birbirinden bağımsız kanallardan iletilip, bağımsız

sönümlemelere uğrarlar. Bu sayede alıcıda birbirinden bağımsız sönümlemeye uğramış birden fazla sinyal dizisi elde edilir. Bu şekilde alıcıda çeşitli kestirim ve birleştirme yöntemleriyle sinyal daha yüksek doğruluk oranlarında elde edilir. Zaman çeşitlemesinde, aynı sinyal dizisinin kopyaları farklı zaman aralıklarında gönderilir. Burada gönderilen sinyal dizileri arasında kanalın uyumluluk zamanı kadar sürenin bulunması iletilen sinyal dizilerinin bağımsız sönümlemeye uğramasında önemli bir etkidir. Zaman çeşitlemesinde alıcı ya da gezgin birimin çok yavaş olması durumunda istenmeyen gecikmelerin olması zaman çeşitlemesinin dezavantajıdır [3]. Frekans çeşitlemesinde, iletilen sinyal dizisinin kopyaları farklı frekanslarda iletilir. Burada da iletilen sinyal dizileri arasında kanalın uyumluluk bant genişliği kadar fark olması gereklidir. Frekans çeşitlemesinin sistemde ek bant genişliği ihtiyacı yaratması, ek güç gereksinimi ihtiyacı ve kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektirmesi bu sistemin dezavantajıdır [3]. Uzaysal çeşitlilik durumunda, alıcıda birbirinden bağımsız sönümlemeye uğramış birden çok sinyal elde edebilmek için alıcıda, vericide ya da her ikisinde, birden fazla anten kullanılır. Uzaysal çeşitlilikte yerleştirilen antenlerin birbirinden birkaç dalga boyu kadar uzaklıkta olması gereklidir. Uzaysal çeşitlilik sağladığı performans avantajıyla birlikte günümüzde en çok kullanılan çeşitlilik sağlama yöntemlerinden biridir.

1990'ların başına kadar kablosuz iletişim üzerine yapılan çalışmaların çoğu, kablosuz bağlantının yalnızca bir ucunda genellikle alıcıda birden çok anten kullanılmasına odaklanmıştır. Gerard J. Foschini Michael J. Gans, Foschini ve Emre Telatar tarafından hazırlanan makaleler, yüksek saçılmanın olduğu ortamda bir bağlantının her iki ucunda da birden fazla anten olmasının önemli kapasite kazançlarının mümkün olduğunu göstermiştir ve kablosuz iletişimin avantajlarının kapsamını genişletmiştir. Vahid Tarokh, Nambi Seshadri ve Robert Calderbank tarafından önerilen uzay-zaman kodları (Space Time Codes - STC), tek antenli sistemlerde önemli hata oranı iyileştirmeleri sağlamıştır. Bu yöntemde önerilen orijinal şemalar kafes kodlarına dayanmakta olup, bu kodlar daha basit blok kodları olan uzay-zaman blok kodlarını (Space Time Block Codes - STBC) geliştirmek için önce Siavash Alamouti, daha sonra Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani ve Robert Calderbank tarafından kullanılmıştır. STC, sönümlenme etkisini ve termal gürültüyü azaltmak için birden fazla veri kopyasının iletildiği bir yöntemdir. İletilen verilerin bir kısmının alıcıya daha az sönümlenmiş bir durumda iletilmesi amacıyla çeşitleme yöntemleri kullanılır. Özellikle STBC'de, iletilecek veri akışı, aralıklı antenler arasında ve zaman içinde dağıtılan bloklar halinde kodlanır. STBC için birden fazla verici antene sahip olmak, performansı

gecikmesi kaynaklı düz sönümlenme ve frekans seçici sönümlenmenin yanında, Doppler yayılması kaynaklı yavaş ve hızlı sönümlenme durumları incelenmiştir. Ayrıca bu bölümde Rayleigh ve Rician kanal modelleri de incelenmiştir.

3. Bölümde ilk olarak sayısal modülasyon çeşitlerinden Faz Kaydırmalı Kipleme (Phase Shift Keying- PSK) çeşitlerinden bahsedilmiştir. Sayısal modülasyon tekniklerinden sonra OFDM'den bahsedilmiştir. Bu bölümde OFDM'in alt taşıyıcı sayısı ve döngüsel önek parametrelerinin sönümlü kanal etkisine karşı etkisi ile birlikte OFDM'de IFFT (Inverse Fast Fourier Transform - Kesikli Hızlı Fourier Dönüşümü) yönteminin avantajından bahsedilmiştir. 3. Bölümde OFDM'den sonra MIMO sistemlerde sönümlü kanal etkisine karşı matematiksel modellerle incelenmiştir. Bu bölümde MIMO sistemlerle birlikte çeşitleme teknikleri, birleştirme teknikleri ve kestirim tekniklerine de değinilmiştir.

4. Bölümde ilk önce QPSK modülasyona uğramış sinyal dizisinin AWGN, Düz sönümleme Frekans seçici sönümlü kanal, yavaş sönümlenme ve hızlı sönümlenme etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları ile incelenmiştir. Ayrıca Rayleigh ve Rician sönümlü kanal modellerinin performansı yıldız küme diyagramları üzerinden karşılaştırılmıştır. Rician sönümlü kanal modelinde K faktör parametresine değinilmiştir. Bu incelemelerden sonra OFDM'de alt taşıyıcı ve döngüsel önek parametrelerindeki değişikliklerin sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları ile incelenmiştir. Ayrıca MIMO sistemlerde alıcı ve verici sayısındaki değişikliklerin sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları ile incelenmiştir.

5. Bölümde, daha önceki bölümlerde yapılan simülasyon çalışmaları incelenmiş ve sönümlü kanal etkisinde, sayısal modülasyon tekniklerinden BPSK, QPSK ile OFDM ve MIMO sistemlerin performansı değerlendirilmiştir.

2. SÖNÜMLÜ KANALLAR

Haberleşme sistemlerinde alıcı ile verici arasında iletişimin sağlandığı ortam haberleşme kanalı olarak adlandırılır. Haberleşme kanalı taşınmakta olan bilginin şekline göre farklılık gösterebilir. Haberleşme kanalı koaksiyel kablo, fiber optik kablo veya kablosuz iletişim için boşluk olabilir. Taşınan sinyal işaretine uygun olan kanalın seçilmesi ve kanalın özelliklerinin bilinmesi, yüksek performanslı bir iletişim sağlanması için gereklidir [5].

Haberleşme kanallarında ana bozucu, ısı gürültü olarak adlandırılan toplanır gürültüdür [5]. Bu gürültü nedeniyle iletilen işaretlerin bozulmadan iletilmesi oldukça zordur.

2.1. Kanal Modelleri

2.1.1. Toplanır gürültü kanal modeli

Toplanır gürültü kanal modeli matematiksel olarak

$$r(t) = a.s(t) + n(t) \quad (2.1)$$

eşitliği ile ifade edilir [5]. Bu eşitlikte a kanalın zayıflatma katsayısını ifade ederken, $s(t)$ iletilmekte olan sinyal işaretini ifade eder. $n(t)$ ise toplanır gürültüyü ifade etmektedir. Toplanır gürültü kanal modelinde gürültü istatistiksel olarak Gauss rasgele sürecine göre dağılır. Bu nedenle kanala Toplanır Gauss Gürültü kanalı da denir [5].

2.1.2. Zamanla değişen doğrusal süzgeç kanal modeli

Kablosuz bir haberleşme kanalında, kanal iletilmekte olan sinyal dizisine yansıma, saçılma ve kırılma sonucunda zamanla değişen tepkiler veriyorsa, yani kanalın sabit bir dürtü yanıtı yerine zamanla değişen bir dürtü yanıtı varsa bu kanala zamanla değişen doğrusal süzgeç kanal modeli denir. Bu modelde kanalın dürtü yanıtı $H(\tau; t)$ ile belirtilir. Burada $H(\tau; t)$ kanalın τ zaman gecikmesine sahip dürtü yanıtına karşı, t anında verdiği yanıt olarak tanımlanır [5]. Bu durum matematiksel olarak ifade edilirse, alıcıdaki işaret, L tane farklı

kanaldan, L tane farklı a_k kanal zayıflatma katsayısına ve τ_k gecikme süresine sahip sinyalden oluşur. Bu durumda kanalın zamanla değişen süzgeç dürtü yanıtı,

$$H(\tau; t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(t - \tau_k) \quad (2.2)$$

biçiminde yazılır [6]. Eş. 2.2’de $\delta(t - \tau_k)$ ifadesi kanalın t anında τ_k kadarlık gecikmesindeki birim dürtü yanıtını ifade etmektedir. Eğer $s(t)$ iletilen sinyal, kanalın süzgeç dürtü yanıtı ile konvolüsyon işlemine uğrarsa,

$$H(\tau; t) * s(t) \quad (2.3)$$

kanalın zamanla değişen bant genişliği sınırlaması elde edilir. Eğer kanalın iletilen sinyal işaretlerine gösterdiği yüksek korelasyona sahip olan tepkiyi ifade eden uyumluluk bant genişliği, iletilmekte olan sinyal işaretlerinin bant genişliğinden büyük ise sinyal iletilmekte olduğu kanaldan ilerde düz sönümlenme olarak ifade edilecek olan, yüksek korelasyona sahip bir tepki görerek iletilebilir. Sayısal sinyal işlemenin temel kurallarından birisi olarak ifade edildiği gibi, bir sinyal işareti zamanda gecikmiş bir birim dürtü fonksiyonuyla konvolüsyona uğrarsa işaret birim dürtünün kaydırılma miktarı kadar gecikir [7]. Bu durumda,

$$s(t) * \delta(t - \tau_k) = s(t - \tau_k) \quad (2.4)$$

eşitliği elde edilir [6]. Eş. 2.3’den alınan $r(t)$ sinyali (alınan sinyal),

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k s(t - \tau_k) + n(t) \quad (2.5)$$

olarak elde edilir [6]. Alıcıya farklı kanallar üzerinden, farklı anlarda ulaşan işaret bileşenleri, ortaya çıkan gecikme sebebiyle farklı faz değerlerine sahiptir. Ayrıca, iletilen sinyal bileşenlerinin haberleşme ortamında farklı birkaç yoldan iletilmesi sonucunda alıcıda farklı genlik ve faz değerlerine sahip birden fazla işaret bileşeni bulunur. Farklı genlik ve faz değerlerindeki işaret bileşenlerinin alıcıda toplanması sonucunda gönderilen işaretten çok farklı genlik ve faz değerlerine sahip işaret bileşeni alıcıda elde edilir. Sinyalin sönümlü

kanal etkisine uğraması, sinyal bileşenlerinin kanalda yansıma, kırılma ve saçılmaya uğramasıyla olur [7].

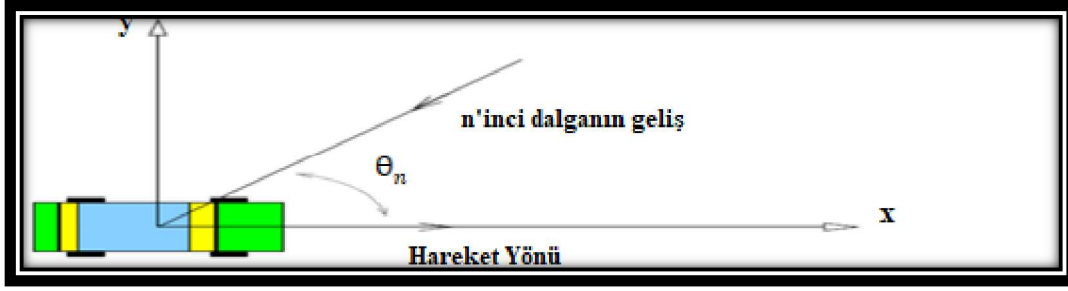
İletilen sinyal işaretinin, dalga boyundan çok daha büyük boyutlara sahip bir cisme çarpması sonucunda, gönderilen işaretin bu cisimden yansıyarak farklı bir yönde yayılıma devam etmesi yansıma olarak açıklanır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde yansıma genellikle alıcı ve verici arasındaki binalardan kaynaklanır [5].

Alıcı ve verici antenler arasındaki iletim yolunda keskin kenarlara sahip cisimlere, gönderilen işaretin çarpması sonucunda ana dalganın dışında, ikincil dalgalar ortaya çıkar. İletilen sinyalin engellere çarpması sonucu ikincil dalgaların ortaya çıkması, kırılma olarak adlandırılır [5].

Gönderilen sinyal işaretinin dalga boyundan küçük boyutlara sahip cisimlere, çarpması sonucunda işaretin çok farklı yönlerde dağılmasıdır. Sinyalin birden fazla yönde ilerlemesiyle, gönderilen işareten çok daha düşük güce sahip birden fazla işaret bileşeni meydana gelir. Saçılma, şehir merkezlerinde bulunan sokak levhaları, trafik ışıkları ve benzer cisimlerden ortaya çıkar [5].

2.2. Doppler Yayılması

Doppler yayılması, sönümlü kanal etkisi sonucu sinyal taşıyıcısında meydana gelen frekans yayılması durumunu ifade eder. Doppler yayılması alıcının ya da vericinin hareket halinde olduğu durumda görülür. Bu durumda sinyal frekansında bir yayılma meydana gelir [8]. Bu durum kanalın iletilen sinyal işaretlerine, zamanla değişen bir etki göstermesine neden olur. Kanalın zamanla değişmesi durumunda, kanalın sinyale olan etkisi kanalın uyumluluk zamanı ve Doppler yayılması arasındaki bağlantıyla, hızlı ve yavaş sönümlemeli kanal olarak ifade edilir.

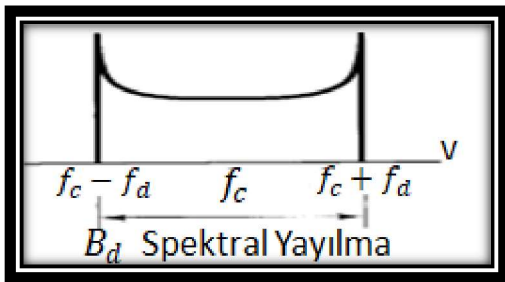


Şekil 2.1. Sinyal işaretinin alıcıya gelmesi

Doppler yayılımının hesaplanmasında Şekil 2.1’de gösterildiği gibi dalganın alıcıya geliş açısı da önemli bir faktördür. n . dalganın iletimi sırasında oluşan Doppler yayılımının hesaplanmasında dalganın geliş açısına ihtiyaç duyulur. n . dalganın geliş sırasında mobil birimin hareketiyle oluşan Doppler yayılımının hesaplanmasında, dalganın geliş açısı θ_n ise, Doppler yayılımı;

$$f_d = \frac{vf_c \cos(\theta_n)}{c} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilir. Bu eşitlikte v alıcı birimin hızını, f_c taşıyıcı frekansını, c ışık hızını belirtir. Doppler yayılımı esnasında iletilen işaretin taşıyıcısında frekans yayılması olur. Bu frekans yayılması ile sinyalde bir güç spektrumu oluşur. Bu güç spektrumu $(f_c - f_d, f_c + f_d)$ aralığında meydana gelir [7].



Şekil 2.2. Doppler yayılımı

Şekil 2.2’de belirtildiği gibi B_d olarak ifade edilecek olan Doppler yayılımı ile $(f_c - f_d, f_c + f_d)$ aralığında bir spektral yayılma olur. İletilen işaretin her bir bileşeninin frekans spektrumunda iletim boyunca sinyal hızı ve sinyalin geliş açısına göre değişen, farklı bir Doppler yayılımı meydana gelir. Bu yayılıma frekans yayılması da denir. Frekans

yayılmasının değeri maksimum Doppler frekansına ve gelen dalgaların taşıyıcı frekansına bağlıdır [7].

2.3. Büyük Çaplı Sönümlü Kanal Modeli

Boş uzay metodunda alıcıdaki sinyal gücü,

$$L_s(d) = (4\pi d)^2 / \lambda \quad (2.7)$$

eşitliği ile belirtilir. Bu eşitlikte $L_s(d)$ alıcıya gelen sinyaldeki yol kaybını (path loss), d aradaki mesafeyi, λ iletilen sinyalin dalga boyunu ifade eder [7]. Büyük çaplı sönümlü kanal modeli alıcı ile verici arasında büyük uzaklıklar olduğunda, alıcı ile vericideki sinyallerin güç oranlarındaki değişimi belirtir. Alıcı ve verici arasındaki iletim sonucunda alıcıda elde edilen işaretin gücü,

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 L} \quad (2.8)$$

biçimindedir [7]. Bu eşitlikte $P_r(d)$ alıcı ve verici arasındaki mesafenin değişmesiyle alıcıdaki sinyal gücünü belirtir. Aynı eşitlikte P_t verici gücünü, G_t verici anten kazancını, G_r alıcı anten kazancını ifade etmektedir. L yol kayıplarını, d alıcı ve verici arasındaki mesafeyi belirtir [7]. Büyük çaplı sönümlü kanal modelinde alıcı, verici arasındaki mesafe arttıkça iletilen sinyal gücünde logaritmik bir azalma meydana gelir. Buna göre, antenler arasındaki uzaklık d , yol kayıp katsayısı n ve d_0 vericiye çok yakın referans uzaklık olarak tanımlandığında, logaritmik uzaklık yol kaybı decibel olarak,

$$P_l(d) = P_l(d_0) + 10n \log(d/d_0) \quad (2.9)$$

formülü ile ifade edilir [7].

2.4. Küçük Çaplı Sönümlü Kanal Modeli

Çok yollu yayılım ile yansıma, kırılma ve saçılma sonucu zamanda gecikmiş ve kanal etkisi sonucu farklı genlik değerlerine sahip birçok sinyal alıcıya ulaşır. Verici tarafından gönderilen sinyal,

$$s(t) = \text{Re}\{s_i(e^{j2\pi f_c t})\} \quad (2.10)$$

eşitliği ile ifade edildiğinde, alıcıda elde edilen işaret, farklı kanalları kullanarak alıcıya ulaşan işaret bileşenlerinin toplamı olarak,

$$r(t) = \sum_{n=1}^L a_n(t)s(t - \tau_n) \quad (2.11)$$

eşitliği ile ifade edilir [9]. ($r(t)$ zamanla değişen kanal modelindeki kanalın zamanla değişen tepkisi ile, $s(t)$ iletilen sinyalinin zaman bölgesinde konvolüsyona uğraması ile elde edilmektedir [7].) $s(t)$, $r(t)$ eşitliğinde yerine yazılırsa sinyal

$$r(t) = \text{Re}\left(\sum_{n=1}^L a_n(t)s_i(t - \tau_n)e^{-j2\pi f_c \tau_n}\right)e^{j2\pi f_c t} \quad (2.12)$$

olarak elde edilir [7]. $r(t)$ 'nin temel bant eşdeğeri,

$$z(t) = \sum_{k=1}^L a_n(t)s_i(t - \tau_n)e^{-j2\pi f_c \tau_n} \quad (2.13)$$

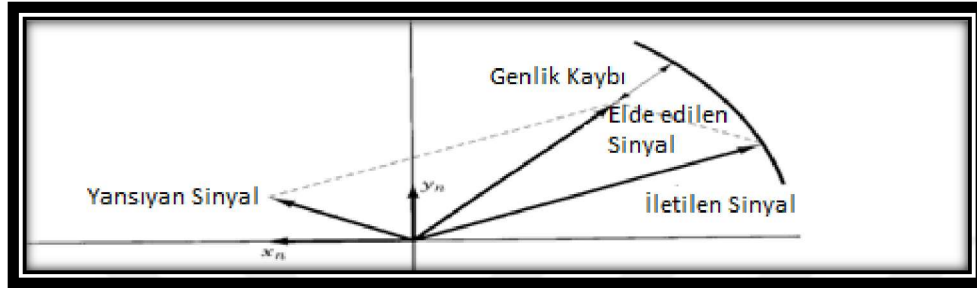
olarak elde edilir [9]. Temelband, alıcıdaki sinyalin taşıyıcıdan ayrılmış kısmını ifade eder. Eğer kanalın sinyale sabit bir andaki etkisi incelenirse $s_i(t - \tau_n) = 1$ olarak kabul edilir. Böylece,

$$z(t) = \sum_{n=1}^L a_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n} \quad (2.14)$$

eşitliği elde edilir [7]. Eş. 2.14'te, $a_n(t)$ kanalın genlik etkisi, $e^{-j2\pi f_c \tau_n}$ ise faz etkisini belirtir. Kanalın faz etkisi $-2\pi f_c \tau_n$ ile değişir, gecikme faktörü τ değiştiği zaman fazda değişir [7]. Eş. 2.14 daha basit olarak,

$$z(t) = a(t)e^{-j\theta(t)} \quad (2.15)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $a(t)$ iletilen sinyal bileşenine kanalın etkisi sonucu etki eden genlik faktörünü, $\theta(t)$ kanalın etkisi sonucu gelen faz etkisini ifade eder [9]. Ayrıca bu eşitlik sabit bir andaki, kanalın tek bileşenden oluşan dürtü yanıtı olarak düşünülür [7].



Şekil 2.3. Yansıyan bir sinyalin sinyalde meydana getirdiği değişim

Kanalın zamana bağlı dürtü yanıtı, Eş. 2.13'de, giriş sinyal bileşeninin yerine birim dürtü fonksiyonunun etki etmesiyle elde edilir [7].

$$H(t; \tau) = \sum_{k=1}^L a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n} \delta(t - \tau_n) \quad (2.16)$$

Ayrıca Eş. 2.14 kanalın sönmüleme etkisinin matematiksel olarak modellenmesidir. Şekil 2.3'deki yansımış sinyal bu durumu ifade eder. Şekil 2.3'de tek bir yansımış sinyalin, iletilen sinyale etkisi, sinyalin genlik ve fazındaki değişiklik olarak gösterilir.

2.4.1. Çok yollu yayılım (delay spread)

Bir vericiden iletilmekte olan işaretin sönmümlü kanaldan geçerek ulaştığı alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki zaman farkına maksimum aşırı gecikme denir [7]. Maksimum aşırı gecikme T_m ile gösterilir. Gönderilen sinyalin, kanal etkisi sonucu alıcıya ulaştığı an sabit bir an olmak üzere iletilen sinyal bileşeni kanalın etkisiyle bu zaman süresinde gecikmeye uğrar. Sinyalin ne kadar gecikmeye uğrayacağı çevresel faktörlere bağlıdır. Sabit bir andaki gecikme, kanalın t anındaki dürtü yanıtı, $H(t; \tau)$ içerisinde; kanalın dürtü tepkisi bileşenleri ile modellenir [7].

2.4.2. Uyumluluk bant genişliği (coherence bandwidth)

Kanalın bir işaretin spektral bileşenlerini eşit kazanç ve doğrusal fazda etkilediği frekans aralığına uyumluluk bant genişliği denir [5]. Uyumluluk bant genişliği B_c ile ifade edilirse uyumluluk bant genişliği ile maksimum gecikme süresi arasında,

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.17)$$

ilişkisi bulunur. Eşitlikten görüldüğü üzere kanalın uyumluluk bant genişliği arttıkça maksimum aşırı gecikme süresi, T_m aradaki ters orantı ilişkisi sonucu azalır. Aynı şekilde maksimum aşırı gecikme süresi artarsa kanalın uyumluluk bant genişliği azalır [7]. Kanalın uyumluluk bant genişliğinin azalmasıyla sinyal bileşenleri arasında semboller arası girişim artar. Kanalın uyumluluk bant genişliği azaldıkça sinyal bileşenleri frekans seçici kanal etkisi altında kalır.

2.4.3. Uyumluluk zamanı (coherence time)

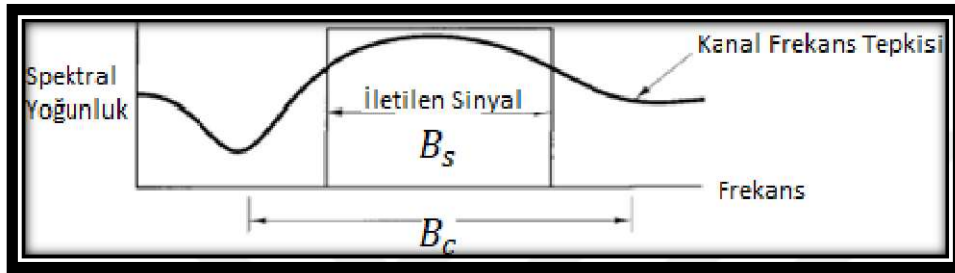
Kanalın darbe yanıtının sabit olduğu ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığına kanalın uyumluluk zamanı denir ve T_c ile gösterilir [10]. İletilen sinyal bileşeninin süresi, kanalın uyumluluk süresi T_c 'den küçük ise, iletilen sembolün iletim boyunca kanaldan yüksek bir korelasyona sahip kanal tepkisi gördüğü kabul edilir. Kanalın uyumluluk süresinin iletilen sinyal bileşeni süresinden küçük olduğu durum kanalın hızlı bir değişim gösterdiği durumdur. Uyumluluk süresi, T_c , kanal tepkisinin korelasyonunun yüksek bir ilintiye sahip olduğu sürenin bir ölçüsüdür [9].

2.5. Kanal Sinyal İlişkisine Göre Sönümlenme Çeşitleri

2.5.1. Düz sönümlenme

Sinyal bant genişliği B_s kanalın uyumluluk bant genişliği B_c 'den daha küçük ise sinyal bileşenleri kanaldan korelasyonu yüksek olan bir genlik ve faz etkisi görür. Bu durumda kanal sinyal bileşenlerinin genliklerine ve fazına doğrusal olarak etki eder [7]. Düz sönümlenme, kanalın ve sinyalin zaman bölgesindeki parametreleri arasındaki ilişki ile ifade

edilir. İletilmekte olan sinyal bileşeninin zaman cinsinden büyüklüğü olan T_s 'nin, kanalın çok yollu yayılımı sonucu meydana gelen maksimum aşırı gecikme süresi T_m 'den büyük olması durumunda sinyal bileşeni üzerinde düz sönümlenme gerçekleşir. Bu durumda sinyal bileşenleri arasında kanal etkisiyle oluşan ISI sinyal bileşenleri üzerinde büyük bir bozulma etkisi bırakmaz. Düz sönümlenme Şekil 2.4'te gösterildiği gibi, sinyal bileşenlerinin genlik ve faz olarak kanaldan korelasyonu yüksek olan bir tepki görmesini sağlar. Bu durum genellikle sinyalin tek bir kanaldan iletilerek alıcıya gelmesi olarak modellenir [7].



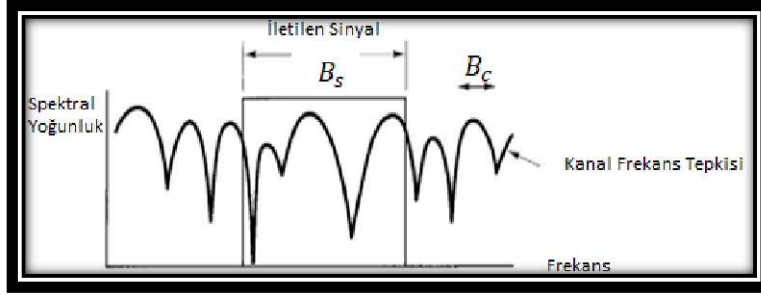
Şekil 2.4. Düz sönümlenme etkisi

2.5.2. Frekans seçici sönümlenme

Frekans seçici sönümlenme Şekil 2.5'te de gösterildiği gibi, iletilen sinyal bileşeninin bant genişliği B_s 'nin kanalın uyumluluk bant genişliği B_c 'den daha büyük olması durumunda ortaya çıkar [7]. Frekans seçici sönümlenme, iletilmekte olan sinyal işaretinin süresi T_s 'nin maksimum aşırı gecikme süresi T_m 'den daha küçük olduğu zaman meydana gelir.

$$B_c \ll B_s; T_s \ll T_m \quad (2.18)$$

Frekans seçici kanal etkisi durumunda sinyal bileşenlerinde, maksimum aşırı gecikme etkisi sonucu meydana gelen semboller arası girişim, sinyal bileşenlerinde çok büyük bozulmaya yol açar. Frekans seçici sönümlenme durumunda, kanalın dürtü tepkisi birden çok sayıda bileşenden oluşur. Bu bileşenler maksimum aşırı gecikmeyi temsil eden gecikmeye yol açan bileşenlerdir. Frekans seçici sönümlü kanal, sinyal bileşeninin alıcıya en az 2 farklı yol kullanarak iletildiği, yani kanal dürtü tepkisinin en az 2 bileşenden oluştuğu durum olarak modellenebilir [7].



Şekil 2.5. Frekans seçici sönmleme etkisi

2.5.3. Hızlı sönmleme

Hızlı sönmleme, Eş. 2.6'da belirtildiği gibi, kanal değişim hızının artmasıyla, taşıyıcı frekansının değişmesiyle ya da sinyalin alıcıya ulaşma açısının değişmesi sonucu oluşan Doppler yayılımı etkisiyle ortaya çıkar [7]. Doppler yayılımı sonucu, önceki kısımlarda bahsedildiği gibi sinyal spektrumunda bir yayılma meydana getirir. Bu yayılma ne kadar büyük olursa sinyal o kadar hızlı sönmelenir. Hızlı sönmleme Eş. 2.19'da belirtildiği gibi Doppler yayılımını ifade eden B_d ifadesinin sinyal bant genişliğini ifade eden B_s 'den büyük olması ya da sinyal bileşeni süresi T_s 'nin, kanal uyumluluk süresi T_c 'den büyük olmasıyla gerçekleşir [11]. Hızlı sönmleme durumunda sinyalin frekans bileşenleri arasında büyük miktarda bozucu girişim meydana gelir. Doppler yayılımının artması kanalın uyumluluk süresinin azalması ile ortaya çıkar.

$$B_d \gg B_s; T_s \gg T_c \quad (2.19)$$

2.5.4. Yavaş sönmleme

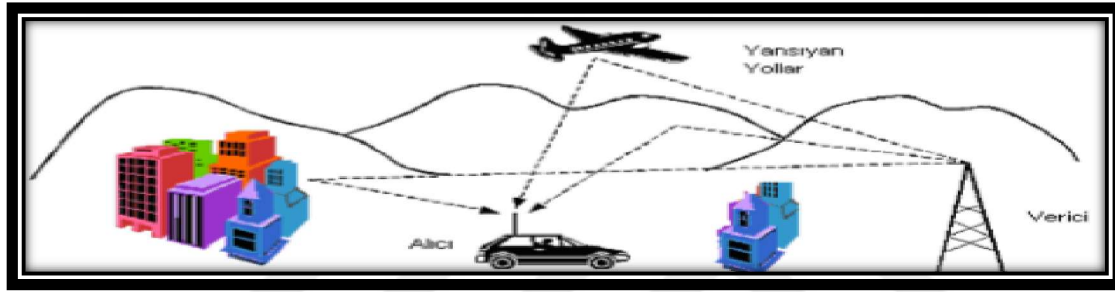
Kanalın zamanla değişmesi sonucu sinyal bileşenlerinde meydana gelen frekans yayılımı yani Doppler yayılımı, sinyal bileşeninin bant genişliğinden küçükse kanal yavaş sönmleme etkisi gösterir [11]. Ayrıca iletilmekte olan sinyal bileşeni süresi kanalın uyumluluk süresinden az ise sinyal yavaş sönmleme etkisine maruz kalır. Kanalın sinyal bileşenlerine gösterdiği tepkinin en az bir sinyal bileşeni süresi boyunca güçlü korelasyon ilişkisine sahip olduğu durumdur [7]. Sinyal, hızlı sönmleme durumuna göre daha az bir bozulmaya uğrar. Çünkü Yavaş sönmleme sonucu sinyalin frekans bileşenleri arasında hızlı sönmlemeye göre daha az bir girişim meydana gelir.

$$B_s \gg B_d; T_c \gg T_s \quad (2.20)$$

2.6. Kanal Dağılım Modelleri

2.6.1. Rayleigh sönümlü kanal

Rayleigh dağılım, Şekil 2.6'daki gibi alıcı ve verici arasında görüş hattı (Line of Sight-LOS) bulunmayan durumları modeller. Rayleigh dağılımı genel olarak düz sönümlemeli kanalları modeller [7].



Şekil 2.6. Çok yollu bir kanalda Rayleigh kanal modeli

Rayleigh sönümleme değişkeni Eş. 2.21'deki gibidir.

$$h(t) = h_i(t) + jh_\theta(t) = a(t)e^{j\theta t} \quad (2.21)$$

Yukarıdaki eşitlikte belirtilen genlik ve faz ifadeleri,

$$|a| = \sqrt{h_i^2 + h_\theta^2} \quad (2.22)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{h_\theta}{h_i}\right) \quad (2.23)$$

biçiminde belirtilir. Bu ifadelerde $h_i(t)$ ve $h_\theta(t)$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gaussian dağılımlı süreçlerdir [7]. $h(t)$ 'nin zarfı $a(t)$ Rayleigh dağılımına sahiptir, faz bileşeni $\theta(t)$, $[0-2\pi]$ aralığında düzgün dağılıma sahiptir. $h_i(t)$ ve $h_\theta(t)$ birbirinden bağımsız Gaussian dağılıma sahiptir. $h_i(t) = x$ ve $h_\theta(t) = y$ olarak belirlenirse,

$$p_{xy}(x, y) = p_x(x)p_y(y) \quad (2.24)$$

eşitliği incelenebilir. Burada $p_x(x)$ ve $p_y(y)$ kanal tepkisinin reel ve sanal bileşenlerinin dağılım fonksiyonlarıdır [7]. Bu eşitlikte kartezyen notasyonu $dx dy$ yerine, polar gösterimi temsil eden $r dr d\theta$ notasyonu kullanılır. Bu notasyonda r kanal etkisinin genliğini, θ ise faz gecikmesini temsil eder [7]. $re^{j\theta} = x + jy$ ve $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ olmak üzere,

$$p_x(x)p_y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} \quad (2.25)$$

eşitliğinden,

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.26)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikten,

$$p(r) = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} d\theta \quad (2.27)$$

eşitliği elde edilir. Eş. 2.27 daha da sadeleştirilirse

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.28)$$

eşitliği bulunur. Aynı şekilde Eş. 2.26'dan,

$$p(\theta) = \int_0^{\infty} \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr \quad (2.29)$$

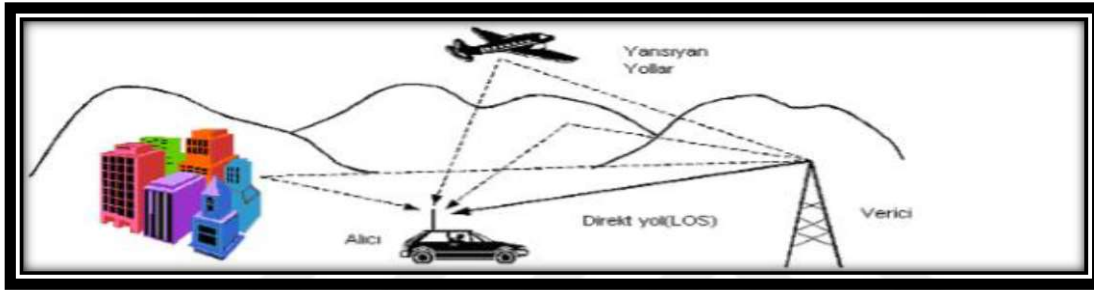
eşitliği bulunur. Bu eşitlikten

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.30)$$

elde edilir. Eş. 2.29'da genlik ifadesi r , $0 \leq r \leq \infty$, aralığında dağılıma sahip iken Eş. 2.30'da θ ifadesi $-\pi \leq \theta \leq \pi$, arasında dağılıma sahiptir [7].

2.6.2. Rician sönümlü kanal

Alıcı ve verici arasında yansıma, saçılma ve kırılma etkisine uğramadan Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, sadece AWGN'den etkilenen LOS bir baskın sinyal varsa, bu kanal modeli Rician kanal modeli olarak adlandırılır [12]. Rician sönümlü kanalda, baskın kanal herhangi bir şekilde sönümlenirse Rician kanalın Rayleigh kanal modelinden bir farkı kalmaz.



Şekil 2.7. Rician kanal modeli

Rician kanal modelinde sönümleme değişkeni,

$$h(t) = ae^{j\theta} + ve^{j\phi} \quad (2.31)$$

olarak verilir. Burada, $ae^{j\theta}$ Rayleigh kanal modelinde alıcı ile verici arasında doğrudan görüş açısı ile iletilmeyen bileşenlerdir, $ve^{j\phi}$ ise LOS, baskın bileşendir. Eş. 2.32'de $v > 0$ için v^2 direk görüş sinyalinin gücünü gösterir. Buradaki ϕ ve θ bileşenleri birbirinden bağımsızdır ve $[-\pi, \pi]$ arasında doğrusal dağılıma sahiptir [13]. Rician dağılımı matematiksel olarak,

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+v^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right) \quad (2.32)$$

Eş. 2.32'de belirtildiği gibidir. Burada I_0 bileşeni sıfırıncı dereceden Bessel fonksiyonunu belirtmektedir [12]. Rician dağılımda baskın bileşen ile diğer Rayleigh dağılıma sahip bileşenler arasında,

$$K = \frac{v^2}{2\sigma^2} \quad (2.33)$$

ilişkisi bulunur. Bu ifadede v^2 baskın bileşenin gücünü ifade ederken, $2\sigma^2$ Rayleigh bileşenlerin gücünü temsil eder [13]. Baskın bileşen $v^2 = \infty$ güce sahip olursa K çok büyük olur ve LOS olmayan yollardan kanal etkisine uğrayan sinyal bileşenlerinin etkisi küçük bir düzeye gelir. Ama $v^2 = 0$ olursa Rician dağılım Rayleigh dağılım haline gelir. LOS, baskın bileşen tamamen sönümlenir.

.

3. SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ, OFDM VE MIMO

3.1. Sayısal Modülasyon Teknikleri

Sayısal sinyalleri, haberleşme kanallarında uygun formlara dönüştürüp iletebilmek için sayısal modülasyon teknikleri kullanılır. Başka bir şekilde ifade etmek gerekirse, sayısal bilgiye göre analog taşıyıcının genlik, frekans, faz gibi karakteristik özelliklerinin değiştirilmesidir [8]. Bu tez çalışmasında sayısal modülasyon tekniği PSK kullanılacaktır. Taşıyıcının fazında değişiklik yapılarak bilginin iletildiği modülasyon tipidir [14].

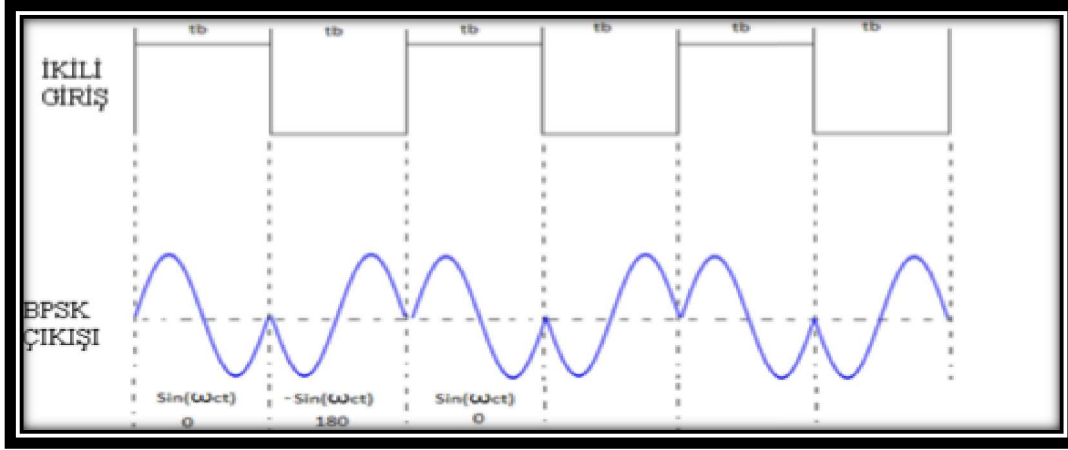


Şekil 3.1. Faz kaydırmalı anahtarlama

Şekil 3.1’de belirtilen taşıyıcı sabit genlikli sinüzoidal bir işarettir. İletilmekte olan bilgi 0 ve 1 sembolleriyle ifade edilir. İletilen sembol 0 ise taşıyıcının fazında herhangi bir değişiklik meydana gelmezken, iletilen sembol 1 olduğu zaman, taşıyıcı fazında 180 derecelik faz farkı meydana gelir. Bu faz kaydırmalı kipleme, BPSK olarak adlandırılır [7].

3.1.1. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying-BPSK)

Faz kaydırmalı anahtarlamanın en basit formu olan BPSK’ de, tek bir taşıyıcı frekansında iki farklı çıkış fazı vardır [15]. Çıkış fazlarından birisi 1 sembolünü, diğeri ise 0 sembolünü temsil eder. Sayısal giriş sinyali değiştiğinde, çıkış taşıyıcısının fazı, 180°’lik bir faz değişikliğine uğrar. 0 sembolü için taşıyıcı olarak $\sin(wt)$ kullanıldıysa 1 sembolü için taşıyıcı olarak $\sin(wt + 180)$ tercih edilir [7].



Şekil 3.2. BPSK modülasyon

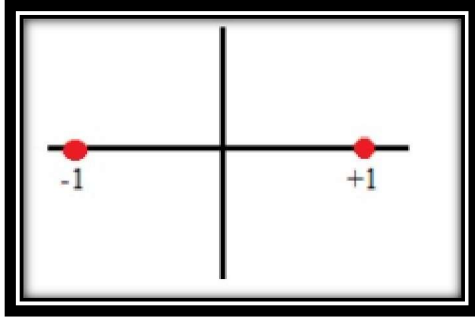
BPSK modülasyonda üretilen semboller $i = 0$ ve 1 için, b_s bilgi sinyali olmak üzere,

$$b_s = \cos(2\omega t + 2\pi i/2) \quad (3.1)$$

eşitliği ile elde edilir. $i=0$ ve 1 için BPSK çıkışı $\cos(2\omega t + 0)$ ya da $\cos(2\omega t + \pi)$ olarak elde edilir. BPSK'de semboller 1 bitten oluşur. Tek bitten (1 veya 0) oluşan sembollere göre yani 1 ve 0'lar arasında Şekil 3.2'de belirtildiği gibi 180° lik faz farkı bulunan taşıyıcılar kullanılır [16]. BPSK için genel matematiksel formül $i = 0$ ve 1 için,

$$\sqrt{(2E_s/T)} (\cos(2\pi f t 2\pi i/2)) \quad (3.2)$$

olarak ifade edilir. BPSK'de tek bir bitten oluşan sembollere göre taşıyıcı kiplenir. Bu nedenle $i=0$ iken 0 biti, $i=1$ iken 1 biti yıldız küme diyagramında konumlandırılır. $\sqrt{(2E_s/T)}$ her bir sembolün genliğini ifade eden sembol gücüdür. Burada T sembol periyodunu belirtmekten, $\sqrt{E_s}$ sembol enerjisini ifade etmektedir [14]. Bu eşitliğe göre BPSK yıldız küme diyagramında 0 sembolü 1, 1 sembolü ise -1 olarak konumlandırılır [7]. Şekil 3.3 BPSK yıldız küme diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.3. BPSK yıldız küme diyagramı

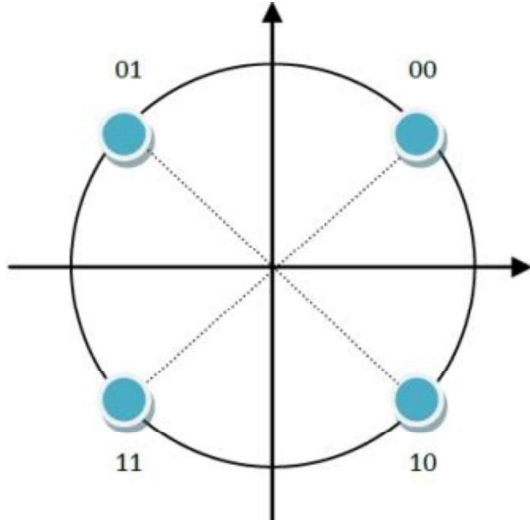
BPSK modülasyon ile elde edilen semboller Çizelge 2.1 ile de incelenebilir.

Çizelge 2.1 BPSK yıldız haritası tablo gösterimi

Sembol	Bit	Matematiksel İfade	Taşıyıcı Sinyali	Reel Bileşen	İmajiner Bileşen
S1	0	0		1	0
S2	1	$\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \pi)$		0	

3.1.2. Dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama

QPSK için 4-PSK de denilir. QPSK iki bitlik sembollerden oluşur. Her bir sembol 1 veya 0'lardan oluşmak üzere $M^2 = 2^2$ 'den 4 adet sembol (00 01 11 10) bulunur [17]. Bu nedenle yıldız küme diyagramında aralarında $\pi/2$ kadar faz farkı bulunan 4 sembol bulunur [15]. Gray kodlaması yapılarak yıldız haritası oluşturulduğunda QPSK için Şekil 3.4' deki gibi bir yıldız küme diyagramı ortaya çıkar [7].



Şekil 3.4. QPSK yıldız küme diyagramı

QPSK modülasyonunda gray kodlamaya göre yıldız küme diyagramında sırasıyla (00 01 11 10) $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ ve $7\pi/4$ 'lük faz değerlerine sahip semboller bulunur. Bu fazlarda iletilen sinyal işaretinin fazında sembol ile ilgili bilgi taşınır [14]. BPSK'da semboller arası faz farkı π kadardır. Fakat QPSK'da bu uzaklık $\pi/2$ 'ye düşer. Fazda $\pi/2$ 'lik kayma yaratacak etkiler BPSK'yı etkilemezken QPSK'yı etkiler ve hataya neden olur. Bu durum bize QPSK'nin BPSK'ya göre herhangi bir gürültüye maruz kaldığı zaman daha yüksek hata olasılığına sahip olduğunu gösterir [7]. QPSK modülasyonu için genel formül, $i = 0, 1, 2, 3$ için,

$$\sqrt{(2E_s/T)} \cos(2\pi f t + 2\pi i/4 + \pi/4) \quad (3.3)$$

olarak ifade edilir. Bu ifadeye göre $i=0$ olduğunda 00, $i=1$ olduğunda 01, $i=2$ olduğunda 11, $i=3$ olduğunda ise 10 sembolü üretilir. Bunu daha iyi anlayabilmek için,

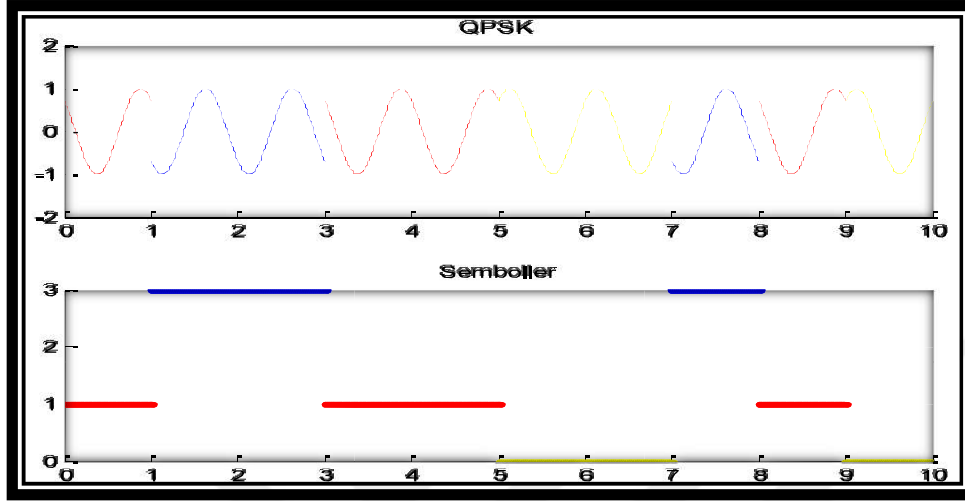
$$\cos(A + B) = \cos(A)\cos(B) - \sin(A)\sin(B) \quad (3.4)$$

eşitliğinin yardımıyla QPSK modülasyonu ifade eden eşitlik,

$$\sqrt{(2E_s/T)} \left(\left(\cos(2\pi f t) \cos(2\pi i/4) - \sin(2\pi f t) \sin(2\pi i/4) \right) \right) \quad (3.5)$$

biçiminde olur. Burada sinyalin reel kısmı, $\sqrt{(2E_s/T)}(\cos(2\pi f t))$, sanal kısmı ise,

$\sqrt{(2E_s/T)}(\sin(2\pi f t))$ olarak ifade edilir [7]. Bu iki ifade de semboller arasında $\pi/2$ kadar faz farkı bulunur. 00 ve 11 sembollerinin her iki biti de birbirinden farklıdır ve yıldız küme diyagramından da görülebileceği gibi aralarında 180° lik faz farkı bulunur [7].



Şekil 3.5. QPSK Matlab simülasyonu (00-0,01-1,11-2,10-3 olarak atanmıştır)

Şekil 3.5’de QPSK modülasyona uğramış sinyaller Matlab araçları ile görsel hale getirilmiştir. Burada 00 sembolü 0, 01 sembolü 1 ile, 11 sembolü 2 ile, 10 sembolü 3 ile temsil edilmektedir [7]. Bu semboller Çizelge 2.2 ile de incelenebilir.

Çizelge 2.2 QPSK yıldız haritası tablo gösterimi

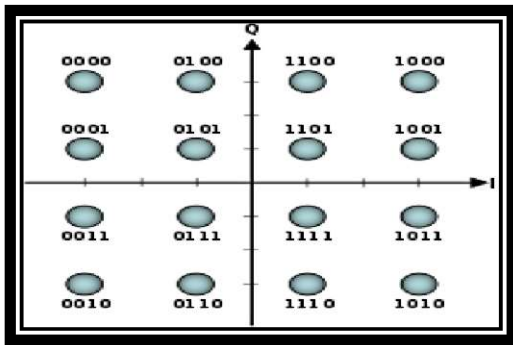
Sembol	Bit	Matematiksel İfade	Taşıyıcı Sinyali	Reel Bileşen	İmajiner Bileşen
S1	00	$\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4})$		1	1
S2	01	$\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4})$		-1	1
S3	11	$\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4})$		-1	-1
S4	10	$\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{7\pi}{4})$		1	-1

3.1.3. Karesel genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation - QAM)

Karesel Genlik Modülasyonu (Quadrature amplitude modulation - QAM), hem faz kaydırmalı modülasyonunun hem de genlik modülasyonunun kullanıldığı bir modülasyon tipidir. Faz kaydırmalı modülasyonda sadece faz değişimine göre semboller üretilir. Faz kaydırmalı modülasyonda semboller aynı sembol enerjisine sahiptir. Faz kaydırmalı modülasyonda sinyallerin yıldız küme diyagramlarında noktaları birleştirirsek bir çember meydana gelir. QAM' de iletilen sinyalde faz değişikliği yapılırken genlik değişikliği de yapılır [14]. QAM' de bazı semboller eksenlere daha yakın bir şekilde yerleştirilebilir ve enerjiden kazanç sağlanır. Böylece daha küçük genliklere sahip semboller elde edilebilir [7]. QAM modülasyon ile daha az enerji ile daha çok sembol üretilebilir. QAM matematiksel olarak Eş. 3.6'da belirtildiği gibi ifade edilir. Burada i farklı sembolleri simgelemek üzere, her biri farklı genlik ve faza sahip sinüs ve kosinüs taşıyıcılarından oluşan semboller elde edilir [14].

$$s(t) = ((\cos(\theta_i t)\cos(2\pi ft) - \sin(\theta_i t)\sin(2\pi ft)) \quad (3.6)$$

Bu matematiksel ifade faz kaydırmalı modülasyon çeşitlerindeki matematiksel ifadeye benzerdir. Şekil 3.6 'da bir QAM modülasyon çeşidi olan 16-QAM'in yıldız küme diyagramı gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi semboller hem genlik, hem de faz değişimi ile yıldız küme diyagramında konumlanmıştır.



Şekil 3.6. 16-QAM yıldız küme diyagramı

3.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

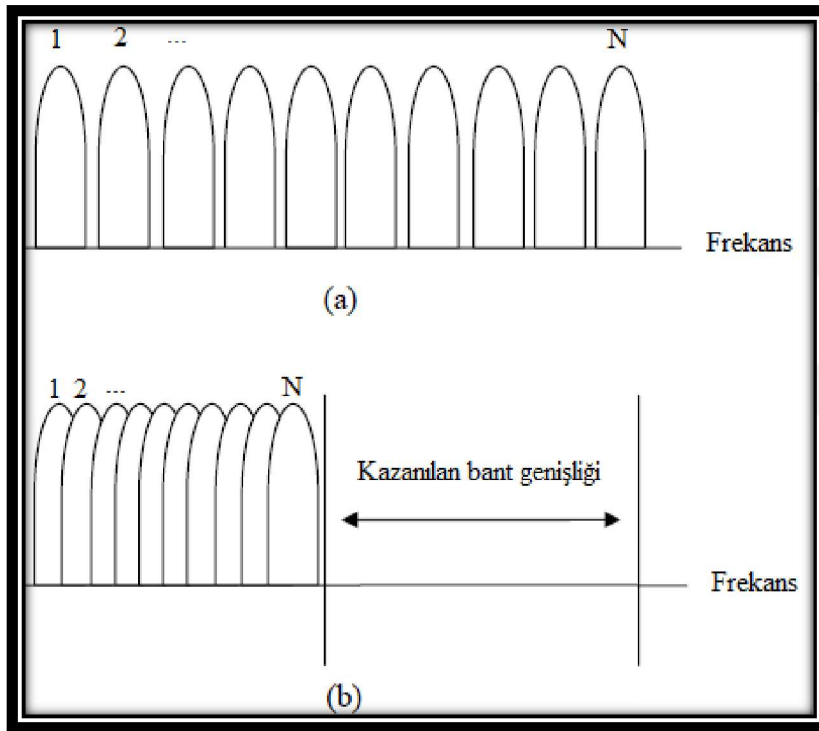
Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), hızlı ve büyük bir bant genişliğine sahip tek bir taşıyıcı yerine daha küçük bant genişliğine sahip olan daha yavaş, çok sayıda alt taşıyıcılar kullanarak sinyal bilgilerinin kanalda iletilmesini sağlayan bir yöntemdir [1]. OFDM çok taşıyıcılı bir modülasyon şeklidir. Sayısal televizyon ve ses yayını, Sayısal Abone Hattı (Digital Subscriber Line – DSL) internet erişimi, kablosuz ağlar, güç hattı ağları ve 4G mobil iletişim gibi uygulamalarda kullanılan geniş bant sayısal iletişimde çok tercih edilen bir yöntemdir [17]. OFDM'nin her biri düşük hızlı bit verileri taşıyan çok sayıda düşük hızlara sahip alt taşıyıcılar kullanması, parazit ve çok yollu gecikme etkisine karşı etkilidir.

Kavramsal olarak OFDM, bir iletişim kanalı içindeki tüm alt taşıyıcı sinyallerin birbirine dik olması kısıtlamasıyla özel bir Frekans Bölmeli Çoğullama (Frequency Division Multiplexing - FDM) yöntemidir [18].

OFDM, kablosuz haberleşme için ideal bir yöntemdir. Bu nedenle OFDM'in kullanımı son yıllarda çok fazla ön plana çıkmıştır. OFDM teknolojisi kavramı ilk olarak 1960'larda ve 1970'lerde yakın mesafeli kanallar arasındaki paraziti azaltma yöntemlerine yönelik araştırmalar sırasında ortaya çıktı [2]. Parazit ve çok yollu yayılma koşullarında hatasız veri aktarımı sağlamak için gerekli olan bant genişliği avantajı konusunda OFDM ve FDM büyük yarar sağladı. Başlangıçta OFDM kullanımı büyük seviyelerde işlem gerektirdi ve genel kullanım için uygun değildi. OFDM'i benimseyen ilk sistemlerden bazıları sayısal yayıncılık kapsamındaydı. Burada OFDM, çeşitli sinyal yolu koşulları üzerinde oldukça güvenilir bir veri aktarımı biçimi sağlayabildi. OFDM sistemlerinde, 2009'dan itibaren kullanılmaya başlanan 4G mobil iletişim sistemleri ile beraber OFDM' in işleme gücü, artan entegrasyon seviyelerinin bir sonucu olarak artmıştır.

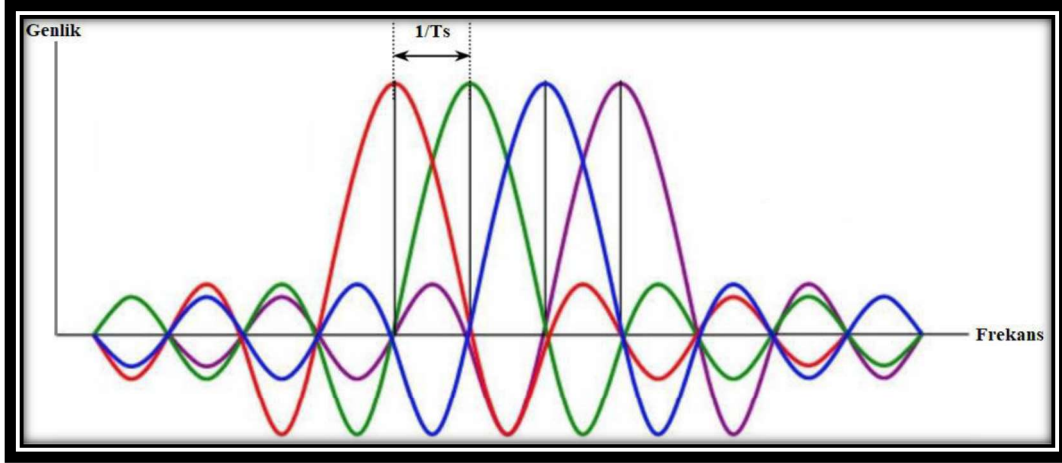
OFDM, çok taşıyıcılı bir modülasyon şeklidir [19]. Bir OFDM sinyali, çok yakın aralıklı modüle edilmiş taşıyıcılardan oluşur. Bir taşıyıcıya herhangi bir formun ses, veri vb. modülasyonu uygulandığında, yan bantlar her iki tarafa da yayılır. Bir alıcının verileri başarılı bir şekilde demodüle edebilmesi için tüm sinyali alabilmesi gerekir. Sinyaller birbirlerine yakın olarak iletildiklerinde, aralarında bir koruma bandı bulunacak şekilde aralıklandırılmalıdır. Bu şekilde alıcı bir filtre kullanarak sinyal ayrılabilir. FDM'de

sinyaller arası girişim bu şekilde engellenebilir. OFDM’de ise her taşıyıcıdan gelen yan bantlar üst üste gelmesine rağmen, birbirlerine dik oldukları için kanal etkisi sonucu iletilen sinyal bileşenlerinde girişim olması engellenir [20]. OFDM, Şekil 3.7’de belirtildiği gibi, FDM’e göre bant genişliği avantajı sağlar. Bu avantaj OFDM’de taşıyıcıların birbirinin harmoniği olması ile kazanılır. Bu harmoniklik ile taşıyıcılar arası girişimin meydana gelmesi ve birbirini sönmülmesi engellenir [20]. Harmoniklik sayesinde sağlanan diklik özelliği ile bir taşıyıcının maksimum genlik değerine ulaştığı noktada diğer taşıyıcıların genlik değeri 0 olur ve taşıyıcıların birbirini sönmülmesi engellenir.



Şekil 3.7. OFDM’in FDM’e göre bandgenişliği avantajı

OFDM' nin nasıl çalıştığını anlamak için alıcıyı incelemek gerekir. Alıcı, her taşıyıcıyı Doğru Akıma (Direct Current-DC) çeviren bir demodülatör bankası görevi görür. Ortaya çıkan sinyal, taşıyıcıdan gelen verileri yeniden oluşturmak için sembol periyodu boyunca entegre edilir. Aynı demodülatör diğer taşıyıcıları da demodüle eder.



Şekil 3.8. OFDM'de alt taşıyıcıların dikliği

OFDM'de verici ve alıcı sistemleri doğrusal olmalıdır. Herhangi bir doğrusal olmama durumu, modülasyonlar arası bozulmanın bir sonucu olarak taşıyıcılar arasında parazite neden olur. Bu durum Şekil 3.8'de belirtilen işaretlerin dikliğini bozacak istenmeyen taşıyıcılar arası girişime neden olur [21]. Kullanılacak ekipman açısından, OFDM gibi çok taşıyıcılı sistemlerin yüksek tepe/ortalama oranı, ortalama güç çok daha düşükken zirveleri işleyebilmek açısından vericinin çıkışındaki Radyo Frekansı (Radio Frequency - RF) nihai yükseltece ihtiyaç duyar.

Bir radyo kanalı üzerinden veri göndermek için kullanılan geleneksel format, verinin seri olarak, birbiri ardına ardışık semboller olarak gönderilmesidir. Bu iletim şekli, tek bir hızlı taşıyıcı ile bir kanaldan iletme dayanır ve bu tek frekansa iletim ortamı tarafından yapılan herhangi bir müdahale, tüm iletimi bozabilir. OFDM hızlı olan tek bir taşıyıcı ile iletim yerine verilerin daha yavaş olan alt taşıyıcılara bölünerek iletilmesi prensibini benimser [2]. İletilmek istenen veri, genel OFDM sinyali içinde çeşitli taşıyıcılarla paralel olarak iletilir. Seri olarak iletilen toplam verinin paralel "alt akışa" bölünmesi sonucu, paralel verilerin toplam hızı bölünen seri verinin hızına eşittir [20]. Ancak alt akışların her birinin hızı çok daha düşüktür ve semboller zaman içinde birbirinden daha fazla aralıklıdır. Bu, semboller arasındaki paraziti/girişimi azaltır ve aynı verimi korurken her bir sembolü doğru bir şekilde almayı kolaylaştırır. Her akıştaki düşük veri hızı, yansımalarından kaynaklanan parazitin çok daha az kritik olduğu anlamına gelir. Bu, sisteme bir koruma bandı süresi veya koruma aralığı eklenerek elde edilir. Koruma aralığı, verilerin yalnızca sinyal kararlı olduğunda ve sinyalin genliğini ve fazını değiştirecek hiçbir gecikmeli sinyal gelmeden örneklenmesini sağlar. Böylece iletilen sinyal alıcıda, düşük bir veri hızı alt-akışı içinde çok daha etkili bir

şekilde elde edilebilir [2]. Verilerin OFDM sinyalindeki çok sayıda taşıyıcıya dağıtılmasının başka avantajları da vardır. Çok yollu gecikme etkisinin neden olduğu sönümleme etkisi, OFDM ile yalnızca az sayıda taşıyıcıyı etkiler, kalanlar doğru şekilde alınır. İletilen sinyale daha fazla veri ekleyerek koruma bandı oluşturmak anlamına gelen hata kodlama tekniklerini kullanarak, bozuk verilerin çoğunun veya tamamının alıcı içinde yeniden oluşturulmasını sağlar.

3.2.1. OFDM'nin temel özellikleri

OFDM, geleneksel FDM'e göre aşağıdaki maddelerdeki farklılıkları içerir.

- Birden fazla harmonik alt taşıyıcı veriyi taşır.
- Alt taşıyıcılar birbirine diktir.
- Kanal gecikme yayılımını ve semboller arası girişimi en aza indirmek için her sembole döngüsel önek olarak da adlandıracağımız koruma aralığı eklenir [19].

3.2.2. OFDM avantajları ve dezavantajları

OFDM sağladığı avantajlar nedeniyle birçok yüksek veri hızına sahip kablosuz sistemde kullanılır.

OFDM'in avantajları

Frekans seçici sönümlemeye karşı bağışıklık

OFDM'nin ana avantajlarından biri, verinin birçok alt taşıyıcıya bölünmesi ile frekans seçici sönümlemeli kanal karşısında tek taşıyıcılı sistemlere göre daha dirençli olmasıdır. Çünkü iletilen sinyalin bant genişliğini birçok alt taşıyıcı aracılığıyla küçülterek sinyal işaretlerinin frekans seçici kanal etkisi gösteren bir kanaldan, düz sönümleme etkisi görmesi sağlanır.

Parazite karşı dayanıklılık

Bir kanalda görünen parazit, belirli bir aralıktaki bant genişliği sınırlaması kaynaklı olabilir ve bu şekilde tüm alt taşıyıcıları etkilemez. Bu, tüm verilerin bozulmasını engeller.

Spektrum verimliliği

Yakın aralıklı üst üste binen alt taşıyıcılar kullanılması, önemli bir OFDM avantajı olarak, mevcut spektrumun verimli kullanılmasını sağlar [22].

ISI'ya karşı direnç

OFDM'nin bir diğer avantajı, semboller arası ve çerçeveler arası etkileşime karşı çok dirençli olmasıdır. Bu, her bir alt taşıyıcıdaki düşük veri hızından kaynaklanır [20].

Dar bant etkilerine dayanıklı: Yeterli kanal kodlaması ve serpiştirme kullanılarak, kanalın frekans seçiciliği ve dar bant paraziti nedeniyle kaybedilen semboller kurtarmak mümkündür. Tüm veriler kaybolmaz [22].

Daha basit kanal eşitleme

Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) sistemleriyle ilgili sorunlardan biri, tüm kanal boyunca uygulanması gereken kanal eşitlemesinin karmaşıklığıdır. OFDM'in bir avantajı, çoklu alt kanalların kullanılmasıyla kanal eşitlemesinin çok daha basit hale gelmesidir.

OFDM yaygın olarak kullanılmasına rağmen, kullanımı konusunda hala ele alınması gereken dezavantajları da vardır.

OFDM'in dezavantajları

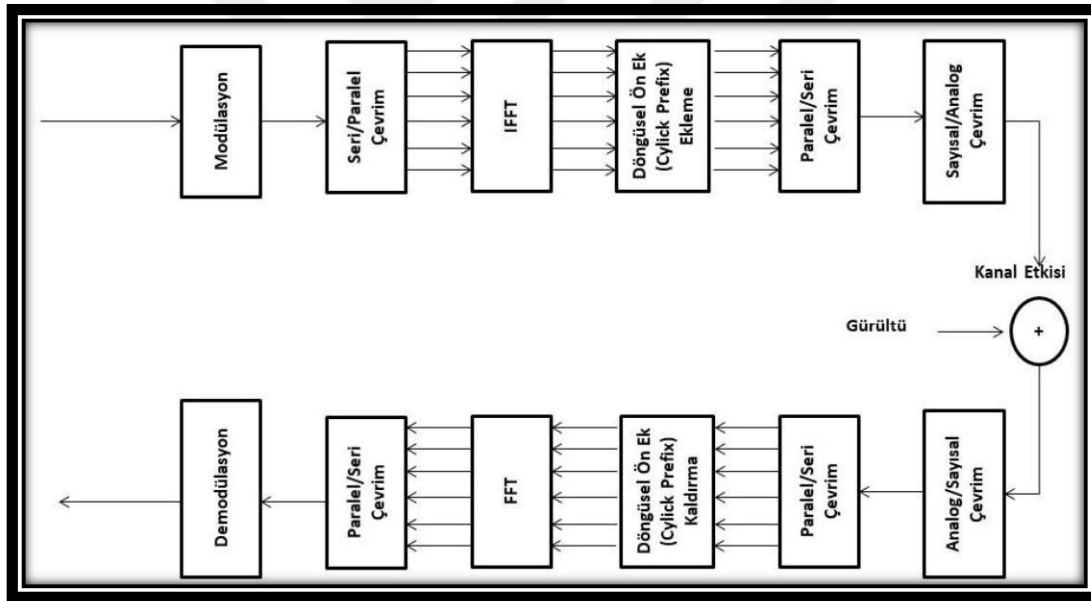
Yüksek tepe / ortalama güç oranı

Bir OFDM sinyali, genlik değişimi gibi bir gürültüye sahiptir ve nispeten yüksek bir geniş dinamik aralığa veya tepe-ortalama güç oranına sahiptir. Bu, yükselteçlerin doğrusal olması ve büyük genlik değişimlerini barındırması gerektiğinden RF yükselteç verimliliğini etkiler

ve bu faktörler yükselteçlerin yüksek bir verimlilik seviyesiyle çalışamayacağı anlamına gelir [22].

3.2.3. OFDM modülasyon aşamaları

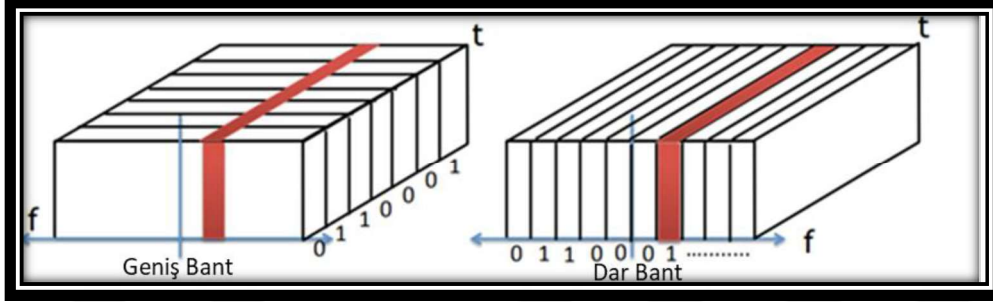
OFDM, yukarıdaki bölümlerde de belirtildiği gibi, bitlerle ifade edilen sinyal sembollerinin tek bir hızlı taşıyıcı ile iletilmesi yerine, verinin daha yavaş olan çok sayıda alt taşıyıcıya bölünerek iletilmesi yöntemidir. Kısaca çok taşıyıcılı bir sinyal iletim tekniğidir. Sinyal alt taşıyıcılara bölünerek bir bant genişliği verimliliği yakalar. Alt taşıyıcılar yöntemiyle sistem, kanal etkisinin bozucu etkisini azaltarak, (frekans seçici kanal etkisi yerine düz sönümlü kanal etkisiyle uğraşmak) tek bir eşitleyici yardımıyla sinyalin kanal etkisinden kurtulması sağlanır [20]. Şekil 3.9’da OFDM yönteminin aşamaları gösterilmektedir.



Şekil 3.9. OFDM diyagramı

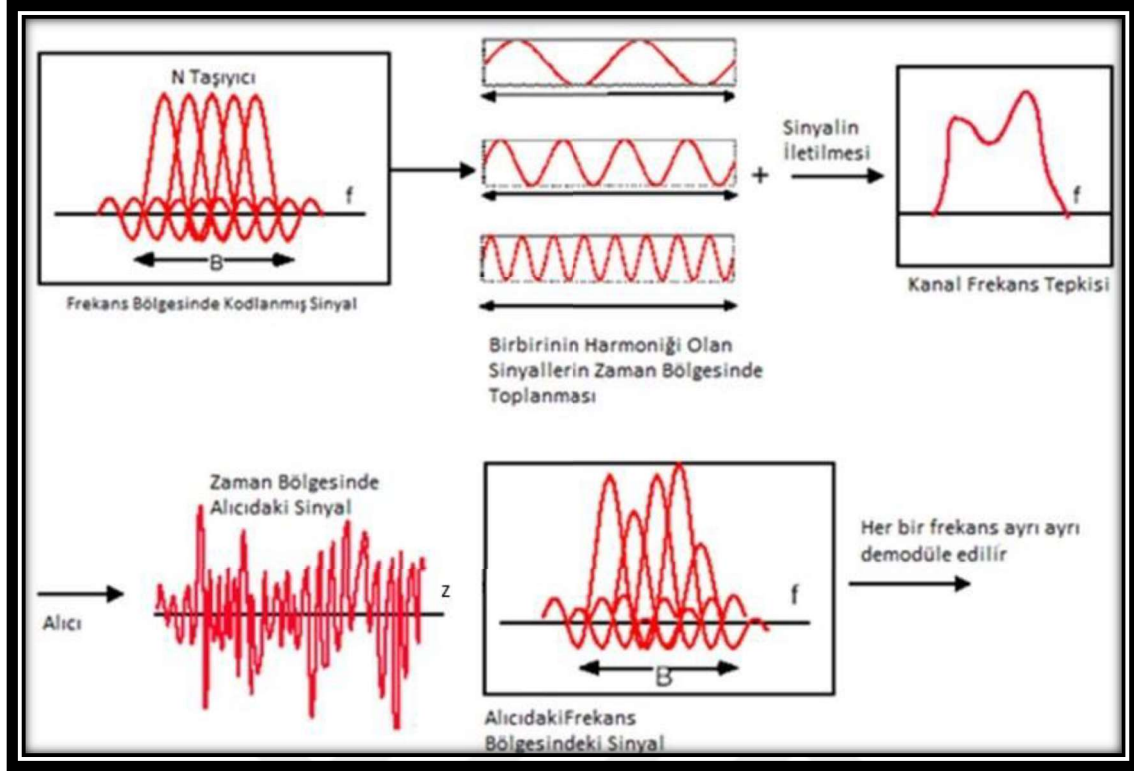
OFDM bant genişliği verimliliğini daha fazla arttırabilmek için taşıyıcıların birbirine dik olmasından yardım alır. Alt taşıyıcıların birbirinin harmonik frekansları olması nedeniyle taşıyıcılar, bir girişim meydana gelmeyecek şekilde üstüste gelir. Harmonik taşıyıcıların üstüste geldiği noktalarda, alt taşıyıcılardan birisinin genliği maksimum iken diğer taşıyıcıların genliği 0'dır. Böylece taşıyıcıları üst üste gelmesine rağmen sinyal genliğinde herhangi bir sönümlenme olmaz [20].

Şekil 3.10’da belirtildiği gibi seri olarak üretilen bir sinyal dizisi birbirine paralel olan ve eşit uzunlukta sembol süresine sahip olan paralel sinyal dizilerine bölünür. Böylece geniş bantta iletilen bir sinyal paralel ve daha dar banda sahip birçok sinyal dizisine bölünerek birçok alt taşıyıcı vasıtasıyla iletilebilir.



Şekil 3.10. Sinyal dizisinin seriden paralele dönüştürülmesi

Şekilde seri olarak iletilen geniş bant bir sinyal dizisinin birbirine paralel olan birçok sinyal dizisine bölünmesi gösterilmiştir. Bu şekilde sinyal bant genişliği avantajı kazanarak korelasyonu daha yüksek olan bir sönümlü kanal etkisiyle karşılaşabilir. Bilindiği gibi iletilen sembol dizisinin bant genişliğinin kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçük olması durumunda kanal düz sönümlemeli kanal etkisi gösterir [20]. Düz sönümlemeli kanal etkisi iletilen sinyal dizisinin sembol süresinin kanalın çok yollu gecikme süresinden büyük olduğu durumdur. Bu durumda kanal gecikmesinden kaynaklı semboller arası girişimin meydana getirdiği bozucu etki daha kolay düzeltilebilir bir seviyededir.



Şekil 3.11. OFDM modüleli sinyallerde kanal etkisi sonucu girişim etkisi

Şekil 3.11’de OFDM modüleli sinyallere kanal etkisi sonucu, alıcısındaki sinyallerin zaman ve frekans bölgesindeki değişimi gösterilmektedir. Şekilden de anlaşılacağı gibi kanal etkisi sonucu sinyal işaretlerinde girişim etkisi meydana gelir. Bu girişim etkisi ile sinyal bileşenlerindeki genlik ve faz kayması sonucu sönümlenme meydana gelir. OFDM bant genişliği avantajı ve sembol süresi avantajı (döngüsel önek aracılığıyla) sağlayarak bu etkinin azaltılmasını sağlar [23]. Var olan kanal etkisini iyice ortadan kaldırmak için alt taşıyıcı sayısı artırılarak bant genişliği daha fazla küçültülebileceği gibi döngüsel önek süresi artırılarak OFDM’in sağladığı diklik korunabilir. OFDM’in alt taşıyıcılar aracılığıyla sağladığı harmoniklik Ters Fourier dönüşümü ile sağlanan bir avantajdır. Şekilde belirtildiği gibi birbirinin harmoniği olan sinüzoidal sinyaller toplanarak, sinyal zaman bölgesinde iletilebilir.

3.2.4. OFDM’de IFFT

Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast-Fourier Transform - FFT) bir dalga formunu sinüs ve kosinüs fonksiyonlarının bir kombinasyonu olarak ifade etmek üzere yapılan matematiksel işleme verilen isimdir. Neredeyse her şey (zamana bağlı bir fonksiyon ya da sinyal, elektromanyetik

dalgalar, ses dalgaları, hisse senetlerinin fiyat değişimi vb gibi) bir dalga formu şeklinde tanımlanabilir. Fourier Dönüşümü bu formlarla işlem ve değerlendirme yapmak üzere kullandığımız oldukça güçlü bir araçtır [24]. Fourier dönüşümü,

$$X(k) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{jkw_0 t} \quad (3.7)$$

eşitliğiyle ifade edilir. Burada a_k Fourier serisi katsayılarını temsil etmektedir. FFT zaman bölgesindeki sinyallerin frekans bölgesinde ifade edilmesini sağlar. Eş. 3.8’de belirtilen IFFT ise sinyallerimizi frekans bölgesinden zaman bölgesine geçirirken kullandığımız bir işlemdir [24].

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.8)$$

Robert W.Chang, 1966’da OFDM tekniğini gösteren ilk kişi oldu. Chang 1970 yılında OFDM’in ABD’de patentini aldı. Chang, veri akışının doğrusal ve bant sınırlı kanalda semboller ve taşıyıcılar arası girişim olmadan nasıl olacağını gösterdi [1]. O yıllarda OFDM’in uygulamaya dökülmesi kolay bir işlem değildi. Paralel modülasyon ve demodülasyon işleminin uygulanması için çok sayıda osilatöre ihtiyaç duyulmaktaydı. Bu zorluk 1971 yılında Weinstein ve Ebert’in Kesikli Fourier Transform temelli modülasyon ve demodülasyon işlemini kullanmasıyla aşılmıştır [2]. Bu şekilde OFDM entegre devrelere daha kolay uygulanmaya ve daha ucuz bir yöntem olmaya başlamıştır. Sinyalin zaman bölgesinden frekans bölgesine taşınması ihtiyacı OFDM uygulamasında Fourier dönüşümünü gerekli kıldı. Ayrıca OFDM’de modüle edilmiş ve demodüle edilmiş sinyallerin birbirine dik olması Fourier dönüşümü sayesinde sağlanmış oldu.

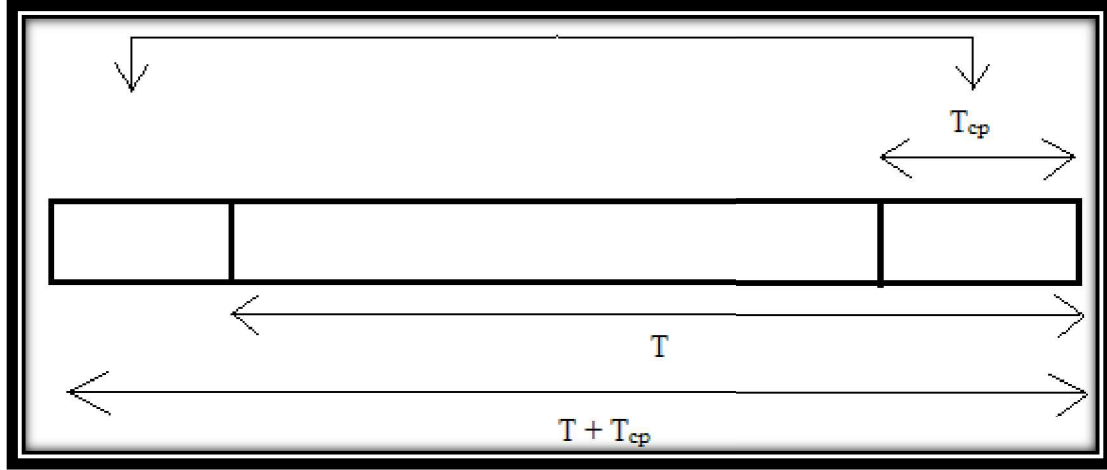
OFDM’de alt taşıyıcı frekanslarının eşit aralıklı olması ve birbiri ile girişime uğramayacak şekilde toplanması ile alt taşıyıcıların birbirine dik olması sağlanır. Bu diklik sayesinde taşıyıcıların birbirinin üstüne binmesi engellenir ve sinyal genliğinde meydana gelecek olan sönümlenme etkisinin azaltılması sağlanır. OFDM’de alt taşıyıcıların birbirine dik olması durumu, seriden paralele çevrilmiş sinyalin Eş. 3.8’de belirtildiği gibi IFFT ve FFT sayesinde birbirinin tam katı taşıyıcılarla iletilmesi ile sağlanır. Bu diklik sayesinde Şekil 3.8’de belirtilen, taşıyıcı hızı ve sembol süresi birbirine eşit olan ve birbiri ile girişime uğramayan taşıyıcılar elde edilir.

3.2.5. OFDM’de döngüsel önek

OFDM’de dahil olmak üzere FDM şemalarında kullanılan döngüsel önek, ISI üstesinden gelmek için birbirini takip eden semboller arasında bir koruma bandı görevi görür. Döngüsel önek kullanımı, OFDM sinyalinin güvenilir bir şekilde çalışmasını sağlayan önemli bir unsurdur. Döngüsel önek OFDM sinyallerini semboller arası parazitlerden korumak için bir tampon bölge veya koruma aralığı olarak işlev görür. OFDM döngüsel önekinin temel işlevi oldukça basittir. Döngüsel önek iki ana işlevi yerine getirir. Semboller arası etkileşim sonucu ortaya çıkan ISI etkisini azaltmak için bir koruma aralığı sağlar. İletilen bir sembolün son kısmı kopyalanarak, sembolün başına eklenir. Böylece bir frekans seçici çok yollu kanalın doğrusal evrişimi, dairesel evrişim olarak modellenebilir. Bu şekilde ayrı bir Fourier dönüşümü ile frekans bölgesine geçiş sağlanır. Döngüsel önek, her OFDM sembolünde, sembolün son kısmının kopyalanarak sembolün başına eklenmesiyle oluşturulur. Çeşitli sistemlerde farklı OFDM döngüsel önek uzunlukları mevcuttur. OFDM tekniğinde yüksek hızlı taşıyıcı ile iletilen bir sinyal dizisinin, daha düşük hızlarda olan birden çok düşük hızlı alt taşıyıcıya bölünmesiyle iletilen sinyal işaretlerinin bant genişliği ilk veriye oranla daha küçük olur [2]. Bu şekilde, frekans seçici sönmülemeli kanal etkisi gösteren bir iletim ortamında iletilen sinyal işaretinin, kanalın uyumluluk bant genişliğinin daha yüksek ilintiye sahip olduğu bir ortamdan iletilmesi sağlanır. Kanalın frekans seçici sönmüleme etkisinden daha az etkilenmesi sağlanır. Kanalın gecikme yayılımından dolayı oluşan ISI etkisi en aza indirilir. B sembol hızına sahip bir sinyal N adet alt taşıyıcı tarafından taşınırken, alt taşıyıcıların sembol hızları B/N olur. Farklı bir şekilde belirtilirse alt taşıyıcıların sembol süreleri N kat büyük olur [20].

$$T = N \cdot T_s \quad (3.9)$$

Eş. 3.9’da alt taşıyıcının sembol süresi T olarak ifade edilirken, T_s tek taşıyıcılı sembol süresini ifade eder [20]. ISI etkisini tamamen ortadan kaldırabilmek için OFDM sistemlerinde döngüsel önek belirtildiği gibi etkili bir yöntemdir. Döngüsel önek, Şekil 3.12’de gösterildiği gibi her bir veri dizisinin sondan belirli bir uzunluğunun (T_{cp}) kopyalanıp veri dizisinin başına eklenmesidir. Verici tarafta eklenen önek, alıcı tarafta kaldırılır. Döngüsel önek uzunluğunun, kanalın gecikme yayılımından etkilenecek veri uzunluğundan daha büyük olması, ISI etkisinin ortadan kaldırılmasına ya da etkisinin azaltılmasına yardım eder [20].



Şekil 3.12. OFDM işleminde önek eklenmesi

OFDM işleminde döngüsel önek kullanılmasıyla birlikte sinyal süresinin kanalın gecikme yayılımı süresine karşı dayanıklı olması sağlanır. Bu dayanıklılık, sinyal işareti süresini arttırarak maksimum aşırı gecikmenin etkisini azaltır ve alt taşıyıcılar arasındaki dikliğin korunmasını sağlayıp girişim etkisinin azaltılmasını sağlar. Alt taşıyıcılar ve döngüsel önek ile iletilmekte olan sinyalin bant genişliği, kanalın uyumluluk bant genişliğinden daha küçük bir hale getirilir ve sinyalin frekans seçici kanal etkisinden kurtularak düz sönümlenmeli kanal etkisine maruz kalması sağlanır. Düz sönümlemeli kanal etkisi Bölüm 2’de bahsedildiği gibi kanalın korelasyonu yüksek olan bir etki gösterdiği durumdur. Düz sönümleme etkisi ile bozulmaya uğramış bir sinyal bileşeni, alıcıda frekans seçici sönümleme etkisi ile bozulmuş bir sinyal bileşenine göre daha kolay bir şekilde düzeltilebilir.

3.3. İletim Çeşitlemesi

İletim çeşitlemesi, iletilmekte olan sembollerin istatistiki olarak birbirinden bağımsız ve birden fazla kopyasının elde edilmesi için kullanılan bir yöntemdir. Bu çeşitleme teknikleri Zaman Çeşitlemesi, Frekans Çeşitlemesi ve Uzaysal Çeşitleme olarak ayrılır [3]. Çok yollu sönümlü kanal etkisi sonucunda iletilmekte olan işaretler alıcıda çok fazla bozulmaya uğramış olarak elde edilir. Aynı bilgiyi taşıyan işaretin kopyalarını birbirinden bağımsız sönümlü kanallar üzerinden göndererek işaretlerin hepsinin aynı sönümlemeye uğrama olasılıkları azaltılır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde çeşitleme sayesinde sönümleme etkisini azaltmanın yanında iletim gücünün azaltılması da sağlanır [3].

3.3.1. Zaman çeşitlemesi

Kablosuz haberleşme sistemlerinde aynı işaretin birbirinden bağımsız sönmölemeye uğramış birden çok kopyasını elde edebilmenin etkili yöntemlerinden birisi Zaman çeşitlemesidir. Bu yöntemde aynı işaretin birden çok kopyası birbirini takip eden farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Bu zaman dilimleri arasındaki zaman farkı, kanalın uyumluluk zamanından (T_c) fazla olmalıdır [25]. Bu şekilde iletilen sinyal kopyalarının farklı kanallardan etkilenmesi sağlanır. Kanalın çok yavaş değiştiği durumlarda iletilen kopyalar arasındaki zaman farkının çok fazla olması durumu, alıcı tarafında sinyalin elde edilmesinde çok fazla gecikmeye sebep olur. Bu durum zaman çeşitlemesi yönteminin dezavantajıdır [3].

3.3.2. Frekans çeşitlemesi

Aynı işaretin birden fazla kopyasının farklı frekanslarda iletilerek birbirinden bağımsız birden çok kopyasının elde edilmesi yöntemine Frekans çeşitlemesi denilir. Frekans çeşitlemesinde iletilen işaretler arası frekans farkının, kanal uyumluluk bant genişliğinden büyük olması gerekir [25]. Böylece iletilen sinyallerin aynı kanaldan etkilenmesi engellenir. Bu iletim tekniğinin dezavantajı ek bant genişliği gereksinimi yanında iletim gücü ihtiyacının da fazla olmasıdır [3].

3.3.3. Uzaysal çeşitleme

Uzaysal çeşitleme kablosuz haberleşmede en çok kullanılan, en avantajlı yöntemlerdendir. Bu teknikte alıcıda, vericide ya da her ikisinde de birden çok anten kullanılır [25]. Bu şekilde farklı antenler üzerinden işaretler iletilerek birbirinden bağımsız sönmölemeye uğramış birden çok kopya elde edilir. Bu çeşitleme tekniğinde ilişkisiz sönmölenmeye uğramış sinyaller elde edebilmek için verici ya da alıcı antenlerin birbirinden yeteri kadar uzak olacak şekilde konumlandırılması gerekir. Genellikle antenler arasında 10 dalga boyu mesafe bırakılması ilişkisiz sönmölenme sağlanmasında yeterlidir [3].

3.4. Çok Giriş Çok Çıkışlı Yapılar (Multiple Input Multiple Output - MIMO)

Bir iletişim sisteminin alıcısında ya da vericisinde birden çok antenin kullanılması yani iletilen sinyalin bant genişliğini genişletmeden kanal sönümlenmesi ile mücadele için uzaysal çeşitlilik elde etmek standart bir yöntemdir. Örnek olarak, bu bölümde gösterildiği gibi, iki verici anten ve bir alıcı anten ile çift çeşitlilik elde etmek mümkündür. Ayrıca, birden fazla verici kanal çoklu uzaysal kanallar oluşturmak için kullanılabilir ve kablosuz haberleşmede veri hızı arttırılabilir. Bu yöntemle uzaysal çoğullama denir [26].

T_x verici antenler ve R_x alıcı antenler olmak üzere alıcı ve vericide çoklu antenler kullanan bir iletişim sistemine genellikle çok girişli, çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output - MIMO) sistem denir ve böyle bir sistemde ortaya çıkan uzaysal kanala MIMO kanalı denir. Tek girişli, tek çıkışlı (Single Input Single Output - SISO) sistem olarak adlandırıldığı özel duruma SISO kanalı denir [28]. İkinci özel durum $T_x = 1$ ve $R_x \geq 2$ olan durumdur. Ortaya çıkan sisteme tek girişli, çok çıkışlı (Single Input Multiple Output - SIMO) sistem denir ve ilgili kanala SIMO kanalı denir. Son olarak, üçüncü özel durum $T_x \geq 2$ ve $R_x = 1$ durumudur. Ortaya çıkan sistem çok girişli, tek çıkışlı (Multiple Input Single Output - MISO) bir sistem olarak adlandırılır ve karşılık gelen kanala MISO kanalı denir [28].

T_x verici antenleri ve R_x alıcı antenleri olan bir MIMO sisteminde, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki eşdeğer alçak geçirgen kanal dürtü tepkisini $h_{ij}(\tau; t)$ olarak verilir [27]. Burada τ kanalın gecikme değişkeni ve t zaman değişkenidir. Böylece, rastgele zamanla değişen kanal $R_x \times T_x$ ile karakterize edilir. $H(\tau; t)$ kanalın zamanla değişen dürtü yanıtı matrisi,

$$H(\tau; t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau; t) & \cdots & h_{1T_x}(\tau; t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R_x 1}(\tau; t) & \cdots & h_{R_x T_x}(\tau; t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

biçiminde verilir [26]. j . verici antenden iletilen sinyalin $s_j(t)$ ve $j = 1, 2, \dots, T_x$ olduğunu varsayalım. Daha sonra, gürültü olmadan i . antenden alınan sinyal,

$$\begin{aligned} r_i(t) &= \sum_{j=1}^{T_x} \int_{-\infty}^{\infty} h_{ij}(\tau; t) s_j(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{j=1}^{T_x} h_{ij}(\tau; t) * s_j(\tau), \quad i = 1, 2, \dots, R_x \end{aligned} \quad (3.11)$$

olarak elde edilir. Burada yıldız işareti konvolüsyon işlemini temsil eder. Matris notasyonunda Eş. 3.11,

$$r(t) = H(\tau; t) * s(\tau) \quad (3.12)$$

olarak elde edilir. Burada $s(\tau)$ bir $T_x \times 1$ vektörü ve $r(t)$ bir $R_x \times 1$ vektörüdür. Frekans seçici olmayan (düz sönümlü) bir sönümlü kanal için H kanal matrisi (Eş. 3.10) eşitliğinde belirtildiği gibi olur [26].

$$H(\tau; t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \cdots & h_{1T_x}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R_x 1}(t) & \cdots & h_{R_x T_x}(t) \end{bmatrix}$$

Bu durumda i . antenden alınan sinyal basitçe,

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{T_x} h_{ij}(t) s_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, R_x \quad (3.13)$$

biçiminde elde edilir. Matris formunda, alınan sinyal vektörü $r(t)$ Eş. 3.14'de olduğu gibi gösterilir.

$$r(t) = H(t) s(t) \quad (3.14)$$

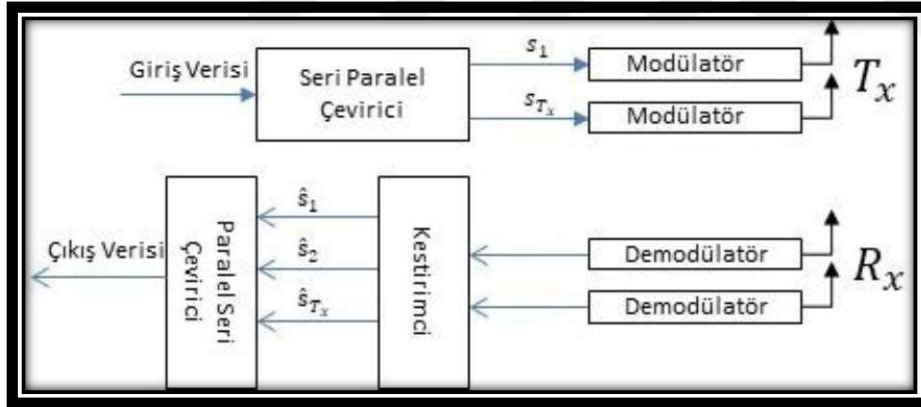
Ayrıca, kanal dürtü tepkisi $0 \leq t \leq T$ zaman aralığında çok yavaş değişim gösterdiğinde, T sembol aralığı veya genel bir zaman aralığı ise, Eş. 3.14, $0 \leq t \leq T$ zaman aralığında H bir sabit olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r(t) = H s(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.15)$$

Eş. 3.15'de yer alan yavaş sönümlemeli frekans-seçici olmayan kanal modeli, bir MIMO kanalda sinyal iletimi için en basit modeldir. Bu model MIMO sistemlerin performans özelliklerini göstermek için en uygun modellerden biridir.

3.4.1. Yavaş ve Düz sönümlemeli MIMO kanalında sinyal iletimi

Şekil 3.13'de gösterildiği gibi çoklu verici ve çoklu alıcı antenler kullanan bir kablosuz iletişim sisteminde, T_x verici anten ve R_x alıcı anten olarak temsil edilir. Şekil'de gösterildiği gibi, bir T_x sembol bloğu seriden paralel hale dönüştürülür ve her sembol T_x özdeş modülatörlerinden birine gönderilir. Burada her modülatör uzaysal olarak ayrı bir antene bağlanır. Böylece, T_x sembolleri paralel olarak iletilir ve R_x uzaysal olarak ayrılmış alıcı antenlerle alınır [26]. Bu bölümde, verici antenlerden paralel olarak alıcı antenlere gelen her sinyal işaretinin, frekans-seçici olmayan (düz sönümlemeli - Flat Fading) Rayleigh sönümlü kanal modeline maruz kaldığı varsayılır. Bu bölümde, bir verici antenden alıcıya gönderilen her sembolün süresinin, kanal gecikme süresine göre daha büyük olduğu varsayılmaktadır. Böylece T_x verici antenlerinden herhangi bir alıcı antene gelen sinyaller senkronizedir. Eş. 3.16'da belirtilen $g(t)$, modülasyon filtrelerinin darbe şeklini temsil eder ve alıcı antenlerde eşdeğer düşük geçişli alınan sinyaller bir sinyalleme aralığında temsil edilir.



Şekil 3.13. Haberleşme sistemlerinde çoklu gönderme ve alma sistemleri

$$r_m(t) = \sum_{n=1}^{T_x} s_n h_{mn} g(t) + z_m(t), 0 \leq t \leq T, m = 1, 2, \dots, R_x \quad (3.16)$$

Yukarıdaki eşitlikte belirtilen h_{mn} , n . verici anten ile m . alıcı anten arasındaki karmaşık değerli, dairesel sıfır ortalamalı Gaussian kanal kazancıdır (Rayleigh dağılıma sahip kanal); s_n , n 'inci antene iletilen semboldür; ve $z_m(t)$, Toplamsal Beyaz Gaussian Gürültü (Additive White Gaussian Noise - AWGN) işleminin örnek bir fonksiyonudur. Kanal kazançları (h_{mn}) Rayleigh dağılıma sahiptir ve kanaldan kanala istatistiksel olarak bağımsızdır. Gaussian dağılımlı $z_m(t)$, her biri sıfır ortalamalı, iki taraflı güç spektral yoğunluğu $2N_0$ olan, benzer dağılımlı ve istatistiksel olarak bağımsız fonksiyonlardır. İletilen semboller (s_n) bir M-ary

PSK veya QAM sinyal takımı yıldızına göre modüle edilir. R_x alıcı antenlerin her birindeki sinyal için demodülatör çıkışı her sembol aralığının sonunda örneklenen $g(t)$ darbesine uygun bir filtreden oluşur. m . alıcı antene karşılık gelen demodülatörün çıkışı,

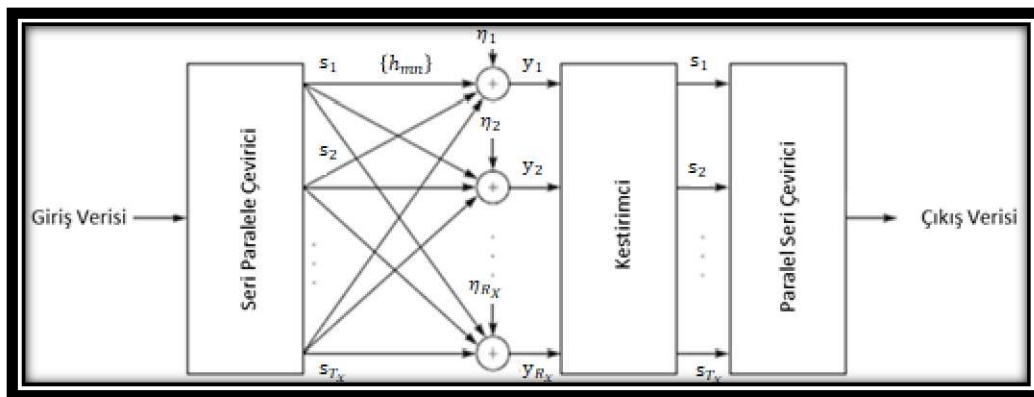
$$y_m = \sum_{n=1}^{T_x} s_n h_{mn} + n_m, \quad m = 1, 2, \dots, R_x, \quad (3.17)$$

biçiminde elde edilir [26]. Burada sinyal darbesi $g(t)$ 'nin enerjisi tek bir sembole göre normalize edilir ve n_m , toplamsal Gaussian gürültü bileşenidir [5]. Demodülatörlerden gelen R_x yumuşak çıkışları sinyal kestirimcisinden geçirilir. Matematiksel kolaylık için Eş. 3.17 aşağıdaki eşitlik ile,

$$y = Hs + n \quad (3.18)$$

ifade edilir [27]. Burada $y = [y_1 y_2 \dots y_{R_x}]^t$, $s = [s_1 s_2 \dots s_{T_x}]^t$, $\eta = [\eta_1 \eta_2 \dots \eta_{R_x}]^t$ ve H , kanal kazançlarının $R_x \times T_x$ matrisidir.

Şekil 3.14, her bir sinyalleme aralığındaki çoklu verici ve alıcı sinyalleri için ayırık zamanlı modeli temsil etmektedir. Yukarıda tarif edildiği gibi bir MIMO sisteminin formülasyonunda, T_x verici antenlerinden iletilen sembollerin hem zaman hem de frekansta tamamen örtüştüğü gözlemlenir. Uzaysal kanaldan alınan $\{y_m, 1 \leq m \leq R_x\}$ sinyallerinde kanallar arası girişim vardır.



Şekil 3.14. Statik düz sönümlü kanalda MIMO sistemlerin ayırık zamanlı modeli

3.4.2. MIMO sistemlerde iletilen sembollerin kestirimi

MIMO kanal modelinde iletilmekte olan işaretlerin, Rayleigh sönümlmeli kanala ve AWGN'e karşı performansı alıcıda kestirimciler tarafından değerlendirilir. Alıcı tarafta kestirimcinin H kanal matrisinin elemanlarının değerlerini çok iyi bir şekilde bildiği varsayılır. Kanal kestirim sinyalleri kullanılarak H kanal matrisinin elemanları tespit edilir.

Maksimum Olabilirlik Dedektörü (Maximum-Likelihood Detector - MLD), hata olasılığının en aza indirilmesi açısından en ideal kestirimcidir. R_x alıcı antenlerindeki ilave gürültü terimleri, istatistiksel olarak bağımsız ve benzer dağılıma sahip sıfır ortalamalı Gaussian, ortak koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability Density Function – PDF) $p(y/s)$ Gaussian dağılıma sahiptir. Bu nedenle, MLD Öklid mesafesi metriğini en aza indiren $\hat{s}$ sembol vektörünü aşağıdaki eşitlikte belirtildiği gibi seçer [26].

$$\mu(s) = \sum_{m=1}^{R_x} |y_m - \sum_{n=1}^{T_x} h_{mn} s_n|^2 \quad (3.19)$$

Minimum Ortalama Kare-Hata (Minimum Mean-Square-Error - MMSE) Dedektörü iletilen $\{s_n, 1 \leq n \leq T_x\}$ sembollerini kestirebilmek için alınan sinyalleri $\{y_m, 1 \leq m \leq R_x\}$ doğrusal olarak birleştirir. Doğrusal birleştirme matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\hat{s} = W^H y \quad (3.20)$$

Burada W , ortalama kare hatasını en aza indirmek için seçilen $R_x \times T_x$ boyutunda bir matrisdir [26].

$$J(W) = E[\|e\|^2] = E[\|s - W^H y\|^2] \quad (3.21)$$

$J(W)$ 'nin minimize edilmesi, ideal $w_1, w_2, \dots, w_{T_x}$ ağırlık vektörleri için aşağıda verilen eşitlikteki çözümleri sağlar.

$$w_n = R_{yy}^{-1} r_{s_n y}, \quad n = 1, 2, \dots, T_x \quad (3.22)$$

R_{yy} , alınan y sinyal işaretinin $R_x \times R_x$ boyutundaki otokorelasyon vektörüdür.

Ters Kanal Dedektörü (Inverse Channel Detector- ICD) sinyalleri, $\{y_m, 1 \leq m \leq R_x\}$ doğrusal olarak birleştirilerek iletilen s sembolleri tahminini oluşturur. Bu durumda, $T_x = R_x$ olarak ayarlanırsa, kanallar arası girişim tamamen ortadan kalkacak şekilde ağırlık matrisi W seçilir, yani $W^H = H^{-1}$ olarak seçilir.

$$\begin{aligned}\hat{s} &= H^{-1}y \\ &= s + H^{-1}\eta\end{aligned}\tag{3.23}$$

Dolayısıyla, $\hat{s}$ 'in tahmin edilen her elemanı iletilen en yakın elemana eşlenmiştir. Burada $\hat{s}$ 'in ICD tahmininin, kanallar arası girişim nedeniyle bozulmadığı düşünülür. Bununla birlikte, ICD, alınan sinyale özgü sinyal çeşitliliğinden faydalanmaz $R_x > T_x$ olduğunda, ağırlık matrisi W , kanal matrisinin yalancı tersi olarak seçilebilir [26].

3.4.3. Yavaş sönmülemeli frekans seçici MIMO kanallarda sinyal iletimi

Bu bölümde, kanal dürtü tepkisinin zamanla değişiminin $(h_{ij}(\tau; t))$, $1/T$ sembol oranına kıyasla çok yavaş olduğu yavaş sönmülemeli frekans seçici kanal etkisinde olan bir MIMO kanalı üzerinden sinyal aktarımı ele alınmaktadır. Eş. 3.11 ve Eş. 3.12 dikkate alındığında Frekans seçici sönmülemeli bir MIMO kanaldan alınan sinyal kümesi Eş. 3.24 ile ifade edilebilir [26].

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{T_x} \int_{-\infty}^{\infty} h_{ij}(\tau; t) s_j(t - \tau) d\tau + z_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, R_x\tag{3.24}$$

Burada $z_i(t)$ i . alıcı antene etki eden toplamsal Gaussian gürültüyü temsil etmektedir. N . sinyal aralığında iletilen sinyal $s_j(t) = s_j(n)g(t-nT)$ olarak kabul edilirse, burada $g(t)$ sinyalin iletildiği kanalın dürtü yanıtı ve $\{s_j(n)\}$, T_x iletilen semboller kümesi olmak üzere, $s_j(t)$ Eş. 3.12'ye eklendiğinde,

$$r_i(t) = \sum_n \sum_{j=1}^{T_x} s_j(n) \int_{-\infty}^{\infty} h_{ij}(\tau; t) g(t - nT - \tau) d\tau + z_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, R_x\tag{3.25}$$

eşitliği elde edilir [26]. Alınan sinyalin örneklenmiş biçimde işlenmesi uygundur. Alınan sinyal $r_i(t)$ 'yi uygun bir örnekleme hızında $F_s = J / T$ olarak örnekleylebiliriz. Burada J pozitif bir tamsayıdır. Örnek olarak $J=2$ olarak seçilirse, sembol başına 2 örnek seçilir. Böyle

bir örnekleme oranı modülasyon filtrelerinin dürtü tepkisi $|f| \leq 1/T$ olacak şekilde ayarlandığında uygun olur. Her antende, alınan sinyal T_x sonlu süreli dürtü yanıtı (Finite Impulse Response - FIR) filtrelerinden oluşan bir kümeden geçirilir. Burada her filtre K numunelerini kapsar. Filtre katsayıları n anında $\{a_{ij}(k;n), k = 0, 1, \dots, K\}$ olarak ifade edilir ve genel olarak karmaşık değerli olduğu varsayılır. Bu FIR filtrelerinin doğrusal dengeleme görevi gördüğünü varsayalım. Daha sonra R_x alıcı antenlerinden FIR filtrelerinin çıkışları, iletilen bilgi sembollerinin kestirimlerini oluşturmak için kullanılabilir [26]. Bu nedenle, n anında iletilen j . bilgi simgesinin kestirimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$\hat{s}_j(n) = \sum_{i=1}^{R_x} \left[\sum_{k=0}^{K-1} a_{ij}(k;n) r_i(n-k) \right], j = 1, 2, \dots, T_x \quad (3.26)$$

Bu eşitlikte $\hat{s}_j(n)$, $s_j(n)$ 'nin kestirimini göstermektedir. Eş. 3.15'de verilen kestirimler, matris formunda,

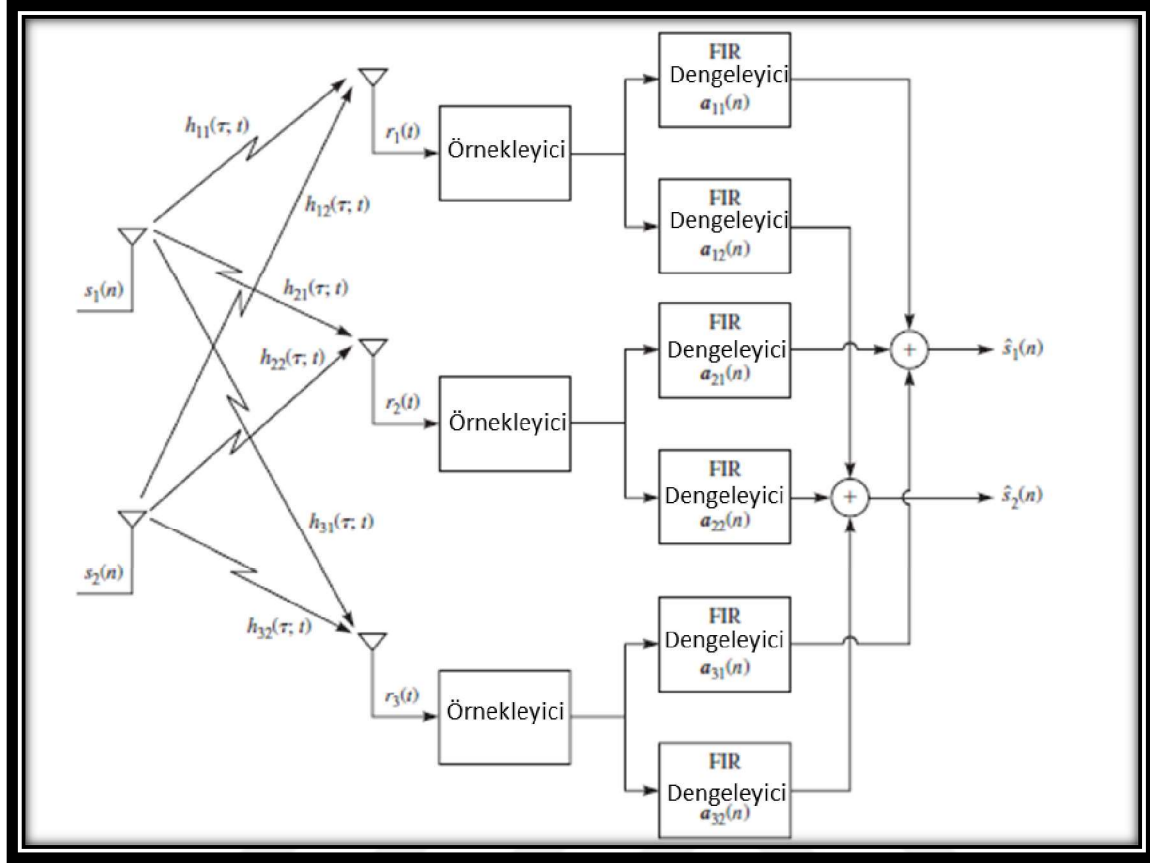
$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \mathbf{A}^H(n) \mathbf{r}(n) \quad (3.27)$$

eşitliği ile ifade edilebilir [26]. Bu eşitlikteki $\mathbf{A}(n)$ matrisi ve $\mathbf{r}(n)$ vektörü,

$$\mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} a_{11}^*(n) & \cdots & a_{1T_x}^*(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{R_x 1}^*(n) & \cdots & a_{R_x T_x}^*(n) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{r}(n) = \begin{bmatrix} r_1(n) \\ r_{R_x}(n) \end{bmatrix}$$

olarak tanımlanır. Burada $\{a_{ij}(n)\}$ ve $\{r_j(n)\}$, K boyutunda sütun vektörleridir. Şekil 3.15'de, $T_x = 2$ verici anten ve $R_x = 3$ alıcı anten için demodülatörün yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.15. Frekans seçici sönümlü kanalda lineer eşitleyici ile sinyal demodülasyonu

$\hat{s}(n)$ 'in kestirimi, $\hat{s}(n)$ 'nin her bir ögesini olası iletilen sembollerle karşılaştıran ve $\hat{s}_j(n)$ Öklid mesafesine en yakın olan $s_j(n)$ sembolünü seçen kestirimciye iletir. Kanaldaki dürtü tepkisi ($h_{ij}(\tau; t)$) sembol süresine göre yavaşça değiştiğinde, FIR dengeleyicinin katsayıları, istenen ($s_j(n), j = 1, 2, \dots, T_x$) veri sembollerinin tahminleri ($\hat{s}_j(n), j = 1, 2, \dots, T_x$) arasındaki MSE'yi en aza indirmek için ayarlanabilir. ($a_{ij}(n)$) katsayıları için ilk ayarlama, T_x iletim antenlerinden sonlu süreli bir eğitim sembolü vektörü dizisi iletilerek gerçekleştirilebilir [26]. Eğitim modunda, $e(n)$ hata sinyali olmak üzere, hata sinyali,

$$\begin{aligned} e(n) &= s(n) - \hat{s}(n) \\ &= s(n) - A^H(n)r(n) \end{aligned} \quad (3.29)$$

şeklinde oluşturulur. Ayrıca hata sinyalini,

$$e_j(n) = s_j(n) - \hat{s}_j(n), \quad j = 1, 2, \dots, T_x \quad (3.30)$$

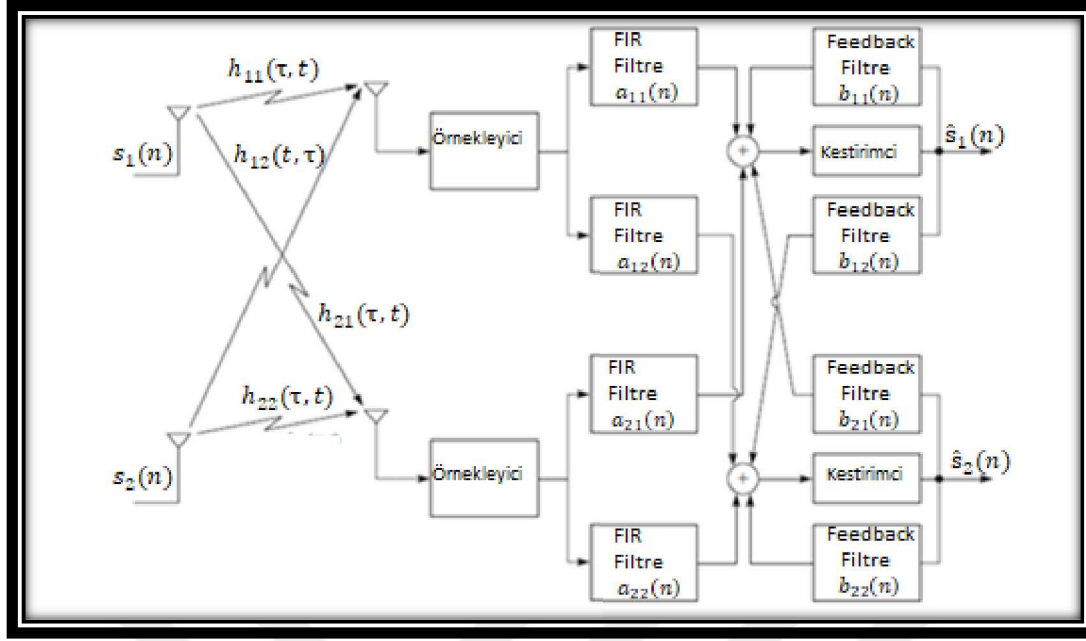
biçiminde ifade etmek mümkündür. Dengeleyici katsayıları aşağıdaki gibi minimize edilebilir.

$$MSE_j = E \left[|e_j(n)|^2 \right], j = 1, 2, \dots, T_x \quad (3.31)$$

Başka eşitleyici yapıları da mevcuttur. Yukarıda MIMO kanalı için tarif edilen doğrusal adaptif eşitleyici, hesaplama karmaşıklığı açısından en basit eşitleme tekniğidir. Daha iyi performans elde etmek için, daha güçlü bir eşitleyici, özellikle bir karar geri bildirim eşitleyicisi (Decision Feedback Equalizer - DFE) veya bir maksimum olabilirlik sıralı detektörü (Maximum Likelihood Sequence Detection - MLSD) kullanılabilir. Şekil 3.16, $T_x = R_x = 2$ antenli bir MIMO kanalının yapısını gösterir. Her bir alıcı antenindeki iki ileri beslemeli filtre, doğrusal bir dengeleyici yapısındaki FIR filtreleri ile yapısal olarak özdeştir. Tipik olarak, bu FIR filtreleri fraksiyonel olarak aralıklı bağlantılara sahiptir. Her kestiriciye bağlı iki geri besleme filtresi, sembol aralıklı FIR filtreleridir. İşlevleri, daha önce algılanan sembollerde (postcursors adı verilen) doğal olan ISI'yı bastırmaktır [26]. Bu nedenle, n anında iletilen j . bilgi sembolünün tahmini,

$$\hat{s}_j(n) = \sum_{i=1}^{R_x} \left\{ \sum_{k=-K_1}^0 a_{ij}(k; n) r_i(n - k) - \sum_{k=1}^{K_2} b_{ij}(k; n) \bar{s}_i(n - k) \right\} \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $K_1 + 1$, ileri beslemeli filtrelerin her birindeki bağlantı katsayılarının sayısıdır ve K_2 , $\{b_{ij}(k; n)\}$ geri besleme filtrelerinin her birindeki bağlantı katsayılarının sayısıdır. MIMO kanalı için lineer eşitleyicilerde olduğu gibi MSE kriteri ileri besleme ve geri besleme filtrelerinin katsayılarını ayarlamak için kullanılabilir. Başlangıçta eşitleyici katsayılarını ayarlamak için genellikle bilgi sembolleri gereklidir. Veriler çerçevelere iletilindiğinde, DFE katsayılarının ilk ayarlanmasında her çerçeveye bilgi sembolleri eklenebilir [26]. Bilgi sembollerinin iletimi sırasında, kestirici çıkışındaki semboller katsayıların belirlenmesi için kullanılabilir.



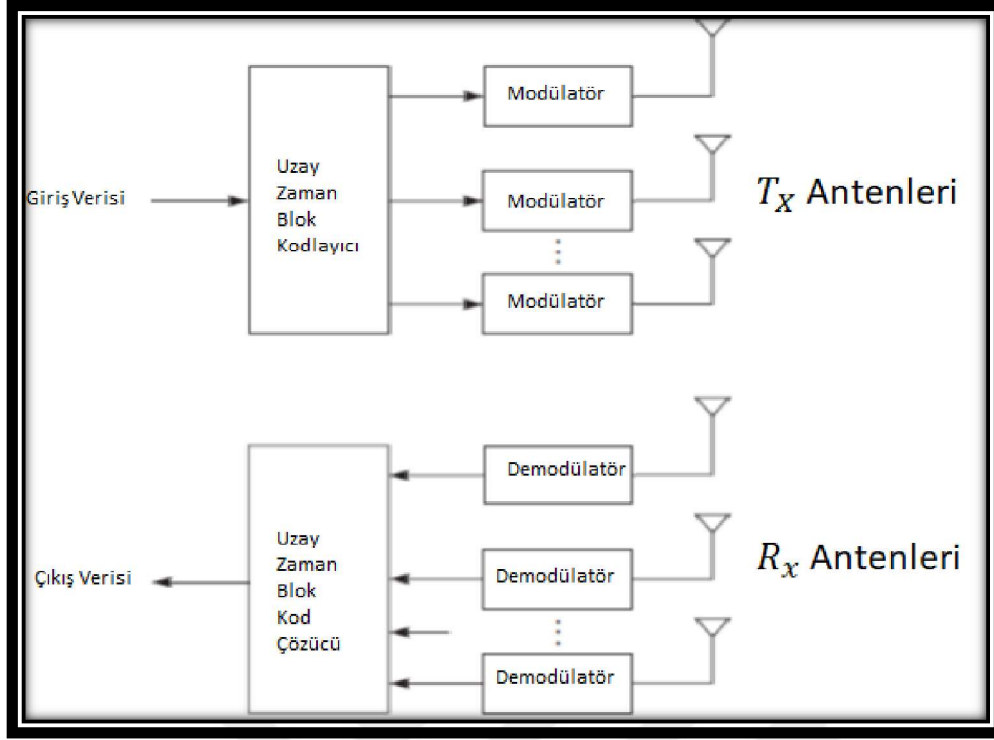
Şekil 3.16. Frekans seçici kanalda DFE ile sinyal demodülasyonu

3.4.4. MIMO kanallar için uzay zaman blok kodları

Vericide, bilgi bitleri dizisi, bir bit bloğunu, $M=2^b$ sinyal noktalarından oluşan Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation – PAM), PSK veya QAM gibi bir sinyal takım yıldızından seçilen sinyal noktalarına eşleyen bir blok kodlayıcıya iletilir. Bu kodlayıcılar sayısal modülasyon tekniklerinin yıldız küme diyagramlarına göre sinyal dizilerini kodlar. Kodlayıcı tarafından bir blok olarak üretilen bilgi sinyalleri, T_x antenleri üzerinde eşzamanlı, paralel olarak iletilen dalga formlarına eşleyen bir dizi özdeş modülatör grubuna iletilir. Bir uzay-zaman blok kodu (Space Time Block Code - STBC), N satır ve T_x sütuna sahip bir G üretici matrisi tarafından tanımlanır [26].

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1T_x} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N1} & \cdots & g_{NT_x} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Burada (g_{ij}) elemanları bilgi bitlerinin bir ikili veya M-ary sinyal takım yıldızından karşılık gelen sinyal noktalarına eşlenmesinden kaynaklanan sinyal noktalarıdır. Şekil 3.17’de, 3 verici ve 3 alıcılı bir MIMO sistemi gösterilmektedir.



Şekil 3.17. Uzay zaman bloğu kodlu MIMO sistemi

T_x verici antenleri kullanılarak, T_x sinyal noktalarından (sembollerden) oluşan her G satırı, bir zaman diliminde T_x verici antenleri üzerinde iletilir. Böylece, T_x sembollerinin ilk satırı ilk zaman diliminde T_x antenlerine iletilir, ikinci T_x simgelerinin ikinci satırı ikinci zaman dilimindeki T_x antenlerine iletilir. N . T_x simgelerinin G matrisindeki N . satırı N . zaman dilimindeki T_x antenlerine iletilir. Bir Uzay Zaman Bloğu Kod jeneratör matrisinin tasarımında, üç temel hedefe odaklanmak gerekir,

- Mümkün olan en yüksek $T_x \times R_x$ çeşitliliğine ulaşmak,
- Mümkün olan en yüksek uzaysal oranı elde etmek,
- Dekoderin karmaşıklığını en aza indirmek.

Alamouti uzay zaman blok kodları

Alamouti 1998 yılında, $T_x = 2$ verici anten ve $R_x = 1$ alıcı anten için bir STBC tasarladı. Alamouti kod matrisi aşağıda belirtilen eşitlikteki gibi tasarlanır [29].

$$G = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Burada s_1 ve s_2 , bir M-ary PAM, PSK veya QAM sinyal takımı yıldızından $M = 2^b$ sinyal noktaları ile seçilen iki sinyal noktasıdır. Böylece, $2b$ veri bitleri M-ary sinyal takımı yıldızına göre s_1 ve s_2 olmak üzere haritalandırılır. G matrisinin ilk satırının elemanları olan s_1 ve s_2 verici antenlerinden ilk zaman aralığında iletilir. İkinci satırda bulunan $-s_2^*$ ve s_1^* iki verici antenden ikinci zaman aralığında iletilir. Böylece iki sembol s_1 ve s_2 iki zaman diliminde de iletilir [29]. Sonuç olarak, Alamouti kodu için uzaysal kod oranı R_s , 2 antenden bir iletim zamanında 2 sembol iletilmesi nedeniyle 1'dir. Bu (dikey) bir Uzay Zaman Bloğu Kodu için mümkün olan en yüksek iletim oranıdır. Frekans seçici olmayan bir kanal modeline dayalı olarak $T_x = 2$, $R_x = 1$ kanalı için MISO kanal matrisi modeli Eş. 3.35'deki gibidir.

$$H = [h_{11} \ h_{12}] \quad (3.35)$$

Eş. 3.35'de belirtilen h_{11} 1. verici anten ile 1. alıcı anten arasındaki kanal tepkisini ifade etmekte iken, h_{12} 1. verici anten ile 2. alıcı anten arasındaki kanal tepkisini temsil eder. Uzay Zaman Blok Kodunun alıcı tarafından çözülmesi esnasında H 'nin iki zaman dilimi boyunca sabit olduğunu varsayılır [26]. Buradan alıcı demodülatörlerinde elde edilen sinyal çıktıları,

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + \eta_1 \\ y_2 &= -h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

biçimindedir. Burada y_1 ve y_2 alınan işaretler olmak üzere η_1 ve η_2 birbirinden bağımsız eşit dairesel simetriye sahip σ_η^2 varyanslı Gaussian dağılıma sahip ifadelerdir. STBC'nin tam çeşitliliğini sağlamak amacıyla Eş. 3.36'daki sembollerin maksimum olabilirlik kod çözücüyü göre kodlanmasını düşünelim. H_1 ve η_2 eşit varyanslı, ilişkisiz sıfır ortalamalı Gaussian rastgele değişkenleri olduğundan, y_1 ve y_2 'nin ortak koşullu PDF'si Eş. 3.37'de belirtildiği gibi ifade edilir.

$$p(y_1, y_2 | h_{11}, h_{12}, s_1, s_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_\eta^2} \exp\{-(y_1 - h_{11}s_1 - h_{12}s_2)^2 + (y_2 + h_{11}s_2^* - h_{12}s_1^*)^2\} / 2\sigma_\eta^2 \quad (3.37)$$

Buradan, Maksimum Olabilirlikli (Maximum Likelihood - ML) kod çözücü için Öklid mesafesi metriği,

$$\mu(s_1, s_2) = |y_1 - h_{11}s_1 - h_{12}s_2|^2 + |y_2 + h_{11}s_2^* - h_{12}s_1^*|^2 \quad (3.38)$$

biçimindedir. Eş. 3.38’de tanımlanan korelasyon metriklerini hesaplamak yerine, eşdeğer bir eşitlik ile s_1 ve s_2 sembollerinin kestirimleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir [26].

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= y_1 h_{11}^* + y_2^* h_{12} \\ \hat{s}_2 &= y_1 h_{12}^* - y_2^* h_{11}\end{aligned}\tag{3.39}$$

Alamouti Uzay Zaman Blok Kodları ile ilgili aşağıdaki gözlemleri yapılabilir.

- İlk olarak, kodun mümkün olan en büyük çeşitliliği elde ettiği,
- İkinci olarak Eş. 3.39’da verilen $\hat{s}_1$ ve $\hat{s}_2$ kestirim metrikleri “Maksimum Olabilirlik Kestirimcisi” düşük karmaşıklığa sahip olduğudur.

Bu arzu edilen iki özellik, Alamouti kodu için jeneratör matrisi G ’nin, Eş. 3.40’da ifade edebileceğimiz diklik özelliğinin bir sonucu olarak elde edilir.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ -g_2^* & g_1^* \end{bmatrix}\tag{3.40}$$

Buradan G matrisinin $v_1 = (g_1, -g_2^*)^t$ ve $v_2 = (g_2, g_1^*)^t$ vektörlerinin birbirine dik (ortogonal) olduğu, $v_1 \cdot v_2^H = 0$, eşitliği ile görülür. Bundan dolayı aşağıda belirtilen eşitlik elde edilir.

$$G^H G = [|g_1|^2 + |g_2|^2] I_2\tag{3.41}$$

Burada I_2 2x2 birim matris olmak üzere, Eş. 3.41’den

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}\tag{3.42}$$

$$y = H_{21} s + n$$

eşitliklerini yazmak mümkün olur. Eş. 3.39 yardımıyla $\hat{s}_1$ ve $\hat{s}_2$,

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix}\tag{3.43}$$

olarak hesaplanır. Eş. 3.42'nin, Eş. 3.43'de yerine yazılmasıyla,

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= H_{21}^H H_{21} s + H_{21}^H \eta \\ \hat{s}_2 &= [|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2] s + H_{21}^H n\end{aligned}\quad (3.44)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikler yardımıyla aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$H_{21}^H H_{21} = [|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2] I_2 \quad (3.45)$$

Böylece, Eş. 3.41'de verilen G 'nin diklik özelliğinin bir sonucu olarak tam çeşitlilik ve düşük karmaşıklığa sahip kod çözme yeteneği elde edilir [26].

3.4.5. Çoklu alma antenleri için Alamouti uzay zaman blok kodları

Alamouti kodunun alıcı sayısı R_x 'e yükseltildiğinde mümkün olan maksimum $T_x R_x = 2R_x$ çeşitliliği elde edilir. 2 alıcı antenin olduğu kanal yapısında alıcı ve verici antenler arasındaki kanal modeli Eş. 3.46'daki gibi modellenenebilir [26].

$$H = [h_1 h_2] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ \vdots & \vdots \\ h_{R_x 1} & h_{R_x 2} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

İlk iletim esnasında alınan sinyal,

$$y_1 = H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \eta_1 \quad (3.47)$$

ikinci iletim esnasında alınan sinyal,

$$y_2 = H \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \eta_2 \quad (3.48)$$

eşitliği ile ifade edilirler. MISO anten sistemi için ($T_x = 2, R_x = 1$) daha önce verilen eşitliklerden Eş. 3.47 ve Eş. 3.48 eşitliklerinin birleştirilmesiyle, Eş. 3.49 elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = H_{2R_x} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

H_{2R_x} ifadesi Eş. 3.50’de ifade edildiği gibidir.

$$H_{2R_x} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$\hat{s}_1$ ve $\hat{s}_2$, Eş. 3. 51’de belirtildiği gibi olmak üzere,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} &= H_{2R_x}^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \\ &= H_{2R_x}^H H_{2R_x} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + H_{2R_x}^H \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Eş. 3.51 aşağıdaki gibi doğrulanabilir.

$$\begin{aligned} H_{2R_x}^H H_{2R_x} &= [\sum_{i=1}^{R_x} |h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2] I_2 \\ &= \|H\|_F^2 I_2 \end{aligned} \quad (3.52)$$

Eş. 3.52, Eş. 3.51’de yerine yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \|H\|_F^2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + H_{2R_x}^H \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

eşitliği elde edilir. Böylece Alamouti kodunun $T_x = 2$ verici ve R_x alıcı antenleri ile MIMO sisteminde mevcut olan $2R_x$ ’nin tüm çeşitliliğine ulaştığı sonucuna varılır. Ayrıca Maksimum Olabilirlikli Kodçözücü tahminlerini Eş. 3.51’de belirtilen $\hat{s}_1$ ve $\hat{s}_2$ ’ye dayandırır.

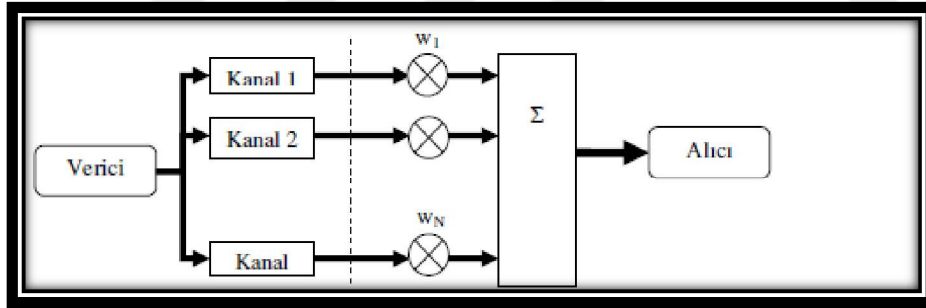
$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^H y_1 + y_2^H h_2 \\ \hat{s}_2 &= h_2^H y_1 - y_2^H h_1 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Bu şekilde kestirimcinin karmaşıklığı minimize edilir [26].

3.4.6. Çeşitlilik birleştirme teknikleri

Maksimum oransal birleştirici (Maximal Ratio Combining-MRC)

Bu yöntemde bağımsız olarak iletilen kanallardan alıcıya ulaşan sinyaller bireysel sinyal genlik seviyelerinin gürültü gücüne oranına göre ağırlıklandırılarak toplanır. Şekil 3.18’de tekniğin blok diyagramı gösterilmektedir. Burada bağımsız kanallardan gelen bağımsız sinyaller sinyal seviyelerinin gürültü gücüne oranına göre ağırlıklandırılmaktadır [29]. Daha sonra ağırlıklandırılmış sinyallerin aynı fazda toplanabilmesi için faz düzeltme ve toplama işlemi yapılır. Maksimum oran birleştirme, çıkışındaki sinyal gürültü oranı (Signal to Noise Ratio – SNR), bağımsız olarak gelen sinyal dizilerindeki SNR'lerin toplamına eşittir. Bu nedenle bu yöntemde sinyaller tek tek kabul edilemez SNR değerlerinde olsa bile kabul edilebilir bir SNR değerinde çıktı sağlar. Maksimum Oran Birleştirici sönümlenme etkisinin istatistiksel olarak en fazla azalmasını sağlayan doğrusal birleştiricilerden birisidir. Modern sayısal sinyal işleme teknikleri içerisinde bu yöntem birleştirici olarak kullanılan en pratik yöntemlerdendir [30].



Şekil 3.18. Maksimum oran birleştirici yapısı

Eşit kazanç birleştiricisi

MRC'ye benzer bir tekniktir. Bu birleştiricide, her kolun kazancı eşit ve 1 olarak varsayılır. Maksimum oran birleştiricide her dal sinyal gürültü oranına göre ağırlıklandırılır. Eşit kazanç birleştiricide bu yönetime ihtiyaç duyulmaz. Kanalın faz bilgisine sahip olmak eşit kazanç birleştirme için yeterlidir. Bu nedenle eşit kazanç birleştirici yöntemi, Maksimum Oransal Birleştirici yöntemine göre daha az karmaşık bir yöntemdir [31].

Seçmeli birleştirme

Seçmeli Birleştirme yönteminde, farklı yollardan alıcıya ulaşan her sinyalin gücüne bakılır ve en güçlü sinyal seçilir. Seçmeli Birleştirmede alıcıya gelen sinyallerden, sinyal gürültü oranı en büyük olan seçilir. Bu yöntem alıcıda sadece tek sinyalin seçilmesi nedeniyle diğer yöntemlerden daha az karmaşıktır. Bu yöntem diğerlerine göre daha az karmaşık olmasına rağmen performans açısından daha düşük seviyededir [31].



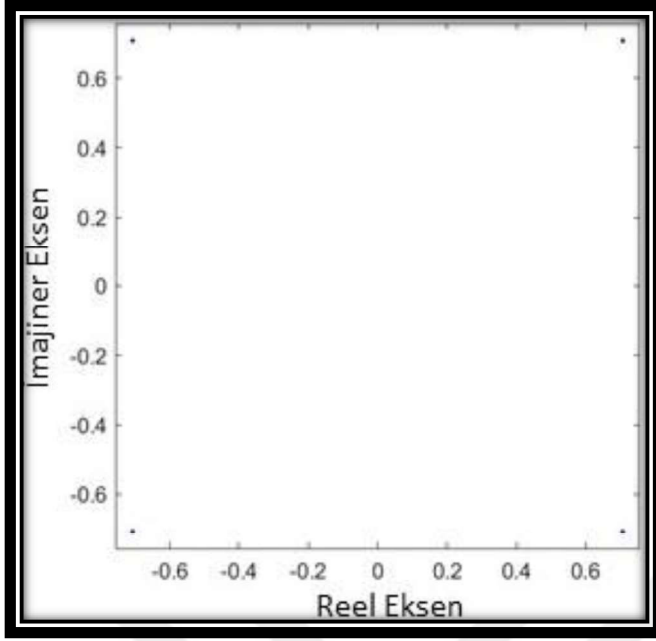


4. SÖNÜMLÜ KANALLARDA OFDM VE MIMO UYGULAMALARI

Bu bölümde BPSK, QPSK gibi yıldız küme diyagramlarıyla gösterilebilen sayısal modülasyon yöntemlerinin, yıldız küme diyagramlarının önce AWGN etkisiyle nasıl değiştiği incelenmiştir. AWGN etkisinden sonra iletilen sinyalin genlik ve faz değerlerinde daha büyük bir bozulmaya yol açan sönümlü kanal etkisi Rayleigh ve Rician kanal modelleri ile incelenmiştir. Sönümlü kanal etkisinin matematiksel modelinden 2. kısımda bahsedilmişti. Bu kısımda sönümlü kanal parametrelerinden Düz Sönümleme (Flat Fading), Yavaş Sönümleme (Slow Fading), Frekans Seçici Sönümleme (Frequency Selective Fading) ve Hızlı Sönümleme (Fast Fading) etkisinin sayısal modülasyon tekniklerine göre oluşturulan yıldız küme diyagramlarına etkisi incelenmiştir. Daha sonra OFDM ve MIMO tekniklerinin sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir. Bu incelemelerde OFDM için kullanılan alt taşıyıcı sayısının ve döngüsel önek uzunluğunun etkisi ile MIMO antenlerde, alıcı ve verici anten sayılarındaki değişikliklerin, sönümlü kanal etkisine karşı performans analizi yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir.

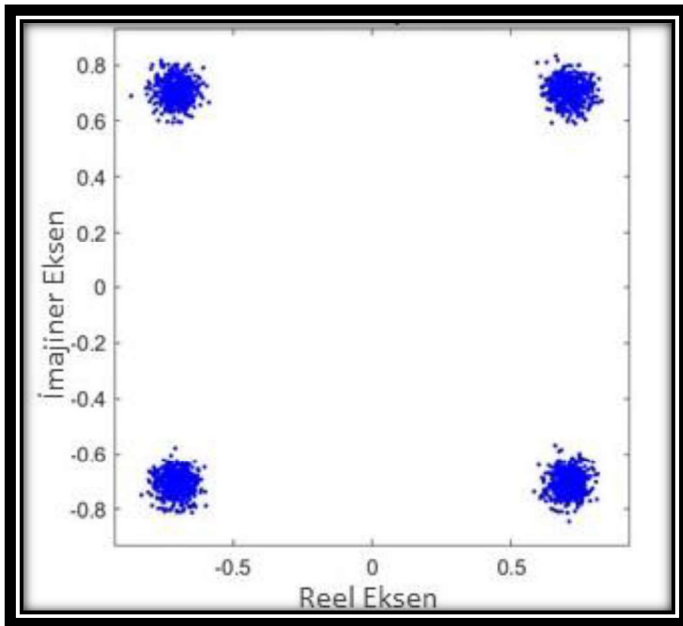
4.1. QPSK Yıldız Küme Diyagramlarında AWGN Etkisi

Sayısal modülasyon tekniklerinden QPSK için 3. bölümde bahsedilen modülasyon eşitliğinde gösterildiği gibi, QPSK aynı genlik değerine sahip, her biri birbirinden $\frac{\pi}{2}$ kadar faz farkına sahip 4 farklı sembolden oluşur. Şekil 4.1’de QPSK modülasyonun yıldız küme diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 4.1. QPSK yıldız küme diyagramı

Gösterilen QPSK yıldız küme diyagramı AWGN etkisine maruz kaldığı zaman QPSK sinyalinin Şekil 4.1’de yıldız küme diyagramında belirtilen sembollerine, rasgele birbirinden bağımsız Gaussian Gürültüyü ifade eden değerler toplamsal olarak etki eder. Bu etki sonucunda QPSK sinyalin yıldız küme diyagramında meydana gelen değişiklik Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

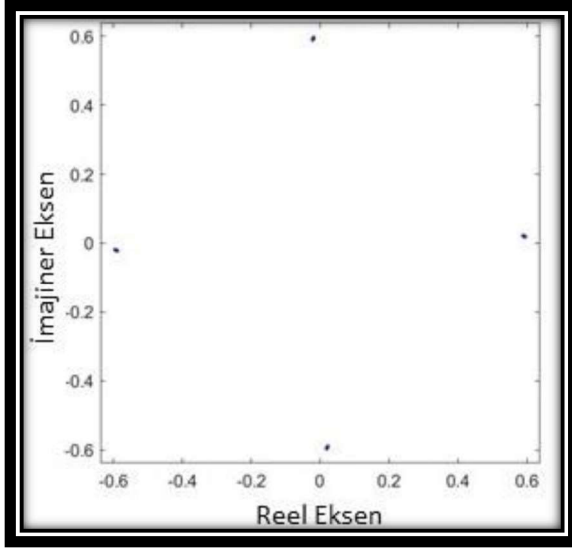


Şekil 4.2. AWGN etkisine uğramış QPSK yıldız küme diyagramı

AWGN etkisine uğramış sinyal, atanmış SNR değerine göre yıldız küme diyagramında çok daha büyük değişiklikler oluştursa da, AWGN etkisi sonucu ortaya çıkan yeni kümelenmede, Şekil 4.1’de gösterilen QPSK yıldız küme diyagramına, çok benzer bir yıldız küme diyagramı ortaya çıkmıştır. Çünkü AWGN, sinyalin gerçek ve imajiner kısımlarına yalnızca rastgele değerlerle toplamsal bir etki göstermektedir. Bu durumda sinyalde genlik ve faz değeri olarak çok büyük değişimler olmamaktadır. AWGN etkisi, sinyal bileşeninin çıkış gücü artırılarak azaltılabilir.

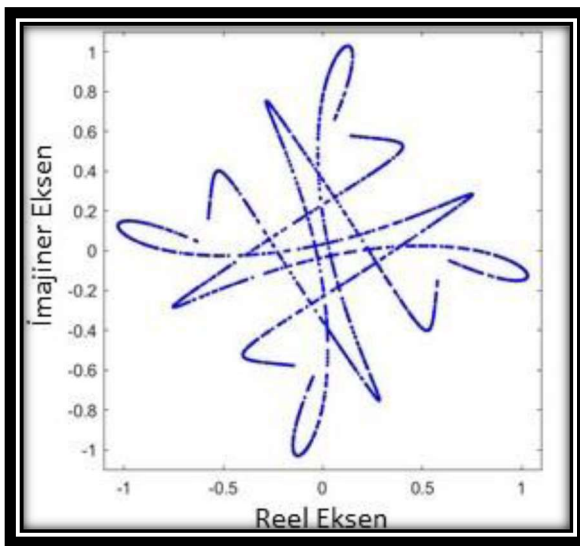
4.2. QPSK Yıldız Küme Diyagramlarında Sönümlü Kanal Etkisi

Sönümlü kanal etkisinin sinyal üzerinde meydana getirdiği değişikliklerin matematiksel modellerinden Bölüm 2’de bahsedilmiştir. Bu kısımda sönümlü kanal etkisi, Rayleigh ve Rician kanal modelleri ile yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir. Sönümlü kanal etkisi, iletilen sinyalde AWGN etkisine göre daha büyük bir bozulma meydana getirir. Çünkü sönümlü kanallar iletilen sinyal işaretlerine çarpımsal olarak bir etkide bulunur. Bu etki sinyalde genlik ve faz olarak tahmin edilmesi zor değişiklikler oluşturur. Şekil 4.1’de gösterilen QPSK sinyalinin yıldız küme diyagramına etki eden AWGN etkisinin, sinyal yıldız kümesinde meydana getirdiği değişiklik Şekil 4.2’de incelenmiştir. Sönümlü kanal etkisinin sinyal üzerinde meydana getirdiği etkiyi incelemek için öncelikle en basit sönümlü kanal modeli olan statik (yavaş sönümlemeli) düz sönümlemeli kanal etkisi incelenmiştir. Düz sönümlemeli kanal etkisi 2. Bölümde bahsedildiği gibi iletilmekte olan sembol bant genişliğinin kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçük olduğu durumda olur. Bu şekilde sinyal yüksek bir korelasyon ilişkisine sahip bir frekans tepkisi ile çarpımsal etkiye girmektedir. Bu etki sonucunda sinyal alıcıda tek bir eşitleyici ile düzeltelebilmektedir. Düz sönümlü kanal etkisi sinyalin frekans seçici sönümlü kanal etkisine göre nispeten daha az bozulduğu kanal modelidir. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi düz sönümleme durumunda kanalın dürtü tepkisi tek bir bileşenden oluşur.



Şekil 4.3. Düz sönümlü kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı

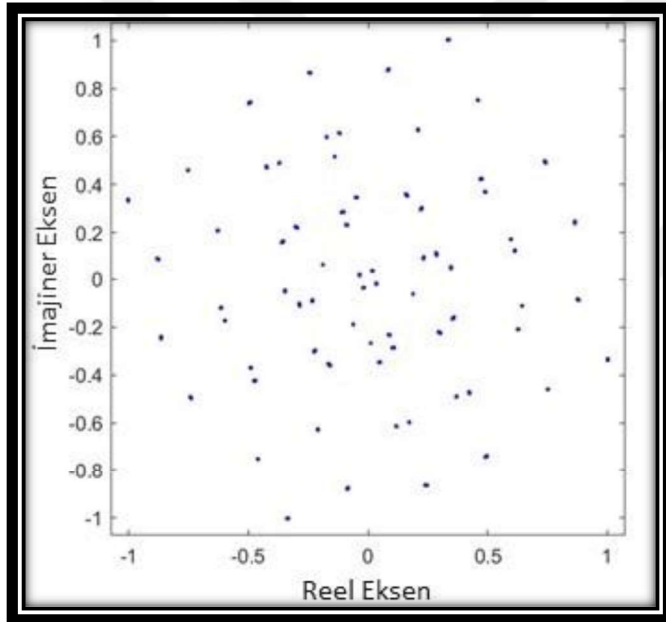
Şekil 4.3'te statik bir Düz Sönümlemeli Rayleigh kanal modeline maruz kalmış olan QPSK yıldız küme diyagramı gösterilmektedir. Şekilde statik yani yavaş sönümleme etkisine sahip düz sönümlemeli bir kanal etkisi sonucu, Şekil 4.1'de gösterilen QPSK sinyal kümesi Şekil 4.3'te gösterildiği şekilde değişmiştir. Burada bütün semboller kanalın çok yavaş değiştiği bir korelasyon etkisi sonucunda (statik kanal-yavaş sönümlemeli kanal modeli) neredeyse kanaldan aynı şekilde etkilenmiştir ve sembollerin genlik ve faz değerlerinin kanal etkisi sonucu aynı şekilde değiştiği gözlemlenmektedir. Kanal nispeten daha hızlı değişen bir yapıda olursa burada semboller arasındaki korelasyon bozulmaya başlayacaktır.



Şekil 4.4. Hızlı ve düz sönümlemeli kanalda QPSK yıldız küme diyagramı

Şekil 4.4'te iletilmekte olan bir QPSK sinyal dizisi hızlı sönümlmeli ve düz sönümlmeli kanal etkisine uğramıştır. Şekil 4.4'te, Şekil 4.3'te meydana gelen kanal etkisinden farklı olarak sinyal dizisi hızlı sönümlleme etkisi gösteren Rayleigh kanalı etkisine maruz kalmıştır. Burada kanaldaki değişiklik hızını belirtilen Doppler frekansı parametresi büyük bir oranda arttırılmıştır. Hızlı sönümlmeli kanal modeli etkisinde iletilmekte olan her bir sembol dizisi, değişim hızı artmış olan kanal etkisi nedeniyle Şekil 4.3'te belirtilen diyagrama göre genlik ve faz olarak çok daha fazla değişikliğe uğramıştır.

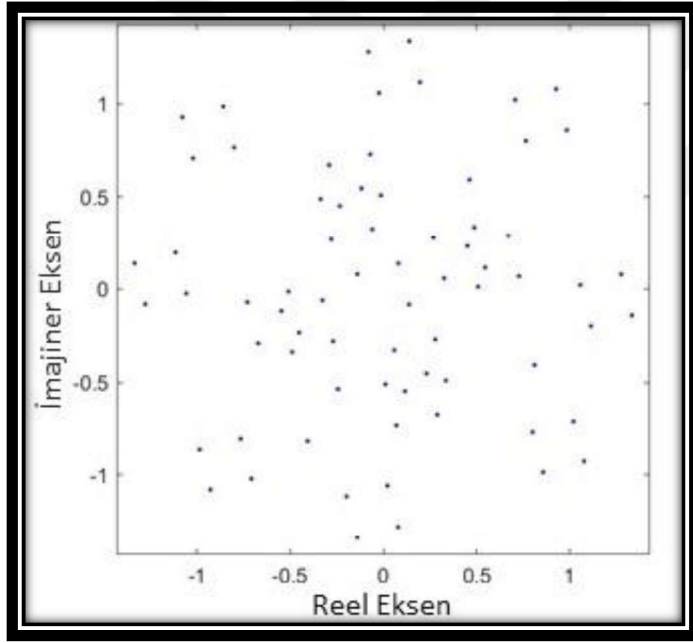
Sinyalde en fazla bozulma yaratan sönümlü kanal modellerinden, Frekans seçici kanal etkisi Şekil 4.5'te gözlemlenmektedir.



Şekil 4.5. Rayleigh frekans seçici kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı

Frekans seçici sönümlü kanal etkisi iletilmekte olan sembolün bant genişliğinin kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyük olduğu durumda ortaya çıkar. Bu durumda sembol, kanalın frekans tepkisinin farklılaştığı bant aralıklarıyla etkileşime girmektedir. Zaman bölgesinde ifade edilirse kanalın çok yollu gecikme süresinin, sembol süresinden büyük olduğu durumda frekans seçici sönümlmeli kanal etkisi meydana gelir. Bu durumda çok yollu yayılımdan dolayı meydana gelen gecikme ne kadar büyük olursa semboller arasında meydana gelen girişim (intersymbol interference) o kadar fazla olmaktadır.

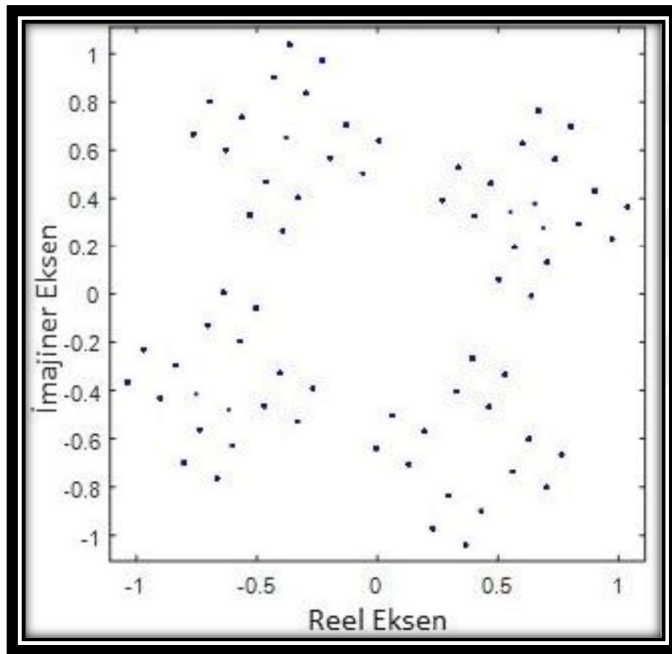
Şekil 4.5'te iletilmekte olan bir QPSK modüleli sinyal dizisine frekans seçici sönümlü kanal etkisi sonucunda QPSK yıldız küme diyagramında meydana gelen değişiklik görülmektedir. Frekans seçici sönümlemeli kanal etkisi sonucu, semboller güçlü bir korelasyona sahip bir kanal tepkisi yerine, iletilen sembolde büyük bir bozulma yaratan bir kanal tepkisiyle karşılaşmıştır. Çünkü Frekans seçici kanalda, kanal tepkisinin korelasyonu takip edilmesi zor bir şekilde azalır. Bunun sonucunda QPSK yıldız küme diyagramı Şekil 4.5'teki gibi değişmiştir. Kanalın uyumluluk bant genişliği iletilen bir sembolün bant genişliğinden ne kadar büyük olursa, her bir sembol dizisinin karşılaştığı kanal tepkisinin korelasyonu o kadar farklılaşmaktadır. Aynı sinyal dizisi Rician kanal modeli altındaki frekans seçici sönümlemeli kanal etkisine uğrarsa yıldız küme diyagramında meydana gelen etki aşağıdaki şekilde belirtildiği gibidir.



Şekil 4.6. Rician sönümlü kanal etkisinde QPSK yıldız küme diyagramı, K Faktör = 5

Şekil 4.6'da gösterildiği gibi Rician kanal modelinde frekans seçici kanal etkisi altında iletilen sinyal dizisinin yıldız küme diyagramında, Rayleigh kanal modeline göre daha az bozulma olduğu gözlemlenmektedir. Şekilde belirtilen yıldız küme diyagramında iletilmekte olan semboller Rayleigh kanal modelinde karşılaşılan etkiye göre daha az bir oranda genlik ve faz değişimine uğramıştır. Böylece sinyallere etki eden kanal etkisinin, Rician kanal modelinde, Rayleigh kanal modeline göre daha yüksek korelasyona sahip olduğu görülmektedir. Rician Kanal modelinde, iletilen sembollerin herhangi bir şekilde yansıma,

saçılma ve kırılmaya uğrayan sinyal işaretlerinin yanında, doğrudan alıcıya ulaşan bir sinyal işaretinin de bulunduğu kabul edilir. Bu sinyal modeli K Faktör parametresi ile ifade edilir. K Faktör parametresi, vericiden gönderilen ve herhangi bir engel nedeniyle yansıma saçılma ve kırılma etkisine uğramadan alıcıya ulaşan sinyal işaretlerini temsil eder. K faktör parametresi ne kadar kuvvetli olursa sinyalde sönümlü kanal etkisiyle ortaya çıkan bozulma o kadar daha az olur. Şekilde belirtilen Rician kanal modelinde K Faktör parametresi 5 olarak alınmıştır. K faktör parametresi aynı kanal koşullarında 25 olarak atandığında yıldız küme diyagramı Şekil 4.7'deki gibidir.



Şekil 4.7. Rician sönümlü kanalda QPSK yıldız küme diyagramı, K Faktör = 25

Şekil 4.7'de, Şekil 4.6'da belirtilen kanal modeline göre K Faktör parametresi 5 kat arttırılmıştır. Bu durumda her iki şekil karşılaştırılırsa K Faktör değerinin 5 kat arttırıldığı kanal modelinde, QPSK sinyal yıldız kümesinde meydana gelen değişimin Şekil 4.1'de belirtilen QPSK yıldız küme diyagramına daha benzer olduğu, kanal tepkisinin daha yüksek bir korelasyona sahip olduğu gözlenmiştir. Bu nedenle Rician kanal modelinin, Rayleigh kanal modeline göre K faktör parametresiyle orantılı bir şekilde sinyal üzerinde daha az bozulma yaratan bir kanal modeli olduğunu görülmektedir. Daha önceki kısımlarda belirtildiği gibi K Faktör değeri 0 olursa Rician kanal modeli Rayleigh kanal modeline döner.

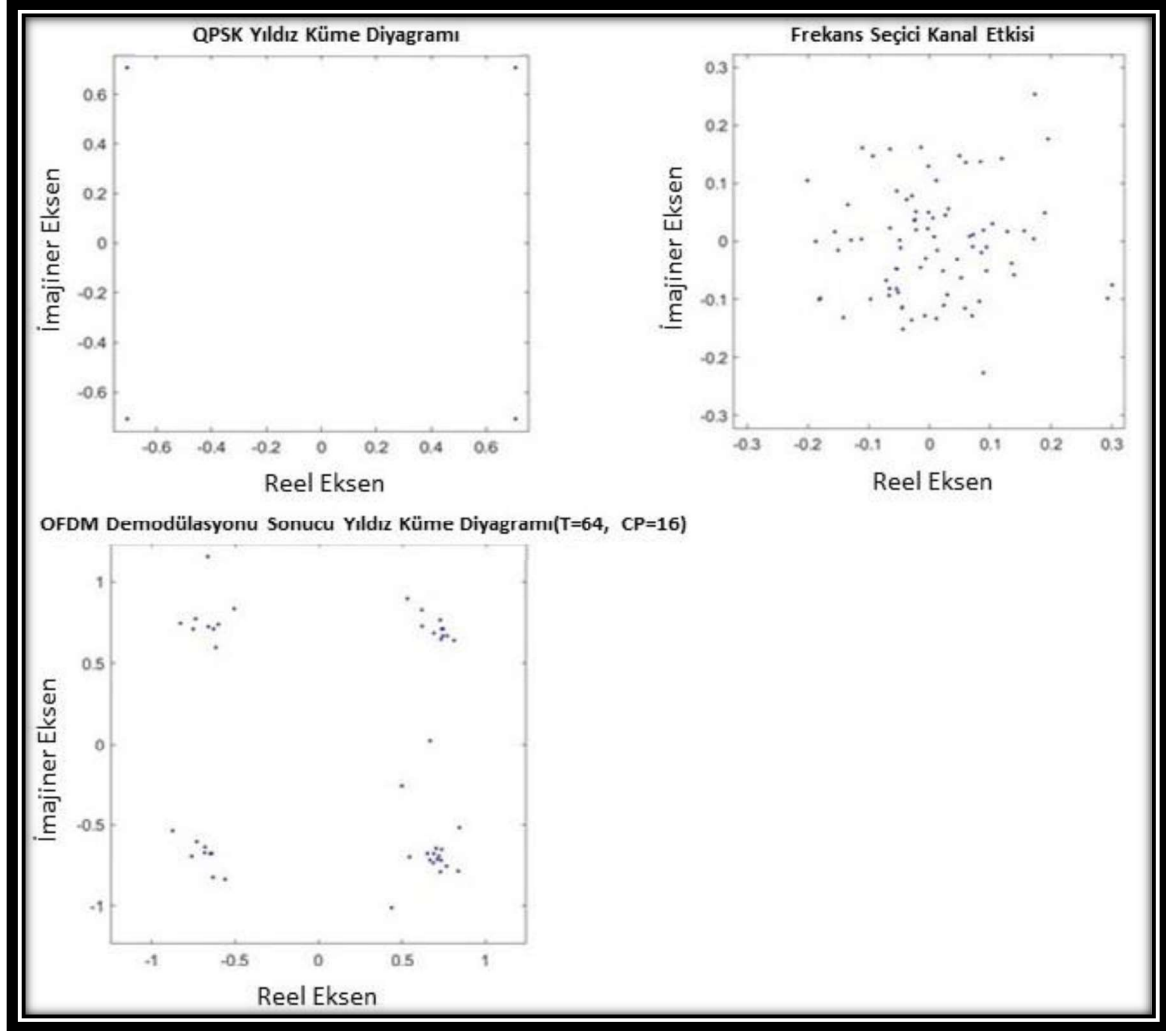
Buraya kadar olan simülasyonlarda sönümlü kanal etkisinin sinyal üzerinde AWGN etkisine karşı daha fazla bozulma yarattığı gözlemlenmiştir. Ayrıca sönümlü kanal çeşitlerinden düz ve yavaş sönümlemeli kanalların sinyal üzerindeki yarattığı bozulmaya göre, frekans seçici ve hızlı sönümlemeli kanalların sinyalde takip edilmesi çok daha zor olan bir bozulma yarattığı gözlemlenmiştir. Ayrıca Rician kanal modelinin Rayleigh kanal modeline göre K Faktör parametresine bağlı olarak sinyalde daha az bozulmaya yol açan bir kanal modeli olduğu görülmüştür.

4.3. Sönümlü Kanal Etkisine Karşı OFDM Simülasyon Uygulamaları

Sönümlü kanal etkisine karşı OFDM kullanımı etkili bir yöntemdir. Bu yöntem sayesinde sinyalde frekans seçici sönümlü kanal etkisi sonucu meydana gelen ISI etkisi azaltılarak sinyalin daha az bozulmaya uğraması sağlanabilir. Daha önceki kısımlarda bahsedildiği gibi frekans seçici sönümlü kanal etkisi, iletilmekte olan sinyal dizisindeki her bir sembolün bant genişliğinin sinyalin iletildiği kanalın uyumluluk bant genişliğinden (coherence bandwidth) büyük olduğu durumda ortaya çıkar. Frekans seçici sönümlü kanal etkisi sonucu, iletilmekte olan her bir sembol, kanal tarafından genlik ve faz olarak birbirinden farklı şekilde etkilenir. Rayleigh kanal modelinde frekans seçici sönümlü kanal etkisinin QPSK sinyal dizisine etkisi Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Şekil 4.1.'deki QPSK yıldız küme diyagramında belirtilen kümelenme, frekans seçici sönümlü kanal etkisi sonucu Şekil 4.5'te gösterilen duruma gelir. Bu durum alıcı tarafından sinyalin düzeltilmesi işlemini düz sönümleme etkisine göre oldukça zorlaştırmaktadır.

OFDM çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniğidir. OFDM, tek bir taşıyıcı ile iletilmekte olan büyük bir bant genişliğine sahip sinyali, daha küçük bant genişliğine sahip birbirine paralel ve dik olan birçok taşıyıcıya bölerek daha yavaş şekilde iletir. Bu şekilde kanalın iletilen sembol dizisine gösterdiği sönümleme etkisini azaltarak sembolün daha az bozulmasını sağlar. OFDM yöntemi sayesinde iletilen sembol dizisi sönümlü kanal etkisine karşı daha dayanıklı bir hale gelir. Kanalın gösterdiği frekans seçici kanal etkisi OFDM ile düz sönümlü kanal etkisi haline getirilir ve kanal alıcı tarafından tek bir eşitleyici ile düzeltilebilir. Bu bölümde yapılan simülasyonlarda OFDM modüleli sinyallerde alt taşıyıcı sayısındaki değişikliklerin ve döngüsel önek parametresindeki değişikliklerin frekans seçici Rayleigh kanal etkisine maruz kalmış sinyallerdeki etkisi incelenmiştir. Daha önceki bölümlerde Rician sönümlü kanal modelinin sinyalde daha az bozulmaya yol açan bir kanal modeli

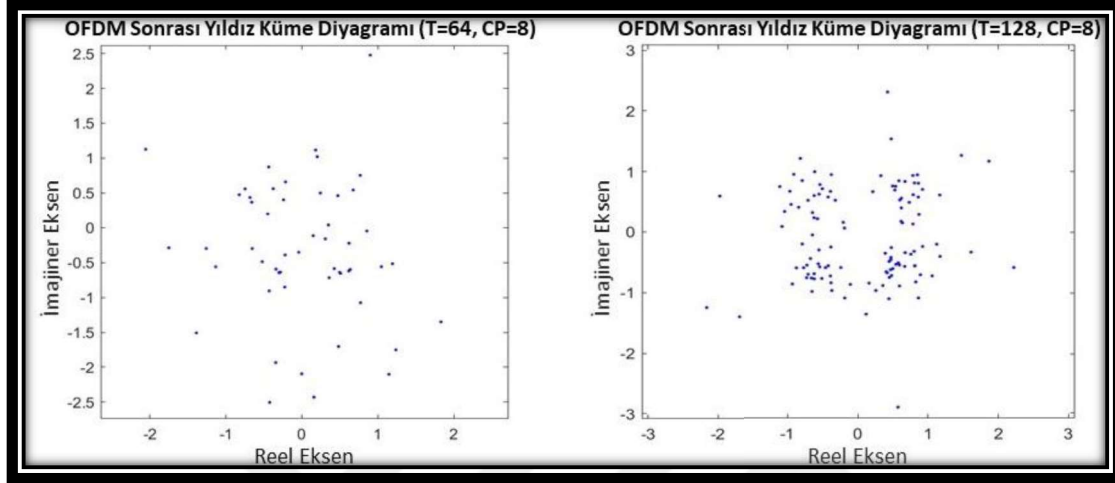
olduğu gözlemlendiği için bundan sonraki çalışmalarda daha zorlu bir kanal modeli olan Rayleigh kanal modeli ile simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.8. Frekans seçici kanalda OFDM yıldız küme diyagramı (T=64, CP=16)

Şekil 4.8’de QPSK sinyal dizisinin yıldız küme diyagramı, bu sinyal dizisine frekans seçici Rayleigh kanal modelinde sönümlü kanal etkisi ve aynı kanala maruz kalan OFDM modüleli QPSK sinyal dizisinin alıcıdaki yıldız küme diyagramları incelenmiştir. Şekilde QPSK modüleli sinyalin tek bir taşıyıcı ile Rayleigh kanal modelinde frekans seçici sönümlü kanal etkisiyle iletilmesi sonucu sinyalde meydana gelen değişiklik gösterilmektedir. Şekilde gösterildiği gibi QPSK modüleli sinyalin yıldız küme diyagramı frekans seçici kanal etkisi altında düzeltilmesi zor bir değişikliğe uğramıştır. Aynı QPSK modülasyona uğramış sinyal dizisinin 64 taşıyıcılı (Döngüsel önek=16) bir OFDM modülasyonu sonrasında, aynı kanal modelinden etkilenmesi sonucu ise alıcı tarafında sinyal kümesi şekilde gösterildiği gibi

düzelme eğilimi göstermiştir. Burada OFDM etkisi sonucu sinyal yıldız küme diyagramı QPSK yıldız küme diyagramına benzer bir dağılım göstermiştir. Taşıyıcı sayısı ve Döngüsel önek parametrelerindeki değişiklikler ile bu benzerlik artma veya azalma eğilimi göstermektedir.

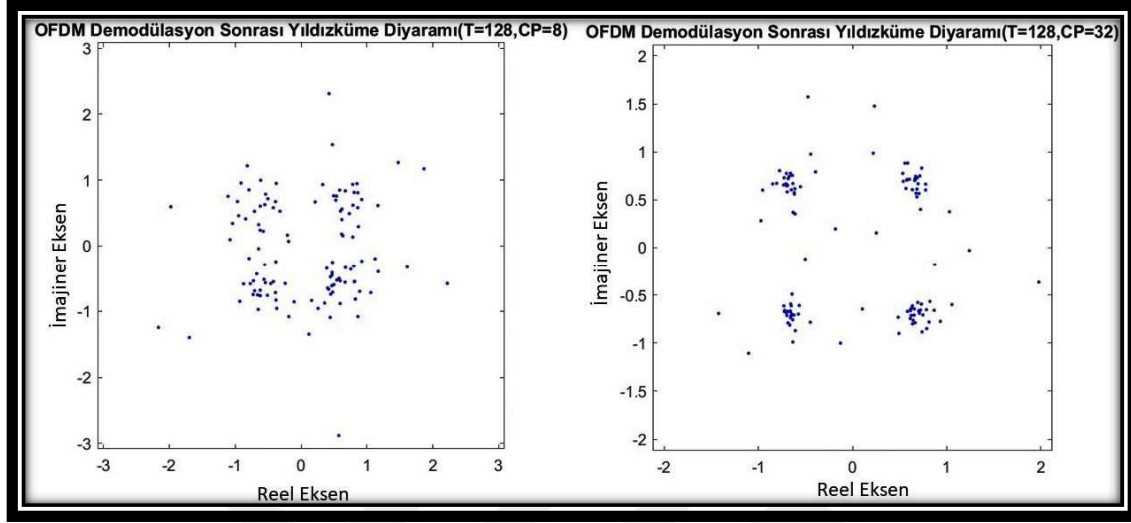


Şekil 4.9. OFDM’de taşıyıcı sayısı etkisinin yıldız küme diyagramları ile incelenmesi

OFDM’de taşıyıcı sayısının arttırılması durumunda iletilen sinyal dizisinin alıcıdaki yıldız küme diyagramı, başlangıçta sembollerin modüle edildiği QPSK yıldız küme diyagramına daha çok benzemektedir. Şekilde belirtildiği gibi taşıyıcı sayısının arttırılmasıyla kanal etkisi sonucu alıcıda genlik ve faz etkisi olarak daha az bozulmuş semboller elde edilmiştir. Şekilde belirtilen simülasyon çalışmasında 64 taşıyıcılı sistemde hata oranı 0,298 olarak elde edilmişken, 128 taşıyıcılı sistemde hata oranı 0,11 olarak elde edilmiştir. Taşıyıcı sayısının arttırılması sonucu iletilen sinyal dizisinin daha küçük bant genişliğine sahip olması sağlanır. Bu şekilde kanalın iletilen sembol dizisine etkisinin korelasyonu daha yüksek bir hale gelmesi sağlanır.

Şekil 4.9’da görülebildiği gibi taşıyıcı sayısının 2 katına çıkarılması durumunda, alıcıda QPSK yıldız küme diyagramına göre modüle edilen sinyallerin kanal etkisiyle daha az bozulduğu görülmüştür. Taşıyıcı sayısının arttırılması durumu, alt taşıyıcılarda iletilen sinyal dizisinin bant genişliğinin o oranda küçülmesi ve kanalın sembollere frekans seçici sönmümlü kanal etkisi yerine korelasyonu daha yüksek bir kanal etkisi göstermesi sağlanır. Korelasyonu yüksek kanal etkisi düz sönmüleme olarak da adlandırılabilir. Zaman bölgesinde ise iletilen semboller arasında meydana gelen girişimin azaldığı anlamına gelir. Buradan

anlaşılacağı üzere taşıyıcı sayısının arttırılması sembollerin yavaşlamasını sağlayarak sembol süresini arttırırken, frekans bölgesinde bant genişliği azaltarak sönümlü kanal etkisinin azaltılmasını sağlar.



Şekil 4.10. OFDM’de döngüsel önek etkisinin yıldız küme diyagramı ile incelenmesi

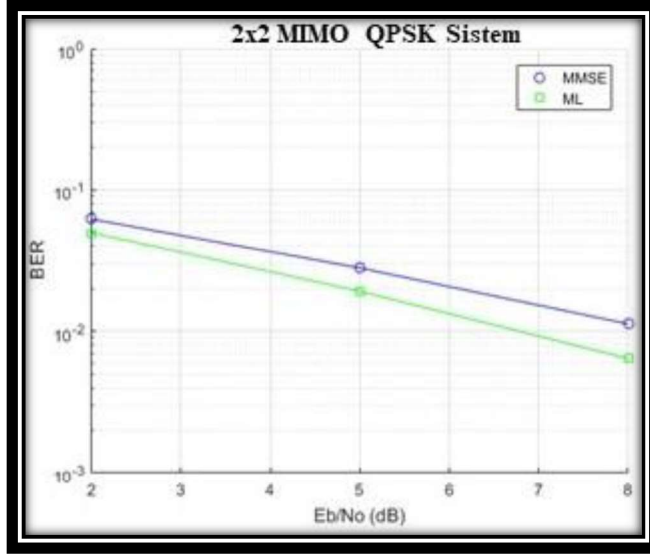
OFDM sembolleri arasında zamansal ayırım sağlamak için koruma aralıkları kullanılır. Koruma aralıkları, sinyal, zaman dağıtıcı (maksimum gecikme süresine yol açan kanallar) kanallardan geçtikten sonra semboller arası dikliğin korunmasına yardımcı olur. Koruma aralıkları, döngüsel önekler kullanılarak oluşturulur. Döngüsel önek, bir OFDM sembolünün son kısmının kopyalanıp, OFDM sembolünün başına eklenmesidir. Şekil 4.10’da görüldüğü gibi Döngüsel Önek OFDM modüleli sinyallerde sinyaller arası girişimi engellemede de avantaj sağlar. Her bir sembolün son kısmı bir sonraki sembolün ön kısmına kopyalanır. Böylece iletilmekte olan her bir sembolün süresi artar ve sembolün çoklu yol etkisi (multipath effect) sonucu oluşan kanalın maksimum gecikme süresine karşı dayanıklılığı artar. Şekilde 128 alt taşıyıcılı bir sistemde, yani 128 parçaya bölünmüş sembollerden oluşan bir sistemde, her sembolün son 8 taşıyıcısının ve son 32 taşıyıcısının bir sonraki sembole eklenmesi durumunda, alıcıdaki yıldız küme diyagramları gösterilmiştir. Belirtilen simülasyonda döngüsel önek uzunluğunun 8 olduğu simülasyonda hata oranı 0,11 olarak elde edilmişken, döngüsel önek uzunluğunun 32 olduğu kısımda hata oranı 0,03 olarak elde edilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi döngüsel önek miktarının arttırılması alıcıdaki sinyalin daha az bozulmasını sağlar. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi kablosuz haberleşme kullanılarak iletilen herhangi bir sembol, iletilmekte olduğu kanaldan sembol süresinin kanalın maksimum gecikme süresinden büyük ya da küçük olmasına göre farklı şekilde

etkilenir. Düz sönümleme etkisi sonucu semboller arası girişim sembollerde frekans seçici sönümlenme etkisine göre daha az bir sönümlenme etkisi ortaya çıkmasını sağlar. Bu nedenle OFDM işleminde döngüsel önek aşaması sönümlü kanal etkisine karşı avantaj sağlar. Şekil 4.10'da OFDM'de döngüsel önek için 2 farklı değerin, QPSK modüleli sembollerde sönümlü kanal etkisine karşı yarattığı avantaj incelenmiştir. Burada her bir sembole eklenen döngüsel önek süresinin arttırılmasının, sembol süresinin maksimum aşırı gecikme süresine karşı daha büyük olmasını sağlamaktadır. Sembollere döngüsel önek eklenmesi ile maksimum aşırı gecikme süresi kaynaklı semboller arası girişimin önüne geçilmektedir. Böylece her bir taşıyıcının birbirine dik olmasının sağlanması yanında semboller arası girişim ile bozulması engellenmiş olur. OFDM'in sağladığı diklik döngüsel önek eklenmesi ile korunur ve bant genişliği avantajı sağlar. Çünkü zaman bölgesinde sembol süresindeki artış aynı zamanda frekans bölgesinde sembol bant genişliğinin azalmasını sağlar. Şekil 4.8, 4.9 ve 4.10'da iletilen sembollerin alt taşıyıcılara bölünmesinin ve döngüsel önek kullanılmasının sönümlü kanal etkisinin azaltılmasında önemli bir avantaj sağladığı gözlemlenmiştir.

4.4. Sönümlü Kanal Etkisine Karşı MIMO Simülasyon Uygulamaları

Bu bölümde kablosuz haberleşmede alıcı ve vericide birden çok anten kullanılması durumunun etkileri incelenmiştir. Alıcı ve vericide birden fazla anten kullanılması durumu sönümlü kanal etkisini zayıflatmada kullanılan etkili yöntemlerden biri olarak bilinir. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi alıcı ve vericide birden çok anten kullanılması durumuna MIMO sistem denir. MIMO sistemleri, birden fazla anten kullanırken gerçekleştirdikleri potansiyel kapasite kazanımları için iletişim sistemlerinde giderek daha fazla kullanılmaktadır. Simülasyonlar alıcı tarafın kanal bilgisini çok iyi bildiği varsayımı altında gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlarda dikgen uzay zaman blok (Orthogonal Space Time Block Code-OSTBC) kod çeşitliliği metodolojisine göre anten çeşitliliği incelenmiştir. Alıcı tarafta sembollerin kestirimi MLD ile yapılmaktadır.

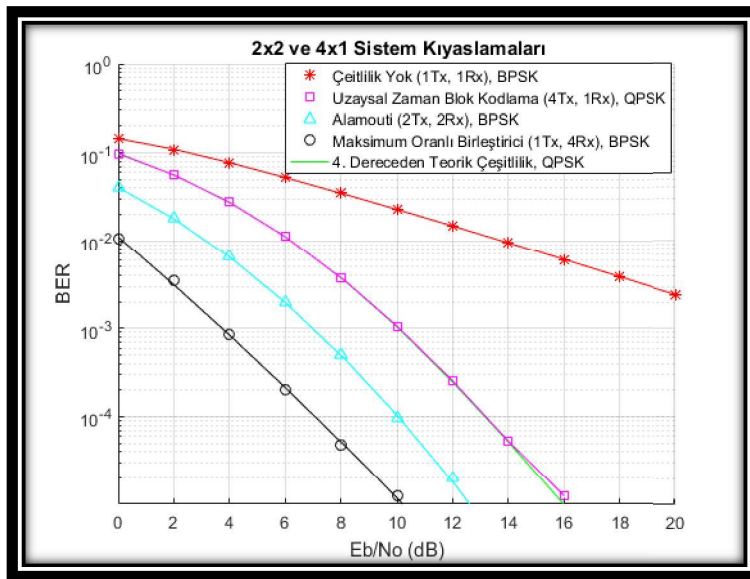
Şekil 4.11'de düz sönümlemeli Rayleigh kanal modeli altında 2 verici ve 2 alıcılı bir MIMO sisteminde QPSK modüleli bir sinyal dizisinin alıcıda MMSE ve MLD için performans analizi bir simülasyon üzerinden incelenmiştir.



Şekil 4.11. 2x2 MIMO QPSK sinyallerde MMSE ve MLD performans analizi

Şekil 4.11’de görüldüğü gibi MLD kestirimci performans olarak MMSE’ye göre Rayleigh sönümlü kanal modelinde, birbirine yakın değerler göstermekle beraber daha yüksek bir performans göstermektedir. Bu simülasyondan da görüldüğü üzere daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi MLD, MMSE detektöründen daha ideal bir kestirimcidir.

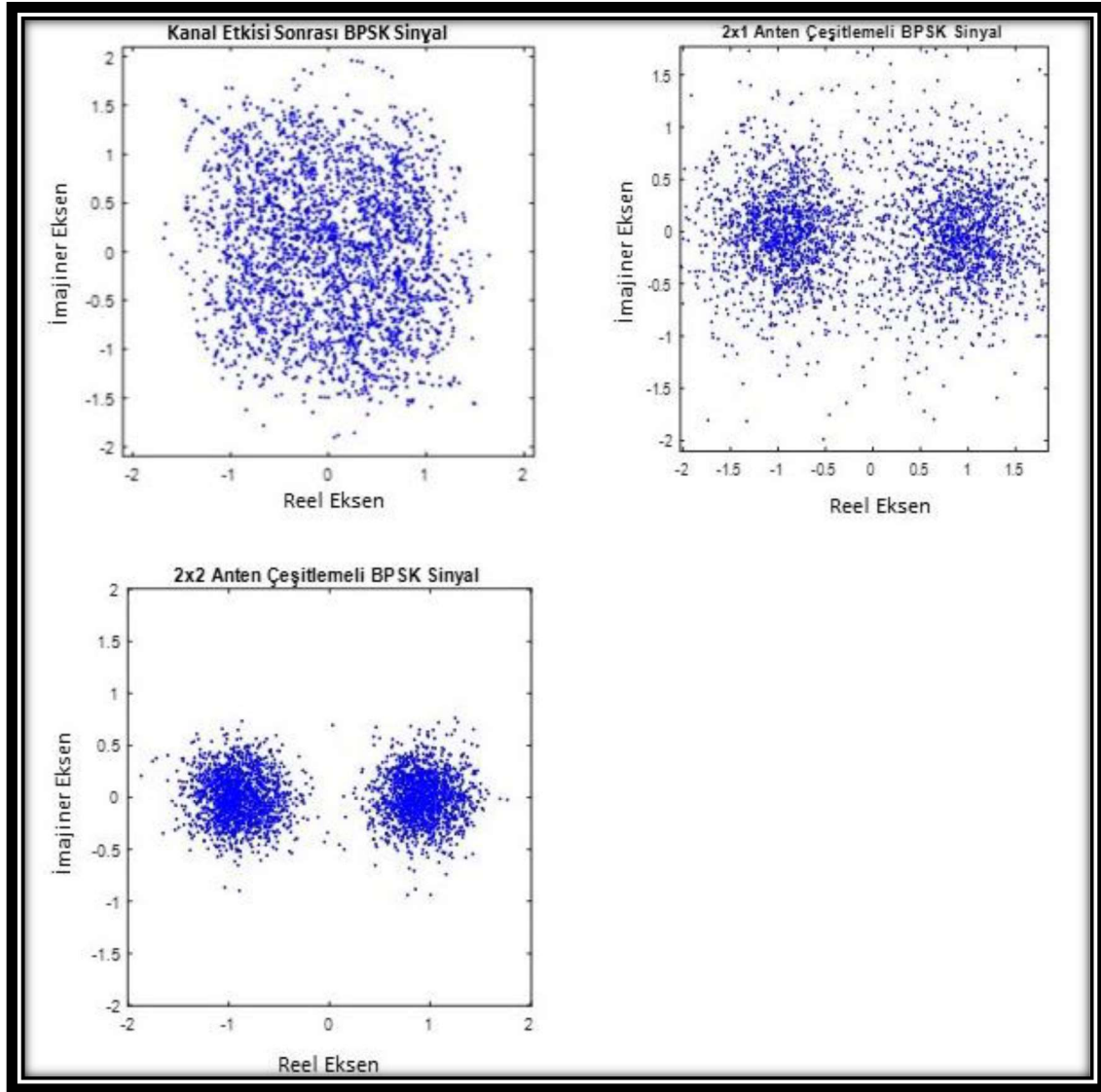
Şekil 4.12’de, Rayleigh kanal modelinde sönümlü kanal etkisine karşı BPSK ve QPSK modüleli sinyallerin verici ve alıcı anten çeşitliliği için bit hata oranındaki ve yıldız küme diyagramlarındaki etkileri incelenmiştir.



Şekil 4.12. BPSK ve QPSK 2x2, 4x1 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda BER grafiği

Şekil 4.12, BPSK modüleli, anten çeşitliliği olmayan 1x1 kanal altında iletilen sinyal dizisi, OSTBC metodu ile 4 tane verici anten ve 1 tane alıcı anten bulunan QPSK modüleli sinyal, verici ve alıcıda 2 antenin bulunduğu BPSK modüleli, Alamouti kodlama ve QPSK modüleli 4. dereceden anten çeşitlemesinin düz sönümlü Rayleigh kanal modeli etkisindeki performansını göstermektedir. Ayrıca şekilde her bir çeşitleme dalının kendi karmaşık kanal katsayısı ile orantılı olarak ağırlandırılıp toplandığı MRC tekniğinin BPSK modülasyonunda 1 verici 4 alıcı anten kullanımındaki performansı da gösterilmiştir [32]. Şekilde belirtildiği gibi alıcı veya vericide anten çeşitlemesi bulunan bütün durumlar, verici ve alıcıda 1 antenin bulunduğu duruma göre bit hata oranı (Bit Error Rate - BER) olarak daha iyi performans göstermektedir. Ayrıca 2x2 BPSK Alamouti ve 1x4 BPSK Maksimum Oranlı Birleştirici çeşitliliği birbirine çok yakın bir bit hata oranı performansı göstermiştir.

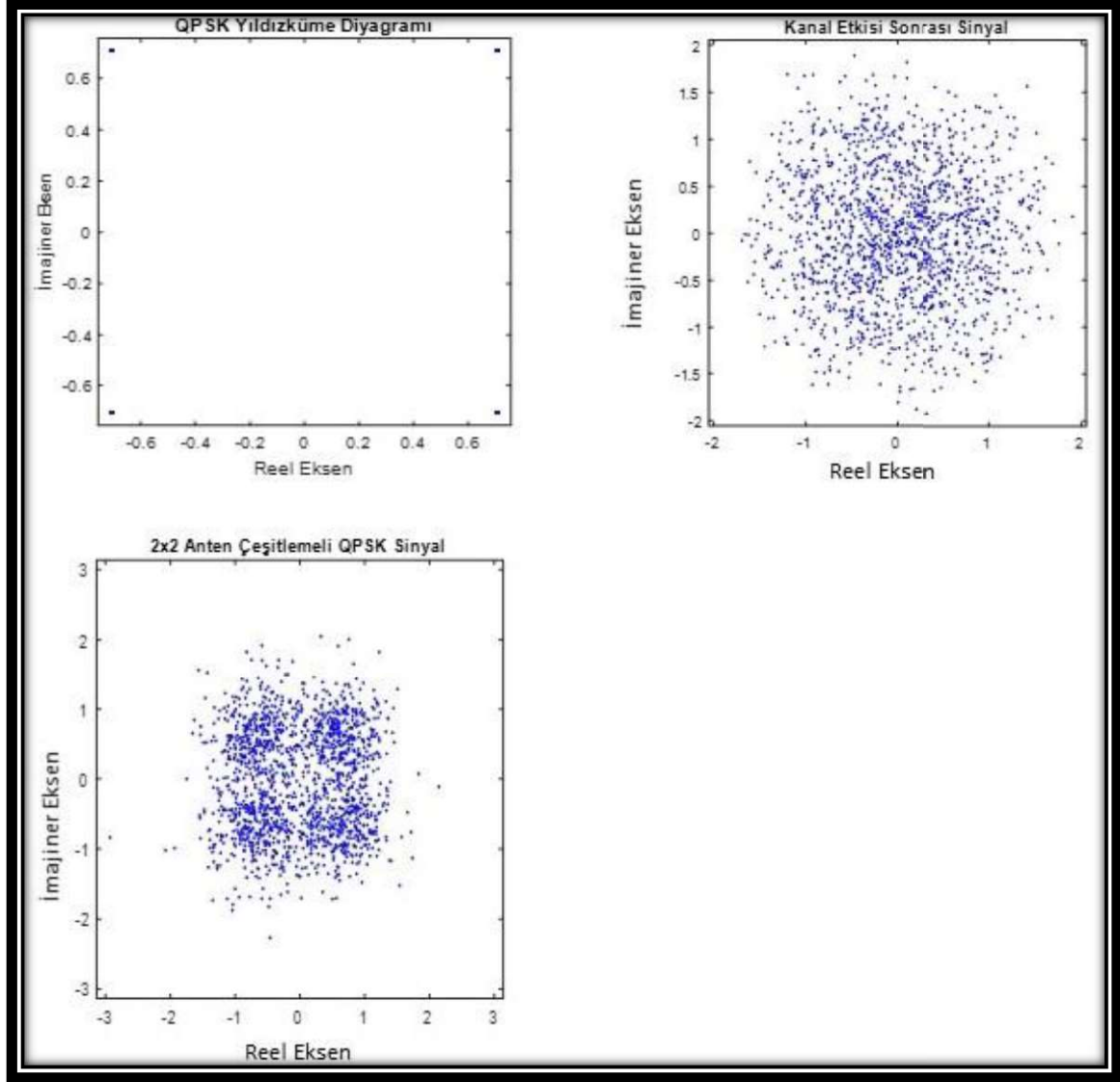
Şekilde belirtildiği gibi aynı çeşitliliğe sahip QPSK ve BPSK modülasyona uğrayan sinyaller arasında da sönümlü kanal etkisi karşısında performans farklılığı bulunmaktadır. Daha önceki kısımlarda bahsedildiği gibi 1 sembol QPSK modüleli sinyallerde 2 bitten oluşmakta iken BPSK modüleli sinyallerde 1 bitten oluşmaktadır. Bu durum BPSK modüleli sinyallere, QPSK'e göre, sönümlü kanalların sembollerde meydana getirdiği faz değişikliği etkisine karşı avantaj sağlar. Bu avantaj nedeniyle şekilde de görüldüğü üzere BPSK modüleli sistemler QPSK'e göre daha başarılı bir performans göstermiştir. Alıcı ve verici antenlerin sayısının artırılması sinyal dizisinin birbirinden bağımsız birçok sönümlü yoldan iletilmesini sağlar. Sinyalin birbirinden bağımsız birçok kanaldan iletilmesi ile sinyal birbirinden farklı birçok kanal etkisine uğrar ve sinyalin alıcıda doğru tahmin edilme oranı yükselir. Bu durum yıldız küme diyagramlarında incelendiğinde Şekil 4.13'teki görünümde elde edilmiştir.



Şekil 4.13. BPSK 2x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı

Şekil 4.13, BPSK modüleli 3000 sembolen oluşan sembol dizisinin frekans seçici Rayleigh kanal etkisinde nasıl değişime uğradığı gösterilmektedir. Aynı simülasyon dizisinde verici tarafta 2, alıcı tarafta 1 anten kullanılan durumda bit hata oranı 0,0380 olarak elde edilmiştir. Alıcının kanal etkisini bildiği varsayımıyla gerçekleştirilen simülasyonda alıcı antende elde edilen sembollerin yıldız küme diyagramı BPSK yıldız küme diyagramına benzer durumdadır. Şeklin devamında aynı sembol dizisi için, alıcı ve vericide 2 anten kullanılması ve alıcının kanal etkisini bildiği varsayımıyla alıcıda elde edilen yıldız küme diyagramı gösterilmektedir. Şekilde belirtilen simülasyon sonucunda 3000 BPSK modüleli sembolün 2x2 MIMO sistemde iletilmesiyle bit hata oranı 0,0140 olarak elde edilmiştir. 2x2 BPSK MIMO sistemin alıcıda elde edilen yıldız küme diyagramı şekilde belirtildiği gibi 2x1 BPSK

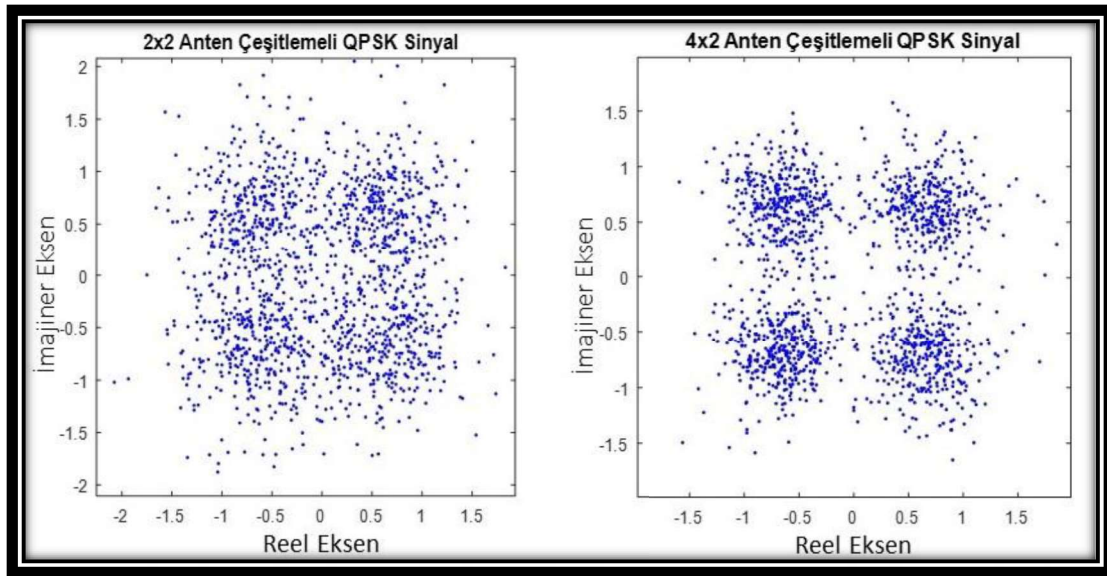
MIMO sistemin yıldız küme diyagramına göre orijinal BPSK yıldız küme diyagramına daha benzer bir noktadadır. Bu durum bit hata oranlarından da görülmektedir.



Şekil 4.14. QPSK 2x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı

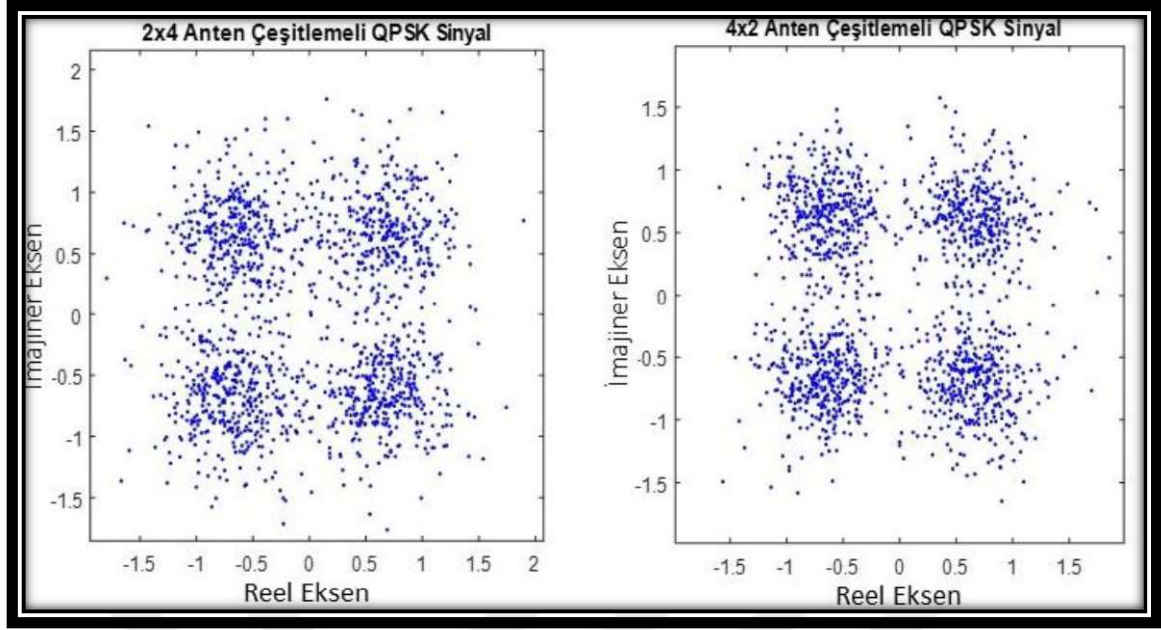
Şekil 4.14’de QPSK modüleli 1500 sembolen (3000 bit) oluşan sembol dizisine Rayleigh kanal modelinde frekans seçici sönümlü kanal etkisi ve 2x2 MIMO sistemin aynı kanal şartları altında alıcıdaki yıldız küme diyagramları görülmektedir. Bu sinyal dizisinde alıcıda bit hata oranı 0,0607 olarak elde edilmiştir. Yıldız küme diyagramlarında gözlemlendiği gibi aynı anten çeşitlemesi durumunda BPSK modülasyonunda bit hata oranı QPSK modülasyona göre daha düşük bir seviyedir.

Çalışmada MIMO sistemleri, QPSK modülasyona uğramış sistemler üzerinden incelenmiştir. QPSK sinyallerin alıcı ve verici anten sayısını değiştirerek, Rayleigh kanal modelinde frekans seçici sönmüleme etkisine karşı yıldız küme diyagramlarında ve bit hata oranlarındaki değişiklikleri incelenmiştir. Şekil 4.15’de QPSK modüleli alıcı ve verici anten sayısı 2 olan MIMO sistem ve verici anten sayısı 4, alıcı anten sayısı 2 olan sistem ile incelenmiştir.



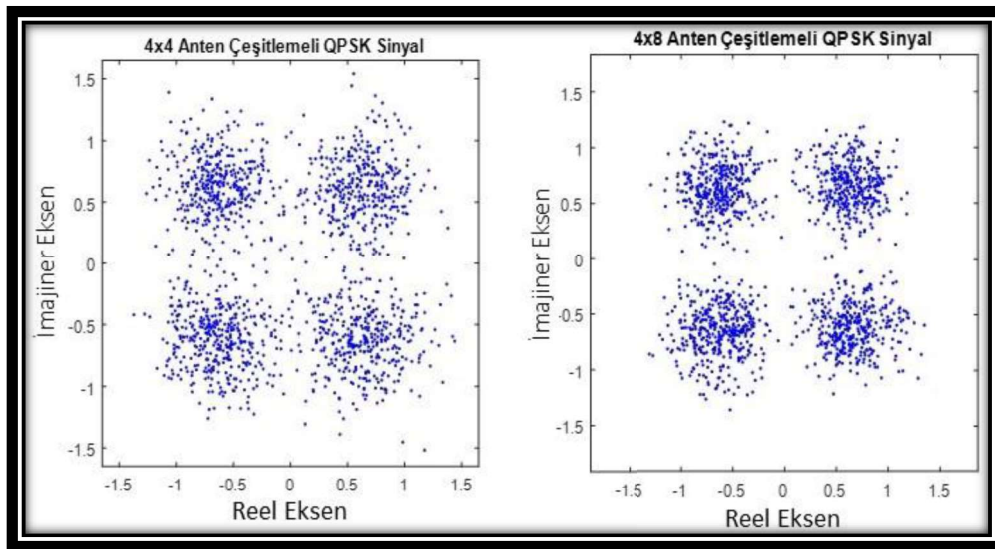
Şekil 4.15. 2x2, 4x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı

Şekilde belirtilen 2x2 ve 4x2 MIMO sistemlerin frekans seçici Rayleigh kanal modeli etkisi altındaki performansları için yapılan simülasyon çalışmalarında, 2x2 sistem için bit hata oranı 0,0607 olarak elde edilmişken, 4x2 sistemin bit hata oranı 0,0107 olarak elde edilmiştir. Her iki sistemin alıcıda elde edilen ve şekilde belirtilen yıldız küme diyagramları incelendiğinde, 4x2 sistemin yıldız küme diyagramı QPSK yıldız küme diyagramına daha benzer eğilim göstermiştir. Ayrıca bit hata oranında verici anten sayısındaki artış ile düzelme olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.16. 2x4, 4x2 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı

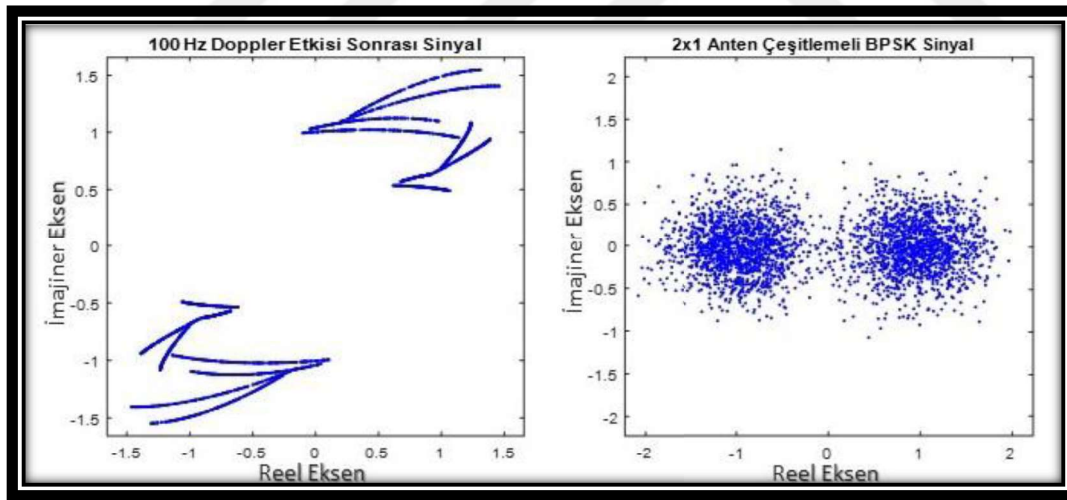
Şekil 4.16’da belirtilen 2 alıcının ve 4 vericinin bulunduğu sistemde iletilen QPSK sembol dizisinin alıcıda birleştirilmesiyle elde edilen 1500 sembol için, bit hata oranı 0,0213 olarak elde edilmiştir. Görüldüğü gibi anten çeşitlemesinde alıcı anten ve verici anten sayısının karşılıklı olarak değiştirilmesi sonucunda performans olarak küçük değişiklikler ortaya çıkmaktadır. Alıcı ve verici anten sayısının her ikisinin birden arttırılması sonucu, sinyal dizisi sönümlü kanal etkisine rağmen daha düşük oranda bir hata oranıyla alıcıda elde edilmektedir.



Şekil 4.17. 4x4, 4x8 MIMO sinyallerin Rayleigh kanalda yıldız küme diyagramı

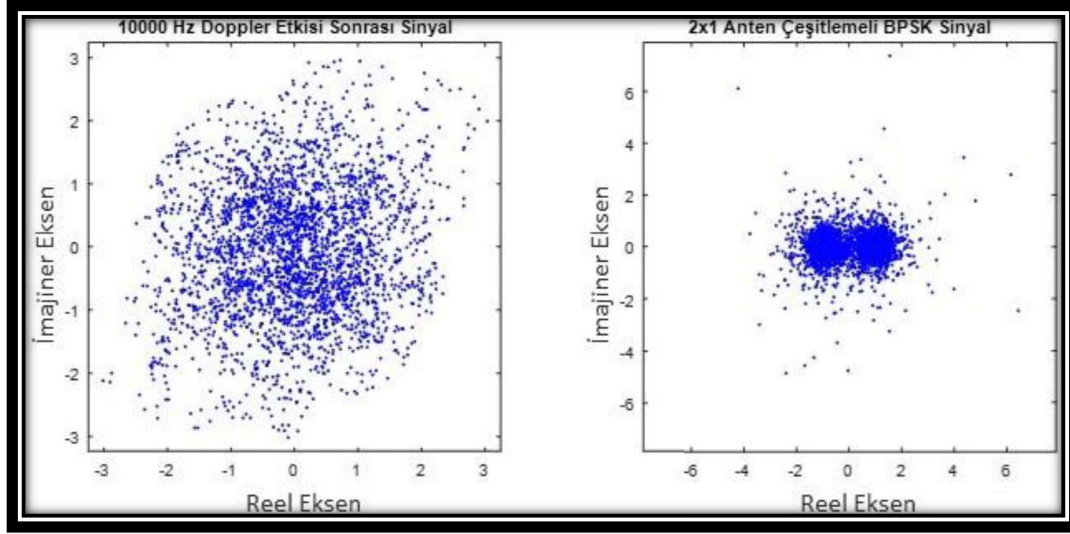
Şekil 4.17’de yıldız küme diyagramları belirtilen sistemde alıcı ve vericide bulunan anten sayısının artırılması sonucu 4x4 sistemi için bit hata oranı 0,0087 olarak elde edilmiştir. Alıcı anten sayısının 4, verici anten sayısının 8 olduğu sistemde (4x8 MIMO sistemde) bit hata oranı 0,001 seviyesine gelmiştir. Bu durum yıldız küme diyagramlarından da gözlemlenebilmektedir. QPSK modüli 4x8 MIMO sistemin yıldız küme diyagramından da görüldüğü gibi alıcıda elde edilen sembol toplulukları 4 ayrı eşit sayıda sembol yumağı olarak gözükmeye başlamıştır. Bu durum anten çeşitliliğinin artırılmasının ve alıcıda kanal bilgisinin iyi bilindiğini varsayımında alıcı antenlerde toplanan sembollerin daha yüksek doğruluk oranlarına sahip bir şekilde birleştirildiğini göstermektedir. Anten çeşitliliğinin artırılmasıyla iletilen sembol dizisinin sönmümlü kanal etkisine karşı daha dayanıklı bir hale geldiği simülasyon çalışmalarında görülmüştür.

MIMO sistemlerin Doppler yayılması karşısındaki etkisinin incelenmesinde ise, önce Doppler frekansının 100 Hz olarak seçildiği 2x1 MIMO BPSK modüli sistem incelenmiştir.



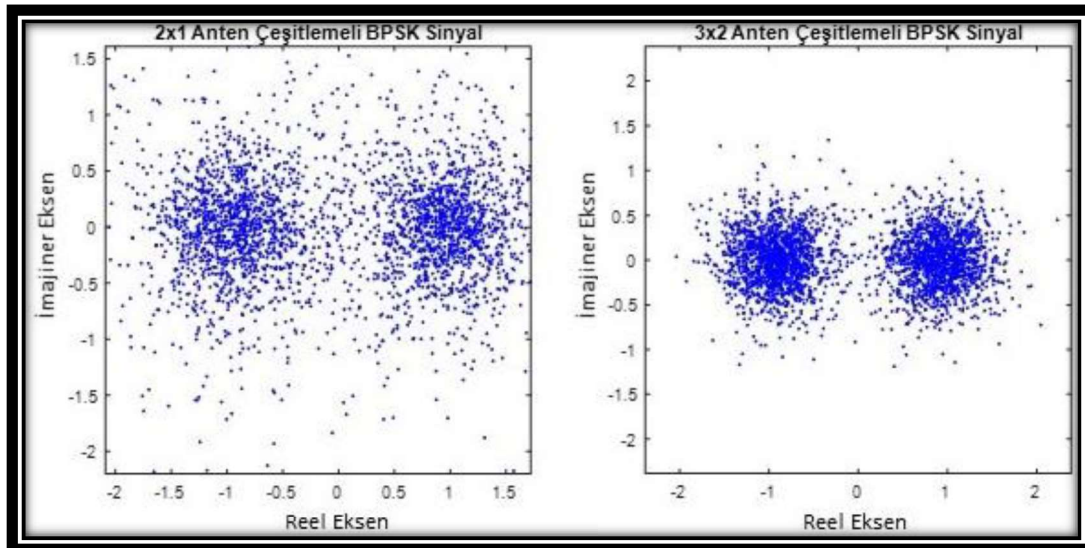
Şekil 4.18. 2x1 MIMO sistemin 100 Hz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı

Şekil 4.18’de Doppler etkisinin 100 Hz olduğu düz sönmülemeli Rayleigh kanal modeli etkisi altında, 3000 sembolen oluşan BPSK modüli sinyal dizisinin kanal etkisi sonrası yıldız küme diyagramı ve bu kanal etkisi sonucu alıcıda elde edilen sembol dizisinin yıldız küme diyagramı gösterilmektedir. Bu simülasyon, vericide 2, alıcıda 1 anten bulunan BPSK modüli MIMO sistem içindir. Doppler etkisinin 100 Hz olduğu bu modelde nispeten yavaş sönmüleme gerçekleşmektedir. Burada bit hata oranı 0,0053 olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.19. 2x1 MIMO sistemin 10 kHz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı

Doppler etkisinin Rayleigh kanal modelinde 10 kHz olarak ayarlandığı aynı simülasyonda kanal etkisi sonucu BPSK modüleli 3000 sembolün yıldız küme diyagramı ve 2x1 sistemin alıcısında elde edilen yıldız küme diyagramı Şekil 4.19’da gösterilmektedir. Alıcı tarafında Şekil 4.19’da görüldüğü gibi semboller BPSK yıldız küme diyagramından uzaklaşmaya başlamış ve iç içe geçmeye başlamış durumdadır. Burada simülasyonda bit hata oranı 0,0453 olarak bulunmuştur. Doppler frekansının artması sonucu bit hata oranı oldukça yükselmiştir.



Şekil 4.20. 3x2 MIMO sistemin 10 kHz Doppler etkisinde yıldız küme diyagramı

Şekil 4.19’da Doppler frekansının 10 kHz olduğu durumda 2x1 BPSK MIMO sistemde bit hata oranı 0,0453 olarak bulunmuştur. Anten çeşitliliğinde alıcı ve verici anten sayısının her

iki tarafta 1'er arttırılması sonucu bit hata oranı 0,0067 olarak elde edilmiştir. Bu durumda Doppler frekansının 10 kat arttırılması sonucu ortaya çıkan bit hata oranındaki artış, verici ve alıcıdaki anten sayısının 1 arttırılması sonucu büyük oranda giderilebilmiştir. Şekil 4.20'de belirtilen yıldız küme diyagramlarından da bu durum gözlemlenebilmektedir. Doppler frekansı, taşıyıcı frekansında meydana getirdiği frekans yayılmasıyla, sinyal işaretlerinin kanal etkisiyle daha çok bozulmasına yol açmaktadır. Anten çeşitlemesi ile birbirinden bağımsız birkaç kanaldan sinyalin iletilmesi, sinyalin alıcıda kestirilmesi işlemini kolaylaştırmaktadır. Belirtilen simülasyonda alıcıda kanal bilgisinin iyi bilindiği varsayılmıştır. Bu simülasyonlar ile MIMO sistemlerin sönümlü kanal etkilerini ortaya çıkaran zamansal yayılma (Frekans Seçici Sönümlenme, Düz sönümlenme) ve frekans yayılmasına (Hızlı Sönümlenme, Yavaş sönümlenme) karşı etkili bir yöntem olduğu görülmektedir.



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında, kablosuz haberleşme ortamlarında sinyal işaretlerine sönümlü kanal etkisi ve bu etkiye karşı OFDM ve MIMO sistemlerin performansı yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir. Yapılan çalışmada Matlab Simülasyon programı kullanılmıştır.

Öncelikle, sayısal modülasyon tekniklerinden QPSK ile üretilmiş sinyal dizisine AWGN'in etkisi, yıldız küme diyagramında meydana getirdiği değişiklik üzerinden incelenmiştir. AWGN etkisine karşı QPSK yıldız küme diyagramında büyük bir bozulma olmadığı gözlemlenmiştir. QPSK yıldız küme diyagramında sembollerde AWGN'in toplamsal etkisi nedeniyle küçük genlik ve faz sapmaları gözlemlenmiştir.

AWGN etkisi incelendikten sonra QPSK modüleli sembollerin, Rayleigh kanal modeli altında statik (yavaş sönümlemeli) düz sönümlü kanal etkisine karşı değişimi yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir. Yıldız küme diyagramında bu etkiyle meydana gelen değişikliğe göre aynı genlik ve faz değerindeki semboller kanal etkisi sonucu aynı miktarda değişim göstermiştir. QPSK modülasyonuna göre yıldız küme diyagramında aynı noktada konumlandırılmış sembollerde düz sönümleme etkisi ile aynı oranda bir konum değişikliği olmuşken, aynı bölgedeki sembollerde küçük bir yayılma gözlemlenmiştir. Bu küçük yayılma ise yavaş sönümleme etkisi sonucu kanalın her bir sembole gösterdiği kanal tepkisindeki küçük farklılaşmalardan kaynaklanmıştır.

Statik düz sönümlemeli kanal etkisinden sonra aynı kanal modelinde hızlı sönümleme etkisi incelenmiştir. Hızlı sönümlemeli kanalda, kanal iletilen her bir sembole kanalın hızlı bir değişim göstermesi nedeniyle birbirinden çok farklı bir tepki göstermektedir. Bu farklılık nedeniyle QPSK modüleli semboller aradaki korelasyon tamamen bozulmuş şekilde yıldız küme diyagramında konumlanmıştır. Hızlı sönümlemenin yüksek bozucu etkisi Rayleigh kanal modeli altında, QPSK modüleli sinyallerin yıldız küme diyagramında meydana gelen değişiklikler üzerinden incelenmiştir. Aynı şekilde QPSK modüleli semboller üzerinde Rayleigh kanal modelinde frekans seçici sönümlü kanalında, düz sönümlü kanal etkisine göre çok daha bozucu etkiler oluşturduğu gözlemlenmiştir.

Statik düz sönümlemeli kanal modeli, hızlı sönümlenme ve frekans seçici kanal etkisi Rayleigh kanal modelinde incelendikten sonra Rayleigh ve Rician kanal modellerinin birbirine göre performansları incelenmiştir. QPSK modüleli sinyallerin yıldız küme diyagramları üzerinden yapılan incelemede, Rician kanal modelindeki K faktör parametresinin sönümlü kanal etkisinin bozucu etkisini azalttığı gözlemlenmiştir. K faktör parametresi arttıkça semboller arasındaki korelasyonun arttığı ve kanal etkisi sonucu yeni yıldız küme diyagramının orijinal QPSK yıldız küme diyagramına benzemeye başladığı gözlemlenmiştir. Bu gözlemler için K faktör değerleri 5 ve 25 olarak seçilmiştir.

Sönümlü kanal parametreleri üzerinden yapılan bu incelemeden sonra OFDM'in sönümlü kanal etkisine karşı performansı yıldız küme diyagramları üzerinden incelenmiştir. OFDM, geniş bir bantta tek bir taşıyıcı ile iletilen sinyal işaretlerinin çok sayıda alt taşıyıcı ile daha küçük bantlarda iletilmesini sağlamaktadır. Ayrıca bu alt taşıyıcıların birbirine dik olması ile büyük bir bant genişliği kazancı sağlanmaktadır. OFDM'de alt taşıyıcı sayısının artırılmasının yanında döngüsel önek uzunluğu da bir koruma aralığı görevi görerek OFDM'in dikliğinin korur ve semboller arası girişime karşı direnç sağlar. Tez kapsamında, QPSK modüleli sinyallerin alt taşıyıcılara bölünmesi ve sembollere belirli bir döngüsel önek eklenmesi ile OFDM'in, Rayleigh kanal modelinde frekans seçici kanal etkisine karşı performansı incelenmiştir. Bu kapsamda yapılan simülasyon çalışmalarında öncelikle frekans seçici kanal etkisi ile bozulan QPSK modüleli sembollere alt taşıyıcı sayısının 64, döngüsel önek uzunluğunun 16 olarak atandığı durum incelenmiştir. Bu simülasyonda alıcı taraftaki yıldız küme diyagramının orijinal QPSK yıldız küme diyagramına benzer bir duruma geldiği gözlemlenmiştir. Sembollerin alt taşıyıcılara bölünmesinden sonra, belirli bir döngüsel önek eklenip iletilmesinin sönümlü kanal etkisini azalttığı gözlemlenmiştir. Bu inceleme dışında sadece taşıyıcı sayısının ve döngüsel önek uzunluğunun tek başına artırılmasının etkileri ayrı ayrı incelenmiştir. Taşıyıcı sayısının 64 ve 128, döngüsel önek uzunluğunun 8 olarak seçildiği iki ayrı simülasyonda, 128 taşıyıcılı sistemde alıcıda elde edilen hata oranı 0,11 olarak elde edilmişken 64 taşıyıcılı sistemde hata oranı 0,298 olarak elde edilmiştir. Ayrıca sönümlü kanal etkisi sonucu 128 taşıyıcılı sistemde daha az bozulma olduğu yıldız küme diyagramları aracılığıyla da gözlemlenmiştir. Taşıyıcı sayısının 128 olduğu, döngüsel önek uzunluğunun 8 ve 32 olarak seçildiği diğer bir simülasyonda, döngüsel önek uzunluğunun 8 olduğu sistemde bit hata oranı 0,11 olarak edilmişken, döngüsel önek uzunluğu 32 olan sistemde hata 0,03 olarak elde edilmiştir. Yıldız küme

diyagramlarından da döngüsel önek uzunluğu 32 olan sistemin frekans seçici sönümlü kanal etkisine karşı daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir.

MIMO sistemlerin sönümlü kanal etkisine karşı performansının incelenmesi anten çeşitliliği üzerinden yapılmıştır. Alıcı ve verici anten çeşitliliği ile kapasite kazancı sağlanmaktadır. Yapılan simülasyonlarda alıcı tarafta kanal bilgisinin çok iyi bilindiği varsayımı yapılmıştır. Simülasyonlarda BPSK ve QPSK modüleli MIMO sistemlerin yıldız küme diyagramları üzerinden kanal etkisi incelenmiştir. Alıcıda sinyalin kestirim yöntemlerinden MLD ve MMSE arasındaki performans analizi incelenmiştir. İnceleme sonucunda birbirlerine yakın bir performans göstermelerine rağmen MLD'nin MMSE'ye göre daha ideal bir kestirimci olduğu gözlemlenmiştir. Aynı dereceden alıcı, verici çeşitliliğinin sağlandığı durumda BPSK ve QPSK modüleli sinyaller arasında simülasyon çalışmaları yapılmıştır ve aynı çeşitlilikte BPSK modülasyonunun aynı kanal koşullarında daha yüksek performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Ayrıca alıcı ve vericide anten çeşitliliğinin artırılmasının sönümlü kanal etkisini azalttığı gözlemlenmiştir. BPSK modüleli 2x1 (2 verici ve 1 alıcılı sistem) MIMO sistemde bit hata oranı 0,0380 olarak elde edilmişken, BPSK modüleli 2x2 MIMO sistemde bit hata oranı 0,0140 olarak elde edilmiştir. Ayrıca yıldız küme diyagramlarından da 2x2 sistemin daha az bozulduğu gözlemlenmiştir. QPSK modüleli sistemlerde yapılan incelemelerde, 4x2 MIMO sistemde hata oranı 0,0107 olarak elde edilmişken, 2x4 sistemde hata oranı 0,0213 olarak elde edilmiştir. Burada alıcı ve verici arasında anten sayılarının karşılıklı değişimi ile yaklaşık olarak aynı performans gözlemlenmiştir.

MIMO sistemlerde anten çeşitliliğinin artırılmasının hızlı sönümleme etkisine karşı avantaj sağladığı gözlemlenmiştir. BPSK modüleli 2x1 MIMO sistemde Doppler yayılımı miktarının 100 Hz olduğu simülasyonda bit hata oranı 0,0053 olarak gözlemlenmiştir. Aynı sistemde Doppler yayılımının 10 kHz olduğu sistemde bit hata oranı 0,0453 olarak elde edilmiştir. Aynı kanal koşullarında alıcı ve vericide anten sayısının 1 artırıldığı 3x2 MIMO sistemde bit hata oranı 0,067 olarak elde edildi. Doppler yayılma frekansının 10 kat arttığı durumda alıcı ve verici anten sayısının 1'er artırılmasının, sistemin hızlı sönümleme etkisi sonucu meydana getirdiği bozulmayı yaklaşık olarak ortadan kaldırdığı görülmüştür. Bu durum yıldız küme diyagramlarından da gözlemlenmiştir. Yapılan simülasyonlar çalışmalarında MIMO sistemlerin hızlı sönümleme ve frekans seçici sönümleme etkisine karşı avantajlı bir teknik olduğu gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışması temel alınarak, sayısal modülasyon teknikleri, OFDM ve MIMO sistemlerinin, sönümlü kanal modellerine karşı sistem performansını inceleyen çalışmalarda kullanılabilir. Yıldız küme diyagramları ile OFDM ve MIMO sistemlerin, sönümlü kanalların sinyal üzerinde yarattığı bozulma karşısında performansının incelenmesi, görsel olarak anlaşılabilirliğin artırılmasına katkı sağlayacaktır.



KAYNAKLAR

1. Nkordeh, N., Idachaba, F., Bob-Manuel, I., Oni, O., IAENG, M., (2016, June). *Implementing Orthogonal Frequency Division Multiplexing Using IFFT/FFT*, Proceedings of the World Congress on Engineering, London, 3-6.
2. Tören, M. (2013), *Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistemlerinde Tepe Güç/Ortalama Güç Oranı Azaltımı*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 10-33.
3. Karaca, H, O. (2011). *Çok Giriş Çok Çıkışlı- OFDM(A) Sistemlerde Alamouti Kodlaması ve Başarım Analizleri*, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 6-7.
4. Foschini G., J., Gans M., J. (1998). *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*. Wireless Personal Communications. 6 (3), 311–335.
5. Kalaycıoğlu, A. (2006). *Sönümlü Kanal*. Doktora Semineri, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.1-18.
6. Proakis, J. G., Salehi, M. (2008). *Digital Communications* (Fifth edition). New York: McGraw-Hill, 831-840.
7. Acar, U. (2017). *Sönümlü Kanalların Matematiksel Modeller ve Matlab Araçları Kullanılarak İncelenmesi*, Yayımlanmamış Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, Ankara, 16-38.
8. Cömert, E. O. (2007). *Mobil İletişimde Sönümlü Kanal Simülasyonu*, Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul, 5-9.
9. Sklar, B. (2001). *Digital Communications Fundamentals and Applications* (Second Edition). New Jersey: Prentice Hall PTR, 944-965.
10. Mahmutoglu, A. (2009). *Uzay Zaman Blok Kodlarını Kullanan Röleli Sistemlerin Genelleştirilmiş Sönümlemeli Kanallardaki Hata Performans Analizi*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 7-9.
11. Albanna, M., R., A. (2019). *AES-TURBO Over Rician and Rayleigh Fading Channels*, Yüksek Lisans Tezi, Altınbaş Üniversitesi, İstanbul, 22.
12. Kapucu, N. (2017). *Kuvvetlendir ve Aktar İşbirlikli İletim Tekniği Kullanan DS-CDMA Sistemlerinin Sönümlü Kanallardaki Başarım İfadelerinin Türetilmesi*, Doktora Tezi. Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 15-25.
13. Belloni, F. (2004). *Physical Layer Methods in Wireless Communication Systems*, Helsinki University of Technology, Helsinki, 1-13.

14. İnternet: Langhton, C. *All About Modulation* (revised Dec 2005). URL: <http://complextoreal.com/wp-content/uploads/2013/01/mod1.pdf>., Son Erişim Tarihi 07.03.2020.
15. Barış, B. (2017). *Automatic Digital Modulation Recognition in the Presence of Additive Gaussian Noise*, Master Thesis, Dokuz Eylül University Graduate School of Natural and Applied Sciences, İzmir. 13-16.
16. Kaplan, E., Burakçın, A. B., Eroğlu, U., Türkyılmaz, A. H. (2012). *Sayısal Modülasyon Tekniklerinin Simülasyonu*, Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Trabzon, 7-23.
17. Tilkioglu, S. (2018). *OFDM Transmitter and Receiver Implementation on FPGA*, MSc Thesis, Çankaya University Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara, 11-13.
18. Weinstein, S. B. (November 2009). The history of orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Communications Magazine*. *IEEE Communications Magazine*. 47 (11), 26–35.
19. Elsanousi, A. (2019). *Konvolüsyon Kod İle OFDM ve MIMO-OFDM Sistemlerinin Yazılım Tanımlı Radyo ile Uygulaması*, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 5-17.
20. Yavaşoğlu, O. (2018). *Yüksek Frekans Kanalda Uç Uca Eklemeli BCH ve Evrimsel Kodlu OFDM Sisteminin Performans Analizi*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 23-28.
21. Choudhary, U., Janyani, V. (2017). *Optical and Wireles Tecnologies*. Singapore: Springer Nature Singapore Pte Ltd., 317-323.
22. Açıkgoz, M. (2019). *OFDM-RoF İletim Sisteminin Farklı Modülasyon Teknikleri ve Farklı Kanal Koşulları İçin Performans Analizi*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 45-51.
23. İnternet: Zhibin Wu, Yan Liu, Xiangpeng Jing. Channel Estimation OFDM Systems. URL: <http://slideplayer.com/slide/4442415/>, Son Erişim Tarihi: 16.05.2020.
24. İlk, H., G., Jane, O. (2016). *Uygulamalı Sinyal İşleme*. Ankara: Ankara Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, 130-145.
25. Reşat, M. A. (2020). *Multi Antenna Communication Systems with Signal Space Diversity*, Doctoral Thesis, Graduate School of Natural and Applied Science Yıldırım Beyazıt University, Ankara, 10-25.
26. Proakis, J. G., Salehi, M. (2008). *Digital Communications* (Fifth edition). New York: McGraw-Hill, 965-990, 1025-1029.
27. Muhammed, A. W. (2019). *5G Mobile System MIMO Design with Improving Data Rate*, Master Thesis, The Institute of Natural AND Applied Sciences Fırat University, Elazığ, 15-19.

28. Karakaya, B. (2010). *Çoklu- Giriş, Çoklu-Çıkış, Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO OFDM) Sistemlerinde Kanal Kestirimi*, Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 6-10.
29. Hacıoğlu, G. (2011). *Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama Sistemlerinde Uzak-Zaman ve Uzak-Frekans Esaslı Çeşitleme Yöntemleri*, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 31-46.
30. Rappaport, T. S. (2002). *Wireless Communications, Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 331-333.
31. Gündoğan, S. (2013). *Senkron Doğrudan Dizili KBÇE Sistemleri İçin Çok Yollu Sönümlemeli Kanallara Tek Kod Çevrimsel Kaydırma (TKÇK) Çok Kullanıcı Sezişinin Turbo Kodlama ve Çoklu Anten Alım Çeşitliliği İle Performans Artırımı*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 55-58.
32. Alamouti, S. M. (1998, Oct), A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8), 1451-1458.





GAZİ GELECEKTİR..