
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

YÜKSEK FREKANS KANALDA UÇ UCA EKLEMELİ BCH VE EVRİŞİMSEL KODLU OFDM SİSTEMİNİN PERFORMANS ANALİZİ

Ozan YAVAŞOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞUBAT 2018

Ozan YAVAŞOĞLU tarafından hazırlanan "YÜKSEK FREKANS KANALDA UÇ UCA EKLEMELİ BCH VE EVRİŞİMSEL KODLU OFDM SİSTEMİNİN PERFORMANS ANALİZİ" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Nursel AKÇAM

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Başkan: Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Yrd. Doç. Dr. Javad RAHEBI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Türk Hava Kurumu Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 21/02/2018

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

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

- 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 çalışmasında 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.

Ozan YAVAŞOĞLU

21/02/2018

YÜKSEK FREKANS KANALDA UÇ UCA EKLEMELİ BCH VE EVRİŞİMSEL KODLU OFDM SİSTEMİNİN PERFORMANS ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Ozan YAVAŞOĞLU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2018

ÖZET

Yüksek frekans (High Frequency-HF) kanalda haberleşme, görüş hattı ötesi (Beyond Line of Sight-BLOS) haberleşme türü olarak, özellikle askeri alanda yaygın bir şekilde kullanılır. HF haberleşme doğası gereği uzak mesafeler arası haberleşme imkânı sağladığından, kanal yapısı olarak çok yollu yayılım özelliği göstermekte ve bu durum frekans seçici sönümleme etkisi oluşturabilmektedir. Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing-OFDM) tekniği ile kanalın frekans seçici sönümleme etkisi azaltılarak, iletilecek sinyalin düz sönümleme etkisine maruz kalması sağlanır. İleri hata düzeltme algoritmaları sayesinde, düz sönümleme etkisine maruz kalmış sinyal için, sinyal gürültü oranı (Signal to Noise Ratio-SNR) değeri iyileştirilir. Bu tez çalışması kapsamında, uç uca eklenmiş Bose Chaudhuri Hocquenghem (BCH) ve evrişimsel kodlu OFDM sisteminin, çok yollu frekans seçici sönümlemeli kanal altındaki performansı incelenmiştir. Bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetimler ile, önce OFDM sisteminin çok yollu frekans seçici sönümlemeli kanal altında değişen SNR değerleri için bit hata oranı (Bit Error Rate-BER) performansı incelenmiş, ardından sadece BCH kodlu ve sadece evrişimsel kodlu OFDM sisteminin aynı kanalda BER performansı incelenmiştir. Son olarak, önerilen uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlu OFDM sisteminin performansı incelenmiş, bu durumda sadece BCH kodlu ve sadece evrişimsel kodlu OFDM sistemine kıyasla daha düşük SNR değerlerinde istenen BER değerlerine ulaşabildiği görülmüştür.

Bilim Kodu : 90523
Anahtar Kelimeler : Yüksek frekans kanal, HF haberleşme, OFDM, BCH kodlama, evrişimsel kodlama,
Sayfa Adedi : 89
Danışman : Doç. Dr. Nursel AKÇAM

PERFORMANCE ANALYSIS OF CONCATENATED BCH AND CONVOLUTIONAL CODED OFDM SYSTEM OVER HIGH FREQUENCY CHANNEL

(M. Sc. Thesis)

Ozan YAVAŞOĞLU

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2018

ABSTRACT

Communication on High Frequency (HF) channel as a type of Beyond Line of Sight (BLOS) communication is widely used, especially in military area. By nature, since HF communication provides communication between long range regions, channel shows multipath propagation feature, so this situation can cause frequency selective fading effect. With Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), frequency selective fading effect of channel is reduced, so that the transmitted signal is subjected to flat fading effect. Thanks to Forward Error Correction (FEC) algorithms, Signal to Noise Ratio (SNR) can be improved for signal which is subjected to flat fading effect. In the scope of this thesis, performance analysis of concatenated Bose Chaudhuri Hocquenghem (BCH) and convolutional coded OFDM system under multipath frequency selective fading channel were investigated. Firstly, Bit Error Rate (BER) performance of OFDM system under varying SNR was investigated under multipath frequency selective fading channel, then BER performance of only BCH coded and only convolutional coded OFDM system was investigated under same channel by using computer simulations. Finally, performance analysis of proposed concatenated BCH and convolutional coded OFDM system was investigated, in this case it can be seen that lower SNR values can be achieved for desired BER in contrast with only BCH coded and only convolutional coded OFDM system.

Science Code : 90523

Key Words : High frequency channel, HF communications, OFDM, BCH coding, convolutional coding

Page Number : 89

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Öncelikle, tez çalışmasını yaptığım dönemde beni motive eden ve desteğini esirgemeyen eşim Gamze BOLAÇ YAVAŞOĞLU'na ve beni sabırla bekleyen sevgili kızım Zeynep YAVAŞOĞLU'na çok teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimimde her konuda kendisinden destek aldığım danışman hocam Sn. Doç. Dr. Nursel AKÇAM'a saygı ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Yüksek lisans eğitimime olan desteklerinden dolayı işverenim ASELSAN AŞ'ye sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET…….. iv

ABSTRACT……... v

TEŞEKKÜR……... vi

İÇİNDEKİLER……... vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ…… ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ……... x

SİMGELER VE KISALTMALAR…… xiii

1. GİRİŞ……... 1

2. YÜKSEK FREKANS KANALDA HABERLEŞME…….. 5

2.1. Yer Dalgası Yayılımı…….. 5

2.2. Gök Dalgası Yayılımı…….. 6

2.3. Çok Yollu Sönümlemeli Kanal ve Özellikleri……. 11

2.4. Çok Yollu Kanal Sönümlemesini Azaltma Yöntemleri…….. 20

3. OFDM (DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA)……... 23

3.1. OFDM İşaretinin Elde Edilmesi…….. 24

3.2. OFDM Tekniğinde Ön Ek Kullanımı…….. 26

4. BCH VE EVRİŞİMSEL KODLAMA…….. 29

4.1. Doğrusal Blok Kodlama…….. 29

4.1.1. Sendrom çözme yöntemi……... 33

4.2. Çevrimsel Kodlama……. 35

4.3. BCH Kodlama……. 38

4.3.1. BCH kodlamada üretici polinomun elde edilmesi……. 39

4.3.2. BCH kodlamada kod çözme işlemi……... 40

4.4. Evrişimsel Kodlama……. 43

Sayfa

4.4.1. Evrişimsel kodlamada üretici polinom gösterimi…….. 44

4.4.2. Evrişimsel kodlamada ağaç gösterimi……... 46

4.4.3. Evrişimsel kodlamada Trellis diyagramı……... 47

4.4.4. Evrişimsel kodlamada aşama gösterimi ve diyagramı……... 48

4.4.5. En büyük olabilirlikli kod çözme yöntemi……. 49

4.4.6. Viterbi algoritması……. 50

4.5. Uç Uca Eklemeli BCH ve Evrişimsel Kodlama…….. 53

5. BENZETİM ÇIKTILARI…… 57

5.1. DPSK Modülasyonu…… 57

5.2. OFDM Kullanılmayan Sistemin Performansı……. 59

5.3. OFDM Sisteminin Performansı……... 60

5.4. BCH Kodlu OFDM Sisteminin Performansı……... 63

5.5. Evrişimsel Kodlu OFDM Sisteminin Performansı…….. 67

5.6. Uç Uca Eklemeli BCH ve Evrişimsel Kodlu OFDM Sisteminin Performansı... 69

6. SONUÇ VE ÖNERİLER……. 83

KAYNAKLAR…… 85

ÖZGEÇMİŞ…….. 89

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Bazı yüzeylerin iletkenlik değerleri…… 5

Çizelge 2.2. HF kanal karakteristiği……... 18

Çizelge 4.1. BCH kod parametreleri (2^5-1 uzunluğuna kadar)……... 40

Çizelge 4.2. (2,1,3) Evrişimsel kodlayıcı içeriği…… 45

Çizelge 5.1. OFDM sisteminin FFT ve ön ek uzunluğuna göre performans değerleri.. 63

Çizelge 5.2. BCH kod türlerine göre kodlama oranı ve hata düzeltme sayısı…… 64

Çizelge 5.3. BCH kod türlerinin performansı…… 66

Çizelge 5.4. Evrişimsel kod türlerinin performansı……..... 69

Çizelge 5.5. Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlu sistemin performansı…….. 79

Çizelge 5.6. Benzetimlerde harcanan süreler…….. 82

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Yer dalgaları…… 6

Şekil 2.2. Gök dalgası…….. 7

Şekil 2.3. İyonosfer tabakasının katmanları ……. 8

Şekil 2.4. Yıllara göre güneş lekesi sayıları ……. 9

Şekil 2.5. Yükseliş açısına bağlı ışın yolları ……. 10

Şekil 2.6. Çok yollu kanal……... 11

Şekil 2.7. (a) Frekans seçici kanal (b) Düz sönümlemeli kanal …...…….. 13

Şekil 2.8. Çok yollu kanal türleri…… 14

Şekil 2.9. BER ve E_b/N_0 cinsinden kanal türlerinin performansı …..……. 15

Şekil 2.10. (a) Yer-gök dalgası (b) Farklı katman (c) Tekli-çiftli (d) Açılı ……. 16

Şekil 2.11. Rayleigh dağılımlı olasılık yoğunluk fonksiyonu……. 19

Şekil 2.12. Çok yollu kanal güç gecikme profili …...……. 20

Şekil 2.13. Bozulmayı ve SNR kaybını azaltma yöntemleri …...……... 21

Şekil 3.1. (a) FDM spektrumu (b) OFDM spektrumu …… 23

Şekil 3.2. OFDM İşaretinin elde edilmesi, sinüzoidal sinyal kullanımı ……. 24

Şekil 3.3. OFDM tekniğinin temel blok şeması ……..... 25

Şekil 3.4. Alt taşıyıcıların spektrumu, dikgenlik gösterimi …… 26

Şekil 3.5. OFDM işaretine ön ek eklenmesi…… 27

Şekil 3.6. OFDM blok şeması, ön ek kullanımı ……. 28

Şekil 4.1. Blok kodlama şeması…….. 30

Şekil 4.2. (a) Üretim eşitliği (b) eşlik denetim eşitliği ……... 33

Şekil 4.3. BCH Kodlama ve OFDM…… 43

Şekil 4.4. Evrişimsel kodlayıcı…… 44

Şekil 4.5. (2,1,3) Evrişimsel kodlayıcı…… 45

Şekil 4.6. Ağaç gösterimi ……... 47

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.7. Trellis diyagramı …… 48

Şekil 4.8. Aşama diyagramı ……... 49

Şekil 4.9. Kod çözücü Trellis diyagramı ……..... 51

Şekil 4.10. Viterbi algoritması ile kod çözümü ……. 52

Şekil 4.11. Evrişimsel kodlama ve OFDM……. 53

Şekil 4.12. Çoğuşma hatası gösterimi……. 53

Şekil 4.13. Serpiştirici ve tersine serpiştirici yapısı ……... 54

Şekil 4.14. Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM yapısı……. 55

Şekil 5.1. DPSK modülasyonunun AWGN kanal performansı…….. 58

Şekil 5.2. DPSK modülasyonunun sönümlemeli kanal performansı…….. 59

Şekil 5.3. M-DPSK modülasyon türlerinin sönümlemeli kanal performansı……. 60

Şekil 5.4. FFT uzunluğuna göre OFDM performansı (Ön ek kullanılmadan)…… 61

Şekil 5.5. 128 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı…… 62

Şekil 5.6. 256 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı…… 62

Şekil 5.7. 512 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı…… 63

Şekil 5.8. BCH (127,64) ve BCH (127,85) kodlarının performansı…… 64

Şekil 5.9. BCH (255,123) ve BCH (255,171) kodlarının performansı…… 65

Şekil 5.10. BCH (511,241) ve BCH (511,340) kodlarının performansı…….. 66

Şekil 5.11. 128 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı……... 67

Şekil 5.12. 256 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı……... 68

Şekil 5.13. 512 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı……... 68

Şekil 5.14. Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı…… 70

Şekil 5.15. Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı…… 70

Şekil 5.16. Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı…… 71

Şekil 5.17. Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı…… 72

Şekil 5.18. Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı….. 72

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.19. Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı….. 73

Şekil 5.20. Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı….. 74

Şekil 5.21. Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı….. 75

Şekil 5.22. Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı….. 76

Şekil 5.23. Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı….. 77

Şekil 5.24. Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı….. 78

Şekil 5.25. Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı….. 79

Şekil 5.26. Serpiştirici performansı (BCH (127,85) ve evrişimsel (2,1,7) için)……. 80

Şekil 5.27. Serpiştirici performansı (BCH (255,123) ve evrişimsel (3,1,7) için)…… 81

Şekil 5.28. Serpiştirici performansı (BCH (511,241) ve evrişimsel (2,1,7) için)…… 82

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	**Açıklamalar**
$\mathbf{B_c}$	Kanalın evreuyum bant genişliği
$\mathbf{B_d}$	Kanalın Doppler yayılımı
$\mathbf{B_s}$	Sinyalin bant genişliği
dB	Desibel
$\mathbf{E_b/N_0}$	Bit enerjisinin gürültüye oranı
km	Kilometre
Mbps	Mega cinsinden saniyedeki bit sayısı
MHz	Mega Hertz
$\mathbf{N_g}$	Ön ek uzunluğu
rms	Karekök ortalama
$\mathbf{T_{cp}}$	Ön ek uzunluğu
$\mathbf{T_m}$	Kanalın gecikme yayılımı
$\mathbf{T_s}$	Sinyalin sembol periyodu

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCH	Bose Chaudhuri Hocquenghem
BER	Bit Error Rate
BLOS	Beyond Line of Sight
CP	Cyclic Prefix
DSL	Digital Subscriber Line
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DPSK	Differential Phase Shift Keying
FDM	Frequency Division Multiplexing

Kısaltmalar	Açıklamalar
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
GB	Gigabyte
GF	Galois Field
HF	High Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
LAN	Local Area Network
LOS	Line of Sight
MATLAB	Matrix Laboratory
M-DPSK	M-ary Differential Phase Shift Keying
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDF	Probability Density Function
PDP	Power Delay Profile
P/S	Parallel to Serial
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
S/P	Serial to Parallel
UWB	Ultra Wide Band

1. GİRİŞ

HF haberleşme, görüş hattı (Line of Sight-LOS) haberleşmenin sağlanamadığı durumlarda kullanılan ve BLOS olarak adlandırılan bir haberleşme türüdür. LOS haberleşme; alıcı ve verici birimler arasında herhangi bir engelin olmadığı, alıcıdan çıkan sinyalin vericiye doğrudan ulaşabildiği haberleşme türüdür. BLOS haberleşme ise, alıcı ve vericinin birbirini doğrudan göremediği, alıcı ve vericinin birbirlerine çok uzak mesafelerde olduğu (bu durumda dünyanın şeklinden dolayı görüş hattı sağlanamaz) veya alıcı ve verici arasında haberleşmeyi etkileyecek engellerin bulunması durumunda kullanılan bir haberleşmedir.

HF haberleşmede sinyallerin yayılımı, kısa mesafeli haberleşme hariç (tipik olarak 150 km'den az olan mesafedeki haberleşmedir), genellikle atmosferdeki iyonosfer tabakasından yansıyarak gerçekleşir [1]. Bu durum, HF haberleşmenin çok yollu sönümlemeli kanal türü arasında yer almasına sebep olur. Çok yollu sönümlemeli kanalda, vericiden çıkan sinyal birden fazla ve farklı uzunluktaki yollar üzerinden geçerek alıcıya ulaştığından, sinyalin alıcı tarafta çözülmesi esnasında semboller arası girişim (Intersymbol Interference-ISI) olarak adlandırılan bozulmalar oluşur. ISI etkisinin oluşmasına neden olan etken kanalın çok yollu gecikme yayılımıdır. Tek taşıyıcılı sistemlerde ISI etkisinden kurtulmak için kanal denkleştirici kullanmak yerine, sistemin çok taşıyıcılı hale getirilmesi, mimarinin karmaşıklığı açısından daha uygun olur [2].

OFDM, iletilecek verinin birbirine dik olacak şekilde ayarlanmış birden fazla alt taşıyıcı vasıtasıyla iletilmesini sağlayan çok taşıyıcılı bir sistemdir. OFDM yöntemi kullanılarak, iletilecek veri serisi daha düşük hızlı birden çok veri serisine dönüştürülür. Böylelikle iletilecek verinin sembol süresi arttırılır. Verinin sembol süresinin kanalın çok yollu gecikme yayılımından büyük olması, frekans seçici kanal etkisinden kurtulmak için etkili bir yöntemdir. Buna ilave olarak, OFDM tekniği ile birlikte her bir alt taşıyıcıya ön ek (Cyclic Prefix-CP) konularak kanalın ISI etkisini en aza indirmek mümkün olur.

İletilen verinin kanal kaynaklı bozulmalarını en aza indirmek için OFDM yöntemi ile birlikte FEC teknikleri de uygulanır. FEC teknikleri sayesinde veri dizisi içerisinde kanal kaynaklı sebeplerden dolayı bozulmaya uğrayan bazı veri bitleri alıcı tarafta düzeltilir ve böylelikle daha kaliteli haberleşme gerçekleştirilir.

Literatür araştırması yapıldığında OFDM tekniğinin 1960'lı yıllarda askeri amaçlı olarak kullanılmaya başlandığı görülür. 1990'lı yıllara gelindiğinde, OFDM tekniğinin kablolu ve kablosuz pek çok haberleşme türünde (sayısal ses ve görüntü yayını, yüksek hızlı modemler vb.), sayısal abone hattı (Digital Subscriber Line-DSL/Asymmetric Digital Subscriber Line-ADSL) teknolojisinde kullanıldığı görülmektedir. Son yıllarda ise yerel alan şebekesi (Local Area Network-LAN) teknolojilerinde yaygın olan IEEE 802.11 standartlarında OFDM kullanıma rastlamak mümkündür [3].

Bu tez çalışması ile ilişkili olacak yayınlara bakıldığında, aşırı geniş bantlı (Ultra Wide Band-UWB) MB-OFDM sisteminde uç uca eklemeli Reed Solomon ve evrişimsel kodun analizi çalışması bulunmaktadır. Çalışma kapsamında 480 Mbps hızlarına ulaşan IEEE 802.15.3 standardı referans olarak alınmıştır. QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modülasyonu kullanılarak uç uca eklemeli Reed Solomon ve evrişimsel kod analiz edilmiş, önerilen kodlama sisteminin yüksek SNR değerlerinde tekli kodlanmış sistemlere kıyasla 4 dB'ye varan daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir [4].

OFDM sisteminin kodlamalı ve kodlamasız durumdaki performansını araştıran başka bir çalışmada, kodlama yöntemleri olarak evrişimsel kod, Reed Solomon kod ve doğrusal blok kod yöntemleri ayrı ayrı incelenmiştir. Kodlamalı yöntemlerin tümü, kodlamasız duruma kıyasla daha iyi sonuçlar vermektedir. Düşük kodlama oranlarında evrişimsel kodlamanın diğer kodlama yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar verdiği, ancak veri uzunluğunun artmasıyla birlikte evrişimsel kodun karmaşıklığının artacağı, düşük karmaşıklık gerektiren uygulamalarda doğrusal blok kodlamanın kullanılabileceği, Reed Solomon kodlamanın hem performans hem de karmaşıklık açısından uygun kodlama yöntemi olabileceği belirtilmiştir [5].

Reed Solomon ve evrişimsel kodlamanın OFDM sistemi üzerindeki performansını inceleyen bir diğer çalışmada QPSK modülasyonu kullanılmış, uç uca eklemeli Reed Solomon ve evrişimsel kodlamanın Reed Solomon kodlama yöntemine kıyasla yaklaşık 3 dB daha iyi sonuç verdiği gözlenmiştir [6].

Bu tez çalışması kapsamında, uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlu OFDM sistemin yüksek frekans kanal altında performansı incelenmiştir. Sistem karmaşıklığını azaltmak adına, alıcı tarafta taşıyıcı sinyalin faz bilgisine ihtiyaç duymayan, kendinden bir önce

ulaşan sinyalin fazını referans alan DPSK (Differential Phase Shift Keying) modülasyonu kullanılmıştır. Yüksek frekans kanalın modellemesinde 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal tanımlanmış, bu kanala AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanal gürültüsü eklenmiştir. Alıcı ve vericinin sabit olduğu varsayılarak Doppler etkisi ihmal edilmiştir.

Tez çalışmasının 2. bölümünde yüksek frekans kanaldaki haberleşmenin temelini oluşturan iyonosfer tabakasından ve bu tabakayı oluşturan katmanların özelliklerinden bahsedilmiştir. İyonosfer tabakasının HF haberleşmeye olan etkilerine değinilmiştir. Yine bu bölümde çok yollu sönümlemeli kanalın özelliklerinden, sinyale olan etkilerinden ve bu etkileri azaltma yöntemlerinden bahsedilmiştir.

Tez çalışmasının 3. bölümünde OFDM sisteminden bahsedilmiştir. Bir sinyalin OFDM yapısı kullanılarak nasıl iletileceğine ve OFDM sisteminin avantajlarına değinilmiştir. OFDM sisteminin ana unsurlarından biri olan ön ek kullanım yapısı anlatılmıştır.

Tez çalışmasının 4. bölümünde doğrusal blok kodlama yöntemi ve sendrom kod çözme yöntemleri anlatılmıştır. Doğrusal blok kodlama yönteminin alt sınıfı olan, aynı zamanda BCH kodlama algoritmasının da üyesi olduğu çevrimsel kodlama yöntemine değinilmiş ve tüm bu kodlama yöntemlerinin matematiksel gösterimlerine yer verilmiştir. Ardından BCH kodlama algoritması için kodlama ve kod çözme yöntemleri anlatılmıştır. Yine bu bölümde evrişimsel kodlama algoritmasından, kodlama yönteminden, kod çözme sırasında kullanılan en büyük olabilirlikli kod çözme algoritmasından ve bu tez çalışması kapsamında tercih edilen Viterbi algoritmasından bahsedilmiştir. Evrişimsel kodlama algoritmasının daha iyi anlaşılmasının sağlayan ağaç gösterimi, Trellis diyagramı ve aşama gösterimlerine de değinilmiştir. Son olarak bu tez çalışması kapsamında önerilen yöntem olan uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sisteminden bahsedilmiş, mimaride kullanılan serpiştirici yapısına değinilmiştir.

Tez çalışmasının 5. bölümünde daha önceki bölümlerde anlatılanları incelemek maksadıyla çeşitli benzetimler gerçekleştirilmiştir. OFDM kullanılan ve kullanılmayan sistemin performansı incelenmiştir. BCH kodlamalı OFDM sisteminin performansı, evrişimsel kodlamalı OFDM sisteminin performansı ve son olarak uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel

kodlamalı OFDM sisteminin performansı çeşitli kodlama oranlarına sahip kodlar ile analiz edilmiştir.

Tez çalışmasının 6. bölümünde, 5. bölümde elde edilen benzetimler değerlendirilerek önerilen sistemin performansı incelenmiş, önerilerde bulunulmuş ve bu tez çalışması referans alınarak hangi çalışmaların yapılabileceğine değinilmiştir.

2. YÜKSEK FREKANS KANALDA HABERLEŞME

Yüksek frekans kanalda haberleşme diğer tabirle HF haberleşme, görüş hattının bulunmadığı durumlarda kullanılan uzak mesafeli haberleşme türüdür. Uzak mesafeli haberleşme, 12 Aralık 1901 tarihinde Guglielmo Marconi isimli bir bilim adamının 3000 km'den daha fazla bir mesafeye telgraf sinyalini göndermeyi başarmasıyla başlar. Böylelikle uzak mesafeli haberleşmenin temelleri atılmıştır. Çalışmalarına devam eden Marconi, 1910 yılında 9600 km mesafeden, 1918 yılında ise 17700 km mesafeden haberleşmeyi başararak HF haberleşme alanında tarih sayfalarında yerini almıştır [1].

3-30 MHz frekans bandını kullanan HF haberleşme, genellikle sinyallerin iyonosfer tabakasından yansıyarak ilerlemesiyle gerçekleşir. Uzak mesafeli haberleşmede sinyallerin iyonosfer tabakasından yansıması durumuna gök dalgası adı verilir. HF haberleşmede tipik olarak 150 km'den daha az mesafelerde yapılan haberleşme kısa mesafeli haberleşme olarak adlandırılır. Kısa mesafeli haberleşmede sinyaller iyonosfer tabakası yerine yer yüzeyini kullanarak ilerler. Bu durumda ilerleyen sinyallere yer dalgası adı verilir.

2.1. Yer Dalgası Yayılımı

Yer dalgaları, yer yüzeyine paralel olarak ilerleyen dalgalardır. Bu dalga çeşidini yüzey dalgaları ve uzay dalgaları olarak ikiye ayırmak mümkündür. Yüzey dalgaları olarak adlandırılan sınıf, dalganın yer yüzeyine paralel ilerlemesi olarak tanımlanır. Burada dalgaların menzili yer yüzeyinin elektriksel karakteristiğine ve kullanılan frekansa bağlıdır. Dalganın ilerlediği ortamın iletkenliğinin yüksek olması, dalganın menzilini arttırır.

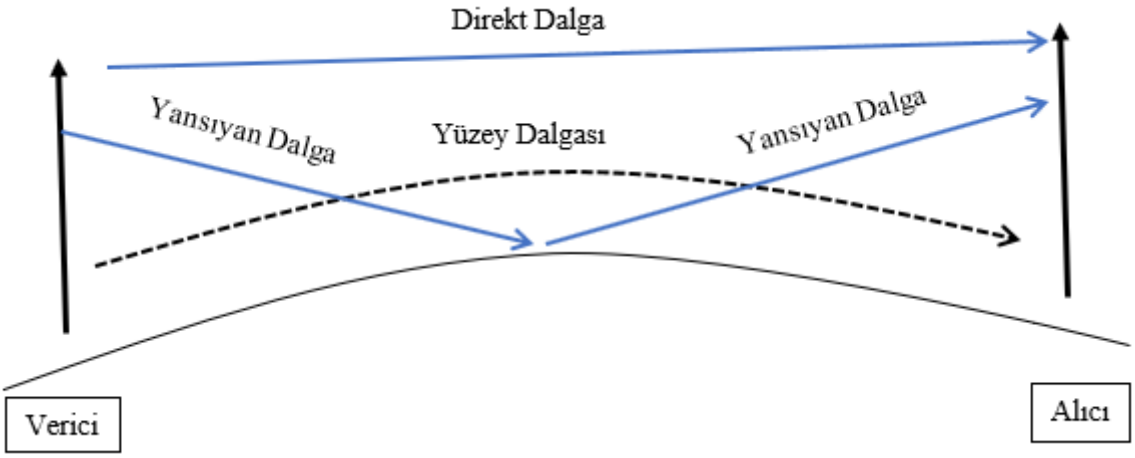
Çizelge 2.1. Bazı yüzeylerin iletkenlik değerleri [1]

Yüzey Tipi	İletkenlik Derecesi (S/m)
Deniz suyu	5
Islak toprak	0,01
Kuru toprak	0,001

Çizelge *2.1*'de bazı yüzey tiplerinin iletkenlik derecesi verilmiştir. Verilenler arasında en yüksek iletkenlik derecesine sahip olan deniz suyu üzerinde ilerleyen dalgaların menzili, ıslak toprak ve kuru toprak üzerinde ilerleyen dalgalara kıyasla daha fazladır.

Yer dalgalarının menzilini etkileyen bir diğer faktör ise kullanılan frekanstır. Dalganın frekansı arttıkça, frekansa bağlı olan kayıplar artacağından, dalganın ilerleme menzili azalır.

Uzay dalgaları ise alıcıdan vericiye direkt olarak veya yerden yansıyarak ilerleyen dalga çeşididir. Yer dalgalarının yüzey ve uzay olmak üzere ikiye ayrılmasına neden olan etmenlerden biri antenin yerden yüksekliğidir. Antenin yerden yüksekliği arttıkça yüzey dalgasının etkisi azalır ve uzay dalgası baskın gelir. Tam tersi durumda, yani anten yüksekliği yere çok yakın olduğunda, uzay dalgasının yansıyan ve direkt ilerleyen elemanları arasında 180°'ye yakın faz farkı oluştuğundan bu iki dalga birbirini sönümler ve böylelikle yüzey dalgası baskın gelir. Yansıyan ve direkt ilerleyen dalga arasında 180° faz farkı oluşmasına sebep olan durum antenin yere yakın olmasından kaynaklı oluşan küçük geliş açısıdır [1]. Şekil *2.1*'de yer dalgaları yüzey dalgası ve uzay dalgası (yansıyan ve direkt) olarak gösterilmektedir.

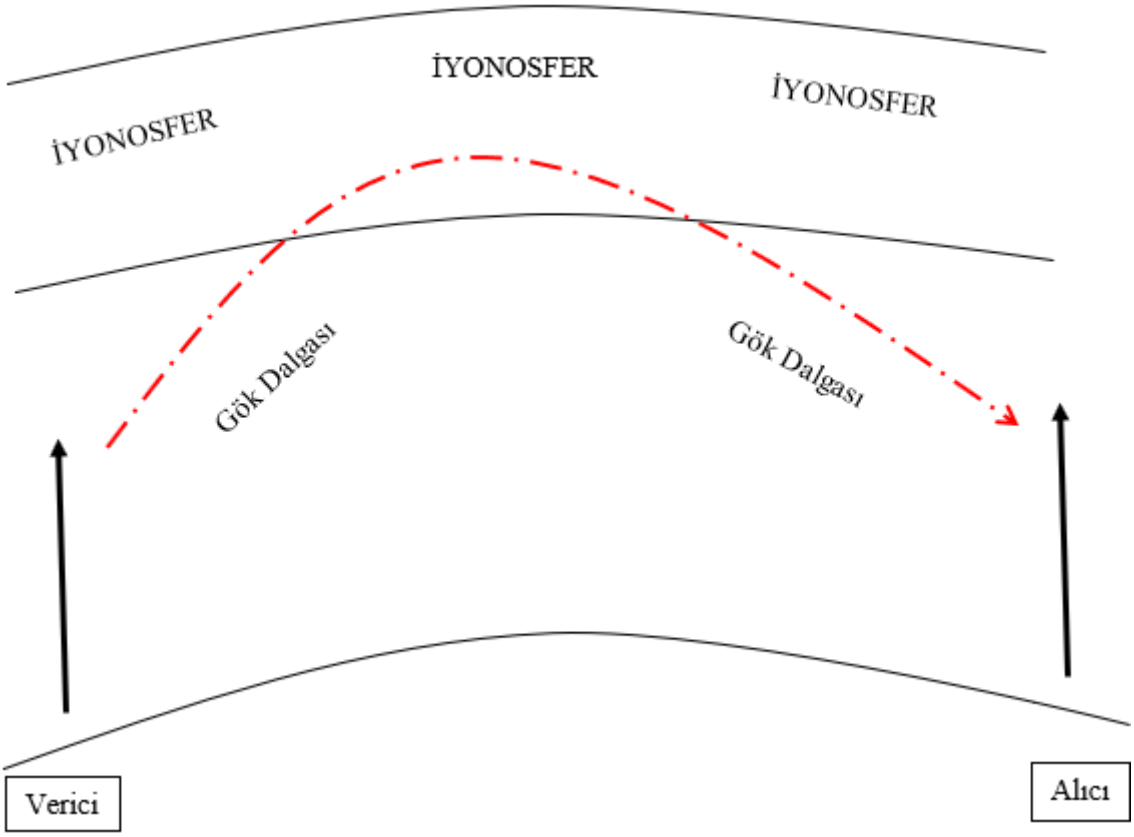


Şekil 2.1. Yer dalgaları

2.2. Gök Dalgası Yayılımı

Gök dalgası olarak adlandırılan yayılımda, vericiden çıkan sinyal iyonosfer tabakasından yansıyarak yer yüzeyine geri döner (Şekil *2.2*). Sinyalin iyonosferden yansıma açısına bağlı olarak uzun mesafelerden haberleşme sağlanabilir. HF bant olarak adlandırılan 3-30 MHz frekans aralığında bulunan sinyaller için iyonosfer tabakası yansıtıcı etki yapar.

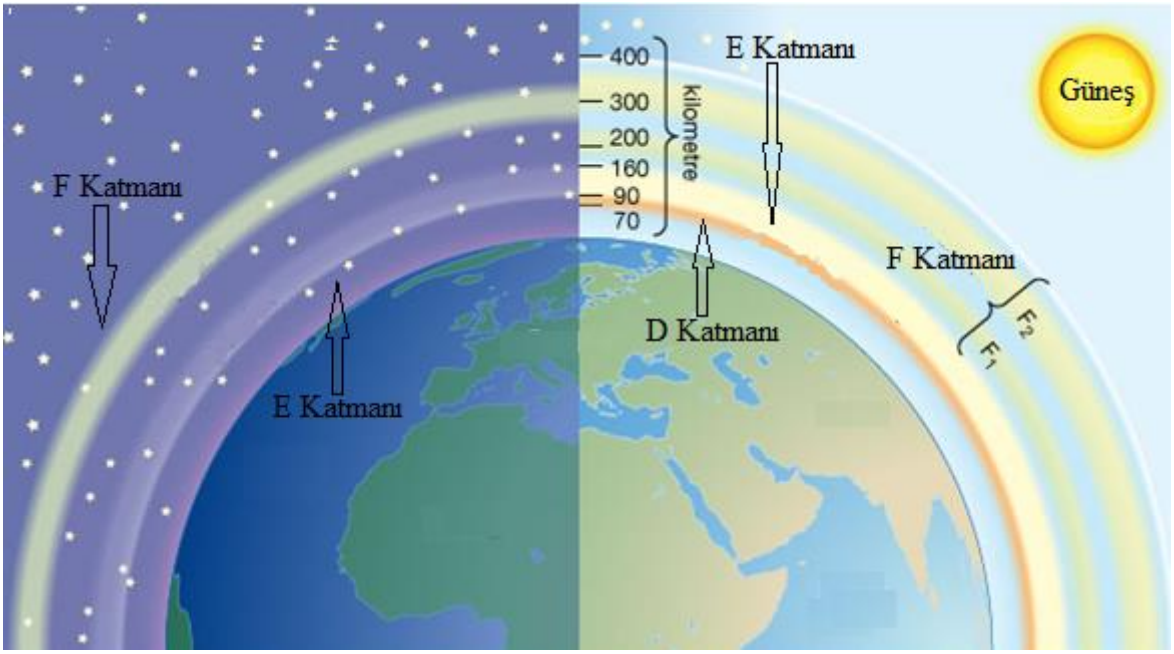
Frekans arttıkça, 30 MHz'in üzerine çıktıkça, bu sinyaller için iyonosfer tabakası yansıtma özelliğini kaybeder ve sinyaller iyonosfer tabakasını delip geçer.



Şekil 2.2. Gök dalgası

İyonosfer tabakası, adından da anlaşılacağı üzere iyonlardan oluşur. Bu tabakayı oluşturan iyonları, serbest elektron veya yüklü diğer parçacıklar olarak tanımlamak mümkündür [7]. İyonosfer tabakasını oluşturan ana etmen güneşten gelen elektromanyetik yayılımdır. Güneşten gelen elektromanyetik yayılımın şiddetine bağlı olarak iyonlaşma oranı değişir. İyonlaşma oranı ise vericiden gelen sinyalin yansıtılmasını doğrudan etkiler. İyonlaşma oranını gece-gündüz farkları, günlük hava olayları ve mevsimsel hava şartları etkiler.

İyon yoğunluğuna bağlı olarak, iyonosfer tabakası 3 temel katmandan oluşur. Bunlar; D, E ve F katmanlarıdır. F katmanı ise kendi içerisinde F1 ve F2 olmak üzere 2 alt katmandan oluşur.



Şekil 2.3. İyonosfer tabakasının katmanları [8]

İyonosfer tabakasının katmanları dünyanın farklı bölgelerinde farklılıklar göstermektedir. Gündüz vakti güneş ışığını alan bir bölgede katmanlar gece vaktine kıyasla daha kalın olmaktadır. Çünkü güneş ışığını almak ve güneşe yakın olmak iyonlaşma ile doğru orantılıdır.

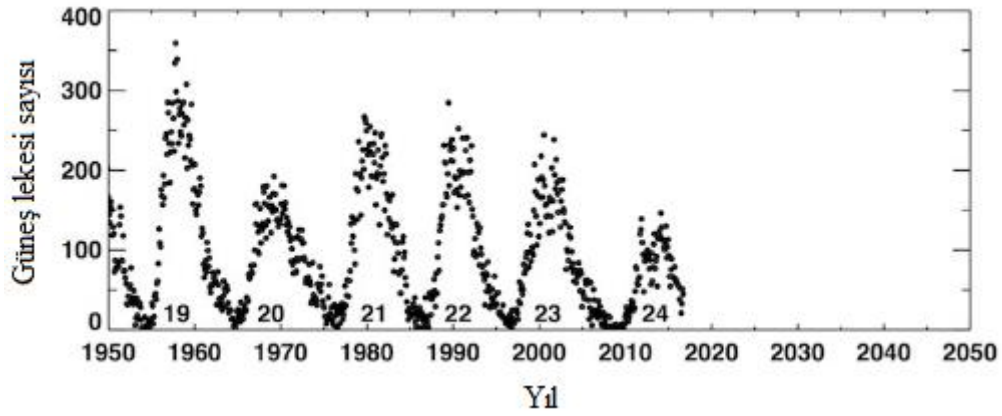
Şekil *2.3.*'de görüleceği üzere iyonosfer tabakasına ait katmanların kalınlıkları gece ve gündüz olmak üzere verilmiştir. D katmanı yer yüzeyinden yaklaşık 70 km uzaklıkta başlar ve 20 km'lik bir kalınlığa sahiptir. D katmanı, öğle vakti en yoğun kalınlığına ulaşır ve gece vakti kaybolacak kadar incelir. D katmanının elektron yoğunluğu öğle vakti $10^8 – 10^9$ elektron/m^3'dür. Bu katmanda nispeten yüksek oranda bulunan nötr atmosfer, HF bant için bu katmanın soğurucu etki göstermesine sebep olur. Böylelikle, vericiden çıkan enerjinin önemli bir kısmı burada zayıflamaya uğrar.

E katmanı 90 – 160 km arasında yer alır. Yaz mevsiminde öğle vakti en yoğun haline ulaşan bu katmanda 1 m^3'lük hacimde yaklaşık olarak 10^{11} elektron bulunur. Gece vakti ise iyon yoğunluğu azalır. Bu katman gündüz vakti 2000 km menzilden daha kısa mesafelerde gerçekleştirilecek HF haberleşme için önemlidir.

F katmanı, gündüz vakti F1 ve F2 olmak üzere iki alt katmana ayrılır. Gece vakti ise bu iki alt katman birleşip tek bir katmanmış gibi davranır. F1 katmanı 160 – 210 km aralığında yer alır. Gündüz vakti $2x10^{11}$ elektron/m^3 yoğunluğa sahip olabilmektedir. F1 katmanı HF bant için ara sıra yansıtıcı etki göstermektedir, ancak asıl yansıma F2 katmanında gerçekleşir. F2 katmanı iyonosfer tabakasının en yüksek katmanıdır. 250 – 400 km arasında bulunan bu katman gündüz vakti 10^{12} elektron/m^3'lük yoğunluğa ulaşabilmektedir. Uzak mesafe HF haberleşmenin gerçekleştirilmesini sağlayan F2 katmanıdır.

Katmanların yükseklikleri ve iyon yoğunlukları günlük ve mevsimlik olarak değişebileceği gibi, güneş lekesi (sunspot) adı verilen ve güneş üzerinde gerçekleşen doğal olaylardan çok etkilenirler [1].

Şekil *2.4.*'de 1950 yılından günümüze kadar geçen zamanda güneşte meydana gelen güneş lekesi sayıları gösterilmektedir. Grafikten de görüleceği üzere güneşte oluşan leke sayıları 11 yıllık bir periyoda sahiptir. Güneşte meydana gelen doğal olaylar, HF haberleşmenin yanı sıra uydu haberleşmesini de etkileyebilmektedir. Bu sebeple güneş lekesi sayıları sürekli izlenmekte ve gelecek yıllara yönelik öngörülerde bulunulmaktadır.

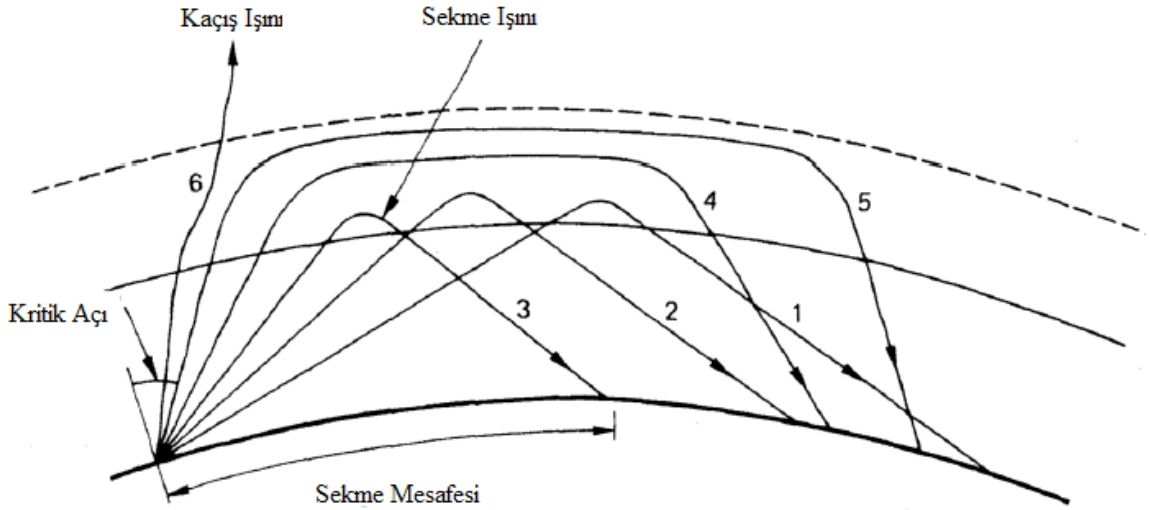


Şekil 2.4. Yıllara göre güneş lekesi sayıları [9]

Her ne kadar güneş lekesi sayıları izlense de iyonosferik bozunum adı verilen bazı doğal olaylar sıra dışı etkilere sebep olabilmektedir. Bu olaylar temelde üç sınıfa ayrılır. Ani iyonosferik bozunum adı verilen olayda güneşte çok güçlü miktarda patlama olur. Bu patlama, D katmanına çok fazla sayıda X ışını gelmesine sebep olur ve D katmanının

soğurma etkisini ciddi miktarda arttırır. Bu durumda HF haberleşmede 8 dakikaya varan kesintiler olabilmektedir. İyonosferik fırtına adı verilen olayda, güneşten gelen yüklü parçacıkların yer yüzünün manyetik alanı tarafından yönlerinin değiştirilmesi sonucu D katmanının elektron yoğunluğu artar, bu durum HF haberleşmede 24 – 48 saat arası kesintilere sebep olur. Kutupsal tavan soğurması olayı çok sık gerçekleşmese de güneşten gelen yüksek enerjili protonların D katmanında birikmesi sonucu HF haberleşmede 15 dakika ile 3 saat arasında kesintiler olabilmektedir.

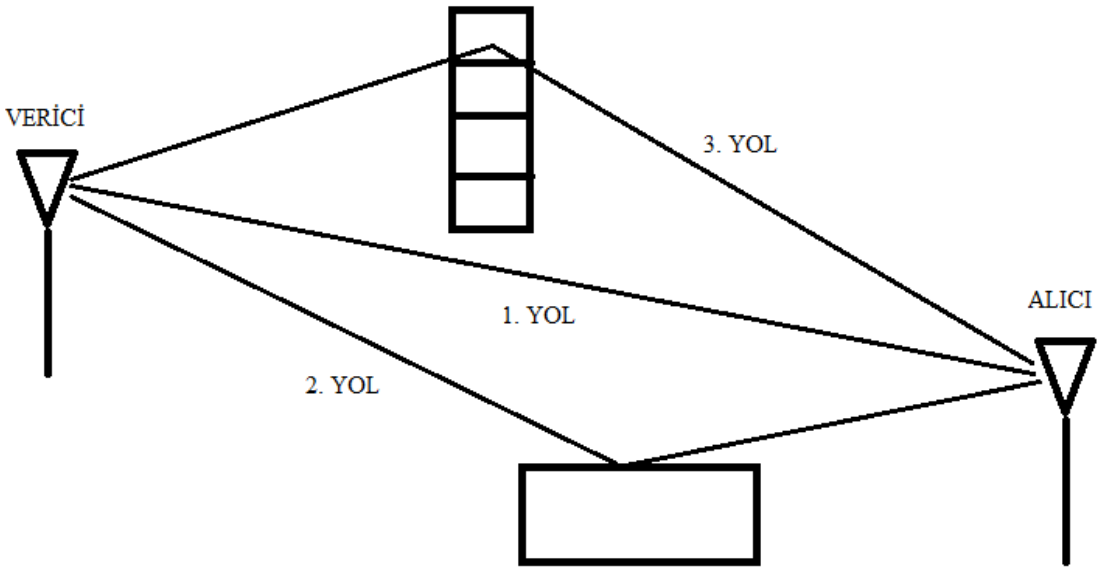
HF haberleşmeyi etkileyen bir diğer durum, verici antenin yükseliş açısıdır. Şekil *2.5.*'de gösterildiği üzere, verici anten düşük bir yükseliş açısına sahipse sinyalin izleyeceği yol ve menzil 1 numaralı yolda gösterildiği gibi uzun olur. Sekme mesafesine ulaşana kadar, yükseliş açısı arttıkça menzil 2 ve 3 numaralı yollarda gösterildiği üzere azalır. Kritik açı adı verilen açıdan daha büyük açılarda, iyonosfer katmanı sinyalin yansıması için yeterli olmaz ve sinyal 6 numaralı yolda gösterildiği üzere katman içinde ilerleyerek giderek zayıflar ve kaybolur. Bu tip duruma kaçış ışını adı verilir. Bazı durumlarda ise sekme ışını ve kaçış ışını arasında 4 ve 5 numaralı yollarda gösterildiği üzere çok uzun mesafelerde haberleşme gerçekleşebilir. Bu durumdaki yollara yüksek açılı ışın denir. Belirli bir iyon yoğunluğunda kritik frekans adı verilen frekansa eşit veya daha düşük frekanslarda sekme mesafesi yani yansıma elde edilemez [1].



Şekil 2.5. Yükseliş açısına bağlı ışın yolları [1]

2.3. Çok Yollu Sönümlemeli Kanal ve Özellikleri

Vericiden çıkan sinyalin alıcı tarafa birden fazla yol üzerinden ilerleyerek ulaştığı kanal tipine çok yollu kanal denir. Kanalın çok yollu olmasına neden olan alıcı ve verici arasında yer alan engeller (örneğin binalar, tepeler vb.) olabileceği gibi, atmosferden yansıyan sinyaller de çok yollu kanalın oluşmasına neden olabilir. Sinyalin çok yollu kanal üzerinden alıcıya ulaşması durumunda, farklı yollardan geçen sinyallerin gecikme süreleri ve zayıflama miktarları farklı olur. Alıcı tarafta toplanan bu sinyaller, gönderilen sinyalin sağlıklı bir şekilde tekrar elde edilmesine engel olabilir. Bu duruma çok yollu sönümleme etkisi adı verilir [10].



Şekil 2.6. Çok yollu kanal

Çok yollu kanal örneğine Şekil *2.6.*'da yer verilmiştir. 1 numaralı yol görüş hattı dahilinde bulunan yoldur. 2 ve 3 numaralı yollar engellerden yansıyarak ilerleyen ve alıcı tarafa 1 numaralı yola kıyasla daha geç ulaşan yolları temsil eder.

Çok yollu sönümlemeli kanal, frekans seçici sönümlemeli ve düz sönümlemeli olmak üzere iki alt sınıfa ayrılır. Kanal tipini belirlerken kanalın evreuyum bant genişliği ve kanalın gecikme yayılımı kullanılır. Evreuyum bant genişliği, sinyalin spektral bileşenlerinin yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirildiği kanal frekans aralığıdır [11].

Kanalın gecikme yayılımı, vericiden alıcıya ulaşan ilk sinyal ile son sinyal arasındaki zaman farkı olarak tanımlanır.

Gönderilen sinyalin bant genişliği, kanalın evreuyum bant genişliğinden küçükse veya gönderilen sinyalin sembol periyodu kanalın gecikme yayılımından büyükse bu tip kanala düz sönümlemeli kanal denir.

$$B_s << B_c \quad (2.1)$$

$$T_s >> T_m \quad (2.2)$$

Burada B_s simgesi gönderilen sinyalin bant genişliğini, B_c simgesi kanalın evreuyum bant genişliğini, T_s simgesi gönderilen sinyalin sembol periyodunu ve T_m simgesi kanalın gecikme yayılımını göstermektedir.

Gönderilen sinyalin bant genişliği, kanalın evreuyum bant genişliğinden büyükse veya gönderilen sinyalin sembol periyodu kanalın gecikme yayılımından küçükse bu tip kanala frekans seçici sönümlemeli kanal denir.

$$B_s > B_c \quad (2.3)$$

$$T_s < T_m \quad (2.4)$$

Kanalın gecikme yayılımı ile kanalın evreuyum bant genişliği arasında yaklaşık olarak bir ters orantı bulunur.

$$B_c \approx 1/T_m \quad (2.5)$$

Kanalın frekans seçici sönümleme etkisinden kurtulmak için sinyalin periyodu kanalın rms (root mean square) gecikme yayılımından en az 10 kat büyük olmalıdır. Böylelikle ISI etkisi en aza indirilmiş olur.

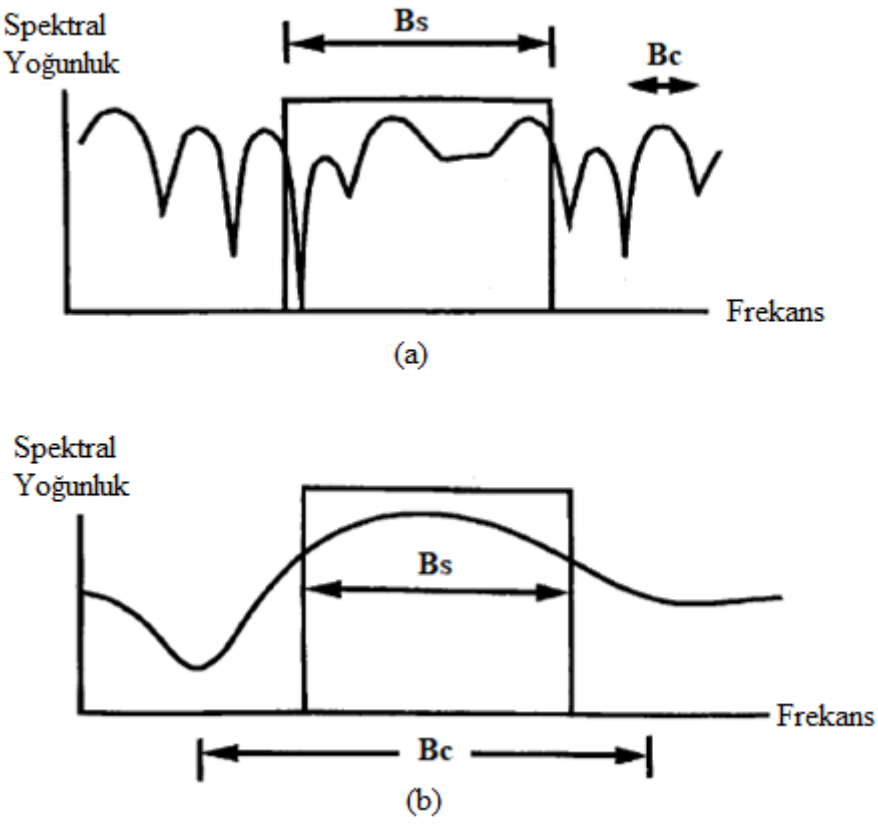
$$T_s > 10*\sigma_\tau \quad (2.6)$$

Kanalın rms gecikme yayılımı (σ_τ)

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \tag{2.7}$$

eşitliği ile belirlenir. Burada $\bar{\tau}$ ortalama gecikme yayılımını, $\overline{\tau^2}$ ikinci momenti göstermektedir.

Düz sönümlemeli kanalın frekans yanıtı yaklaşık olarak sabit iken, frekans seçici sönümlemeli kanalın frekans yanıtı değişkendir. Şekil *2.7.*(a)'da gösterildiği üzere, kanalın evreuyum bant genişliği sinyalin bant genişliğinden küçüktür. Bu durumda kanal frekans seçici sönümlemeli olarak davranır ve sinyalin her bir spektral bileşeni kanaldan farklı şekilde etkilenir. Şekil *2.7.*(b)'de ise kanalın evreuyum bant genişliği sinyalin bant genişliğinden büyüktür. Sinyalin her bir spektral bileşeni kanaldan neredeyse aynı oranda etkilenir. Bu durumdaki kanal düz sönümlemeli kanal etkisi gösterir.



Şekil 2.7. (a) Frekans seçici kanal (b) Düz sönümlemeli kanal [11]

Düz sönümlemeli kanalda ISI etkisi görülmez ancak kanal sönümleme etkisi gösteren bir yapıda olduğundan alıcıya ulaşan sinyal, gönderilen sinyale kıyasla bozulmaya uğrar.

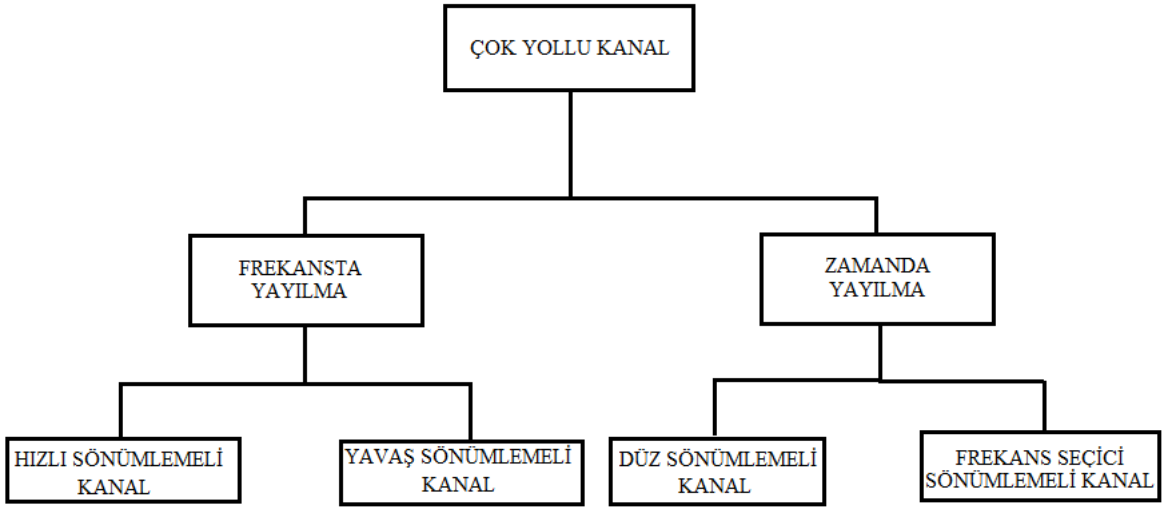
Alıcı ve vericinin birbirlerine göre hareket halinde bulunuyor olması veya kanalın zaman içerisinde değişkenlik göstermesi Doppler yayılımı olarak adlandırılan etkinin oluşmasına neden olur. Doppler yayılımı, kanalda meydana gelen spektral genişlemenin bir ölçüsüdür ve B_d ile gösterilir. Doppler yayılımının sinyalin bant genişliği ile olan ilişkisi kanalın hızlı veya yavaş sönümlemeli olarak belirlenmesini sağlar.

$$B_s < B_d \tag{2.8}$$

Kanalın Doppler yayılımı, sinyalin bant genişliğinden büyük ise bu tür kanallara hızlı sönümlemeli kanal denir.

$$B_s >> B_d \tag{2.9}$$

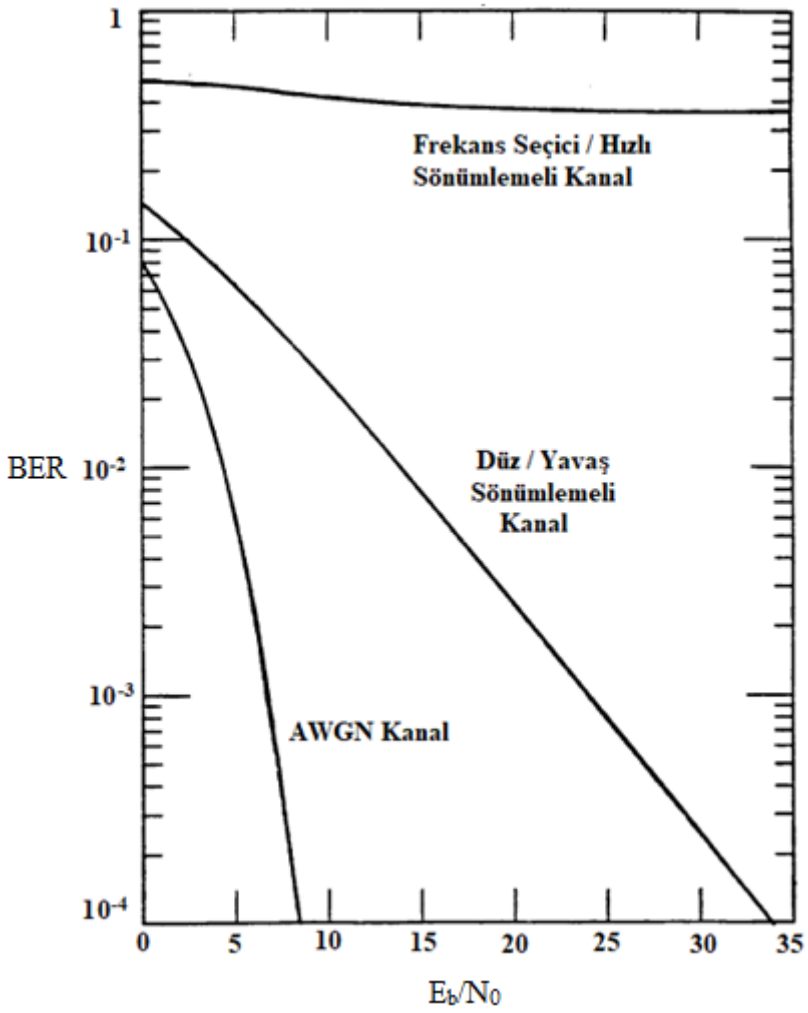
Kanalın Doppler yayılımı, sinyalin bant genişliğinden küçük ise bu tür kanala da yavaş sönümlemeli kanal denir. Şekil *2.8.*'de çok yollu kanalın alt türleri olan kanal sınıfları verilmektedir.



Şekil 2.8. Çok yollu kanal türleri

Çok yollu sönümlemeli kanal türlerinin BER ve E_b/N_0 cinsinden performansları Şekil *2.9.*'daki grafikte gösterilmektedir. AWGN kanal olarak adlandırılan kanalda gönderilen sinyal, Gauss dağılımlı bir gürültü tarafından bozulmaya uğrar. AWGN kanalın

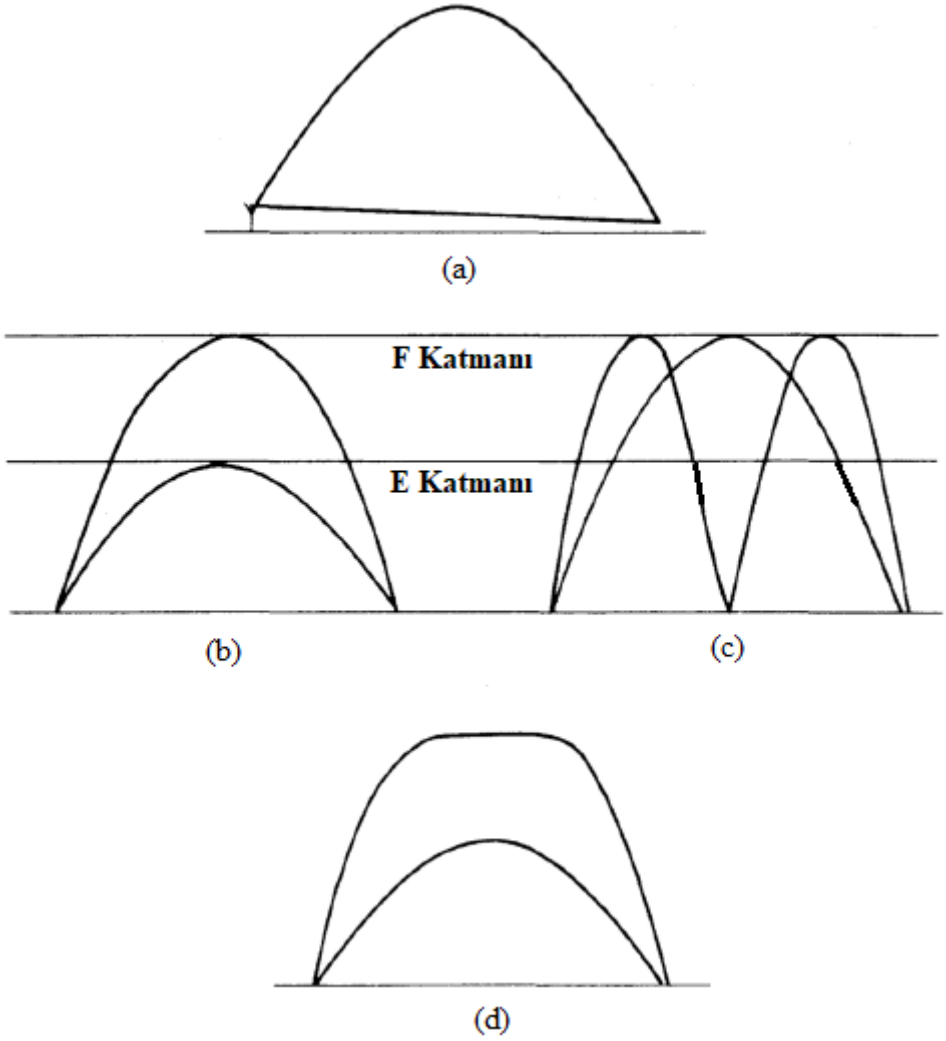
davranışının tüm frekanslar için düz ve değişmez olduğu kabul edilir. Grafikte gösterildiği üzere, düz sönümlemeli ve/veya yavaş sönümlemeli kanalda gönderilen sinyalin BER ve E_b/N_0 cinsinden performansı, AWGN kanala kıyasla düşüktür. Hızlı sönümlemeli ve/veya frekans seçici sönümlemeli kanalda gönderilen sinyalin BER ve E_b/N_0 cinsinden performansı ise neredeyse gürültü tabanı olarak adlandırılan sınıra yakındır ve yaklaşık olarak 0,5 değerinde bir BER bulunur.



Şekil 2.9. BER ve E_b/N_0 cinsinden kanal türlerinin performansı [11]

HF haberleşme açısından iyonosfer tabakasından yansıyan sinyaller incelendiğinde, bu kanal çok yollu kanal türüne benzer. Şekil *2.10.*(a)'da yer dalgası ve gök dalgasından oluşan çok yollu yayılım örneği, Şekil *2.10.*(b)'de iyonosfer tabakasının farklı katmanları arasında gerçekleşen çok yollu yayılım örneği, Şekil *2.10.*(c)'de bir adet yansımalı ve iki

adet yansımalı çok yollu yayılım örneği ve Şekil *2.10.*(d)'de düşük açılı ve yüksek açılı çok yollu yayılım örneği verilmektedir.



Şekil 2.10. (a) Yer-gök dalgası (b) Farklı katman (c) Tekli-çiftli (d) Açılı [1]

HF haberleşmede karşılaşılan kanal türlerinin sinyal üzerinde oluşturduğu bozucu etkiler

Çizelge *2.2.*'de verilmektedir. Yer dalgası sinyalde zayıflama ve gecikmeye, tekli gök dalgası sinyalde zayıflama, gecikme, sönümleme ve Doppler kaynaklı bozulmaya, çoklu gök dalgası ise sinyalde zamanda yayılma ve girişimli sönümlemeye sebep olmaktadır [1].

Çizelge 2.2. HF kanal karakteristiği [1]

YAYILMA TİPİ	KANAL KARAKTERİSTİĞİ	İLİŞKİLİ PARAMETRELER
Yer Dalgası	Zayıflama Gecikme	Toprak iletkenliği Yüzey türü Menzil Dalga polarizasyonu Dalga frekansı
Gök Dalgası (Tekli)	Zayıflama Gecikme Sönümleme Doppler yayılımı	Günün zamanı Mevsim Güneş lekesi Menzil Dalga polarizasyonu Dalga frekansı
Gök Dalgası (Çoklu)	Zamanda yayılma Girişimli sönümleme	Farklı yansımalar Farklı modlar Alçak/Yüksek açılar Nispi gecikme Nispi zayıflama

Kanalın gecikme yayılımı bulunurken, güç gecikme profili (Power Delay Profile-PDP) adı verilen veriden faydalanılır. PDP, çok yollu sönümlemeli kanaldan geçip alıcıya ulaşan sinyalin güç dağılımını verir. Çok yollu sönümlemeli kanalın güç gecikme profiline bakarak bu kanalı Rayleigh dağılımlı bir kanal olarak modellemek mümkündür.

Alıcıya ulaşan bir sinyal, farklı yollardan geçerek gelen sinyallerin toplamı şeklinde tanımlanabilir. Merkezi limit teoremi sayesinde alıcıya ulaşan sinyali Gauss dağılımlı rastgele değişken olarak tanımlamak mümkündür. Gauss dağılımlı karmaşık bir sinyal

$$Z = X + jY \tag{2.10}$$

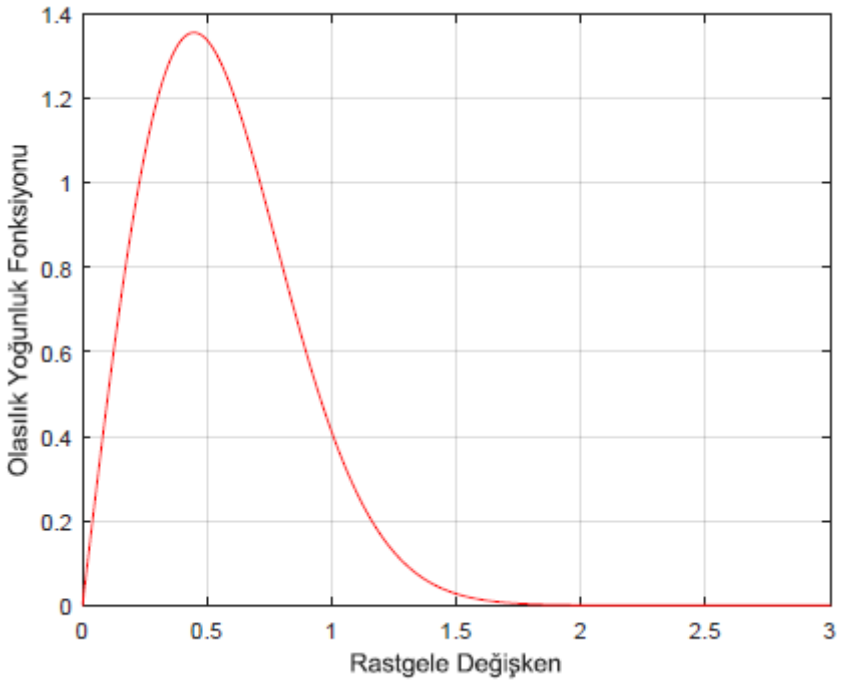
şeklinde tanımlanır [12]. Burada X ve Y birbirinden bağımsız, σ^2 varyansına sahip, sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı rastgele değişkenlerdir. Gauss dağılımlı karmaşık sinyalin genliği

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \tag{2.11}$$

biçiminde hesaplanır. Eş.2.11 ile verilmiş olan sinyalin genliği Rayleigh dağılımına sahiptir. Rayleigh dağılımına yönelik olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability Density Function-PDF) Eş.2.12'de verilmektedir.

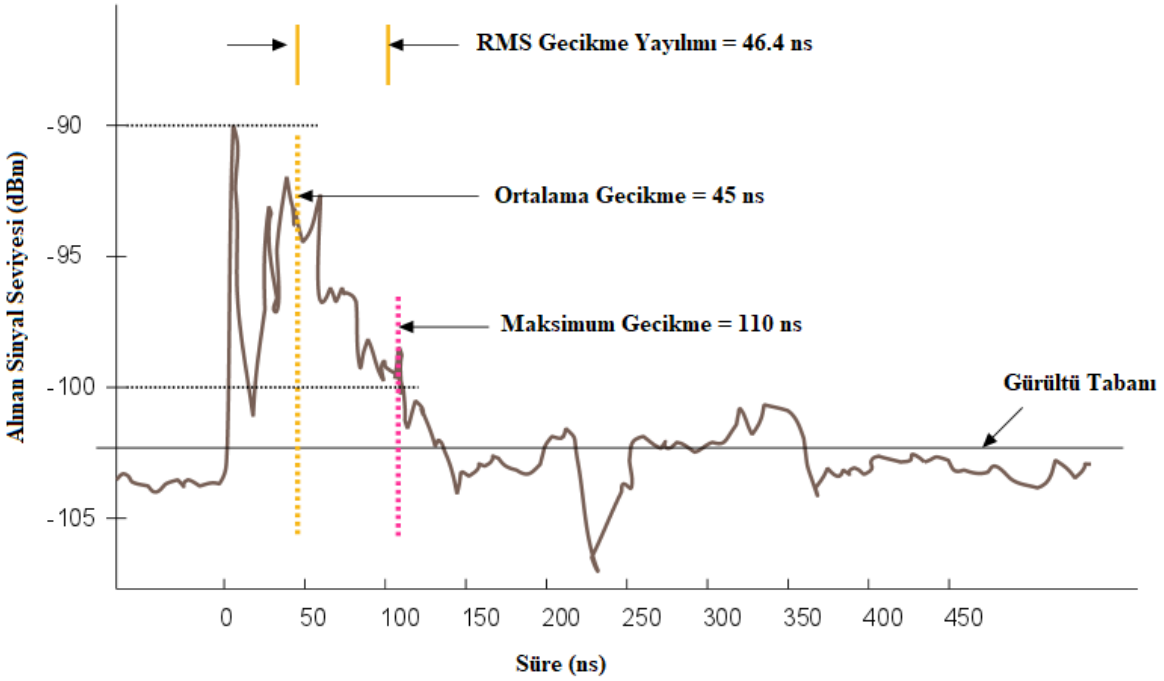
$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{r^2}{2\sigma^2}} \tag{2.12}$$

Rayleigh dağılımına yönelik örnek bir grafiksel gösterim Şekil *2.11*.'de verilmektedir.



Şekil 2.11. Rayleigh dağılımlı olasılık yoğunluk fonksiyonu

Çok yollu sönümlemeli kanala ait örnek bir güç gecikme profili Şekil *2.12*.'de verilmektedir. Grafiğe bakıldığında, güç gecikme dağılımının Rayleigh dağılımlı olarak tanımlanabileceği görülmektedir.



Şekil 2.12. Çok yollu kanal güç gecikme profili [13]

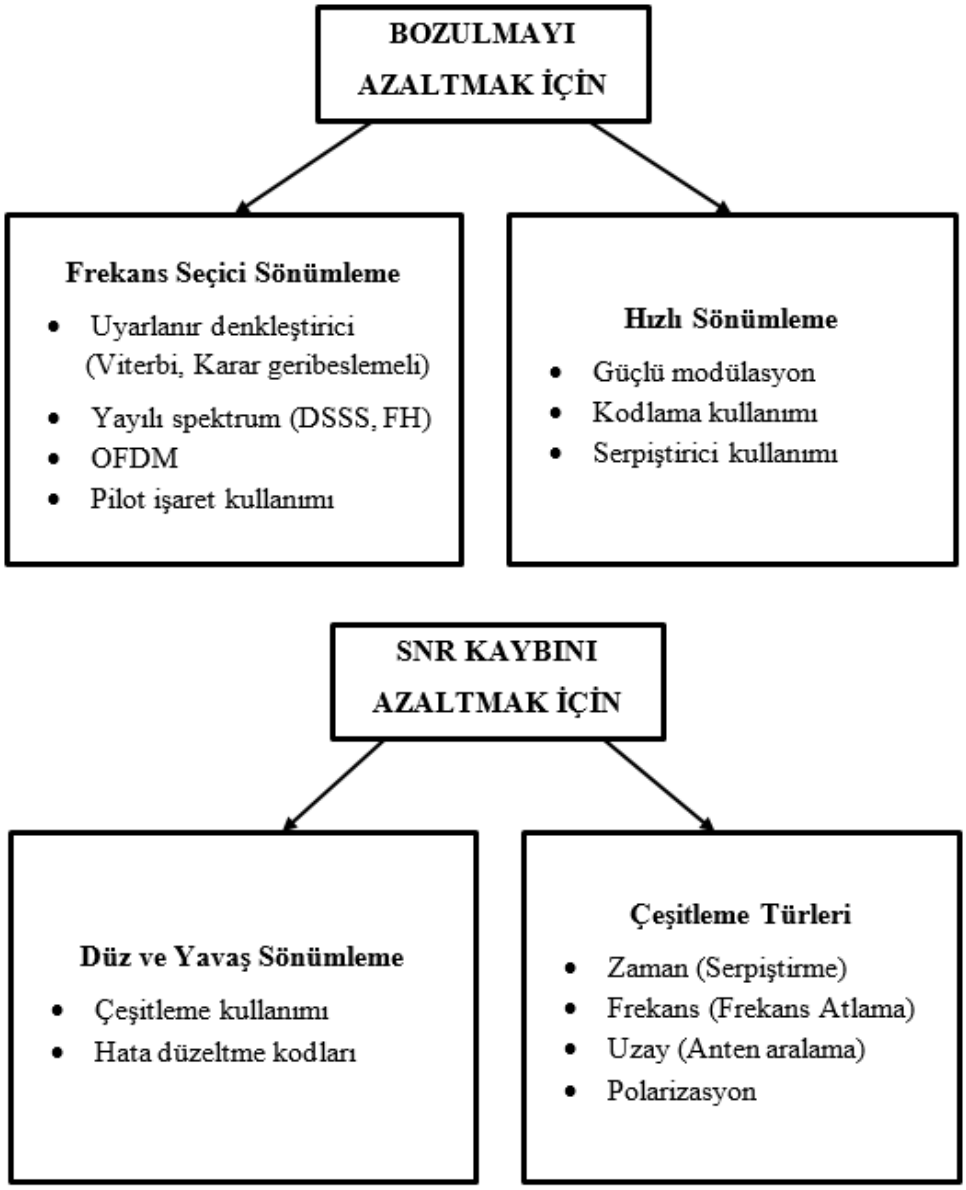
İstatistiksel verilere bakıldığında HF haberleşmede milisaniyeler mertebesinden saniyeler mertebesine varan gecikme yayılımları yaşanabilmektedir [1].

2.4. Çok Yollu Kanal Sönümlemesini Azaltma Yöntemleri

Çok yollu sönümlemeli kanalların iletilen sinyale ciddi etkisi olabilmektedir. Frekans seçici sönümlemeli veya hızlı sönümlemeli bir kanal iletilen sinyalde bozucu etkiye sebep olurken, düz sönümlemeli veya yavaş sönümlemeli bir kanal sinyal gürültü oranı (SNR) değerinde azalmaya sebep olur. Eğer kanal frekans seçici sönümlemeli veya hızlı sönümlemeli bir kanal ise SNR değerini arttırmak çözüm olmaz. Böyle durumlarda sistemin performansını iyileştirmek için kanal etkisini azaltıcı yöntemler kullanılması gerekir. Bu yöntemler ile kanal etkisi frekans seçici sönümlemeli veya hızlı sönümlemeli durumdan, düz sönümlemeli veya yavaş sönümlemeli duruma geçer. İlave iyileştirme yöntemleri ile de sistem performansını mümkün olduğunca AWGN kanal performansına yaklaştırmaya çalışmak gerekir [11].

Şekil *2.13.*'de bozulma etkisini azaltma yöntemleri ve SNR kaybını azaltma yöntemleri iki ana başlık altında verilmiştir. Bozulma etkisini azaltma yöntemleri kanalın frekans seçici sönümlemeli kanal veya hızlı sönümlemeli kanal olmasına göre ikiye ayrılır. SNR kaybını

azaltma yöntemleri ise düz ve yavaş sönümlemeli kanal için verilmiş olup, kullanılabilecek bazı çeşitleme türleri de önerilir.



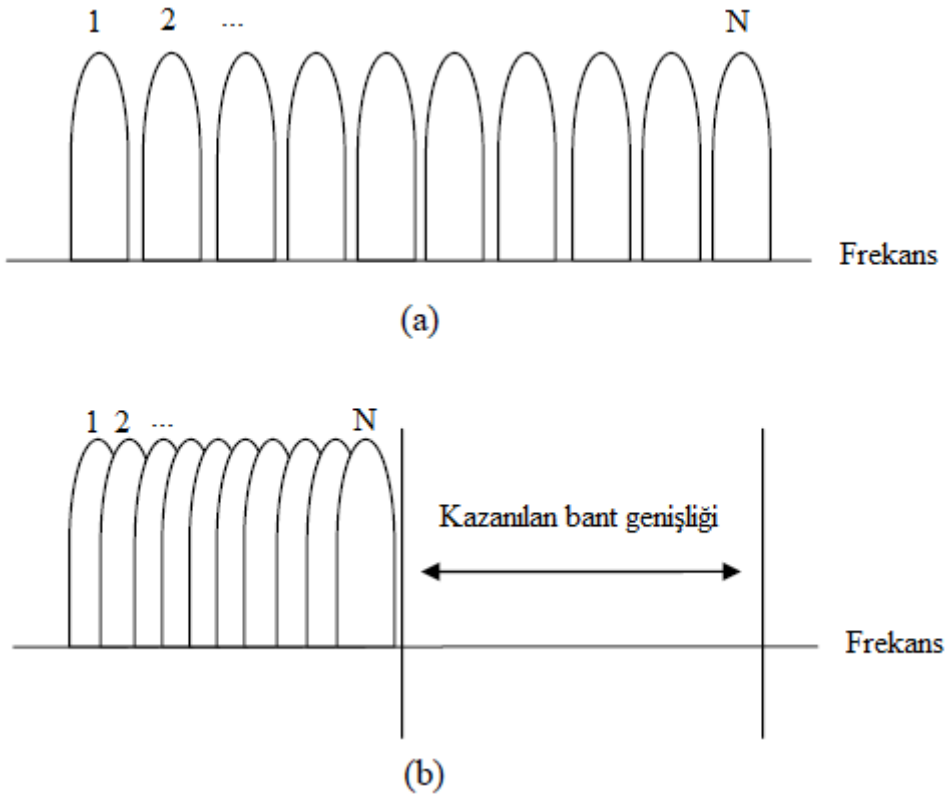
Şekil 2.13. Bozulmayı ve SNR kaybını azaltma yöntemleri [11]

Bu tez çalışmasında frekans seçici sönümleme etkisinden kurtulmak için OFDM tekniği, SNR kaybını azaltmak için ise hata düzeltme kodları kullanılmıştır.

3. OFDM (DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA)

OFDM, bir verinin birbirine dik olarak tanımlanmış birden fazla alt taşıyıcı ile iletilmesini sağlayan bir modülasyon tekniğidir. Geleneksel tek taşıyıcılı sistem üzerinde meydana gelecek bir sönümleme etkisi, tüm verinin kaybına yol açar. OFDM tekniği ile iletilecek olan veri birden fazla alt taşıyıcı tarafından taşınacağından, veri üzerinde meydana gelecek sönümleme etkisinden verinin küçük bir bölümü etkilenir. Etkilenen bu küçük kısım ise hata düzeltme kodları sayesinde düzeltilebilir [2].

OFDM, Frekans Bölmeli Çoklama (Frequency Division Multiplexing-FDM) tekniğinin özel bir versiyonudur. FDM tekniğinde sinyalin bandı N adet birbiri üzerine binmeyen alt banda bölünür (Şekil *3.1.*(a)). OFDM tekniğinde ise sinyalin bandı birbiri üzerine binen N adet alt banda bölünür (Şekil *3.1.*(b)). Alt bantlar birbirine dik olacak şekilde seçildiğinden herhangi bir girişim etkisi oluşmaz. Bu sayede FDM tekniğine kıyasla daha az bant genişliğinde aynı uzunluktaki veri iletilmiş olur.



Şekil 3.1. (a) FDM spektrumu (b) OFDM spektrumu [14]

3.1. OFDM İşaretinin Elde Edilmesi

OFDM tekniği, adından da anlaşılacağı üzere dikgenlik prensibine dayalı bir sistemdir. Alt taşıyıcıların birbirlerine dik olması demek, birbirlerinin harmonikleri konumunda olmalarını gerektirir. Örneğin, bir sinyali 4 adet alt taşıyıcı (f_1, f_2, f_3 ve f_4) ile taşıyacak olursak, bu alt taşıyıcıların frekansları arasındaki ilişki

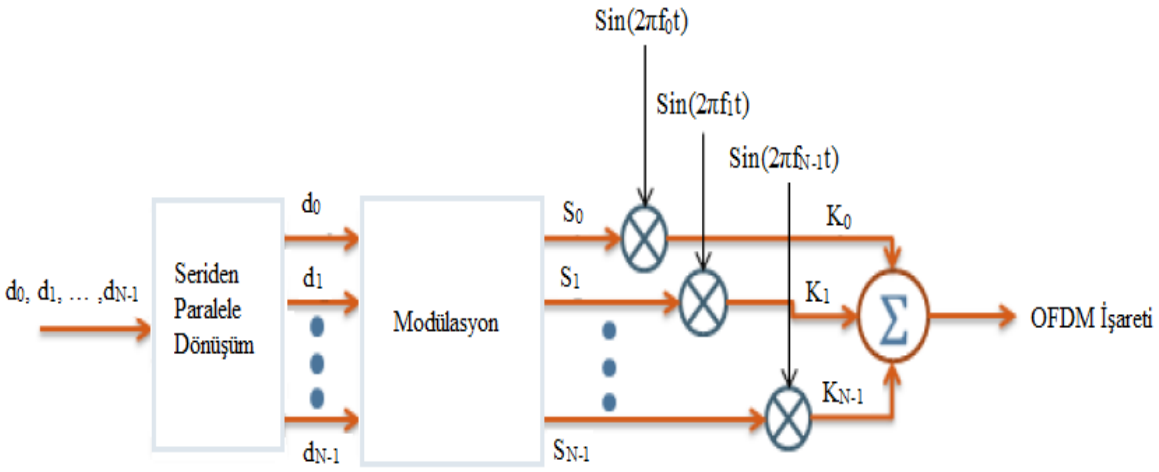
$$f_2 = 2f_1, f_3 = 3f_1, f_4 = 4f_1 \tag{3.1}$$

biçiminde olabilir.

OFDM tekniği ile iletilecek bir D verisinin, N adet birbirine dik alt taşıyıcı ile iletildiği durumda, öncelikle D verisinin birbirine paralel N adet veri dizisine (seriden paralele çevirme) dönüştürülmesi gerekir.

$$D = d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1} \tag{3.2}$$

Ardından her bir veri dizisi kullanılacak olan modülasyon tekniğine göre modüle edilir. Modüle edilen her bir veri dizisi ayrı birer taşıyıcı işaret ile çarpılarak iletime hazır hale getirilir (Şekil *3.2.*).



Şekil 3.2. OFDM İşaretinin elde edilmesi, sinüzoidal sinyal kullanımı [15]

OFDM işaretinin matematiksel ifadesi

$$c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \sin\left(2\pi f_n(t)\right) \quad (3.3)$$

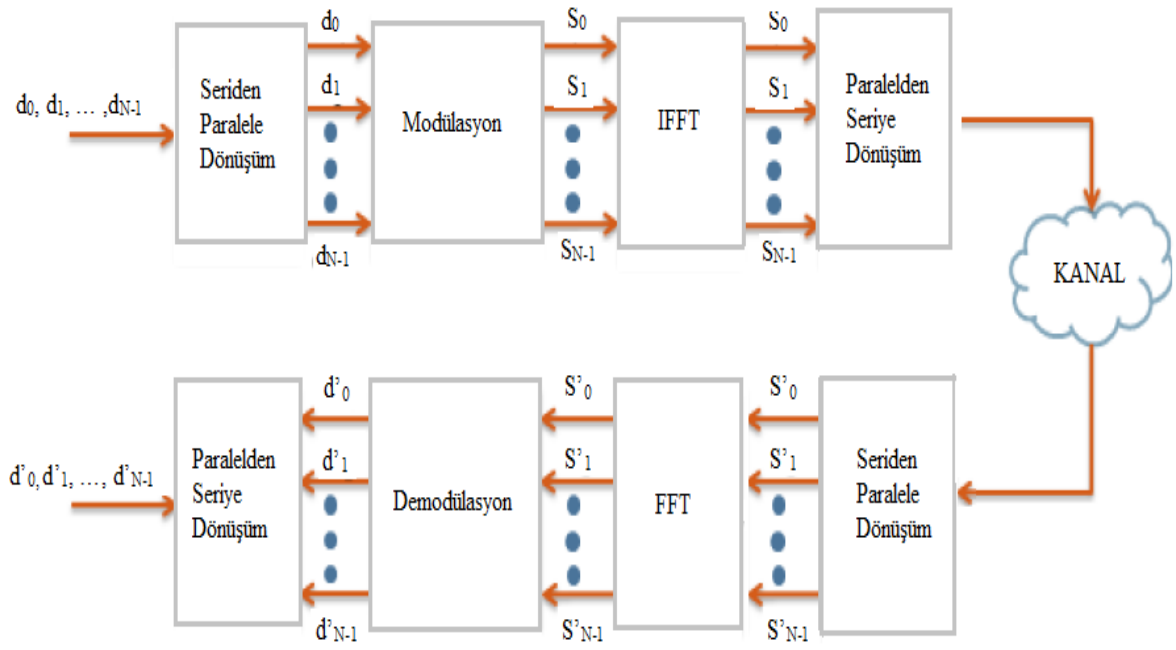
olarak verilir. Eş. 3.3 incelendiğinde, bu ifadenin Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform-IFFT)'ne benzediği görülür. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT) ve IFFT sırasıyla

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.4)$$

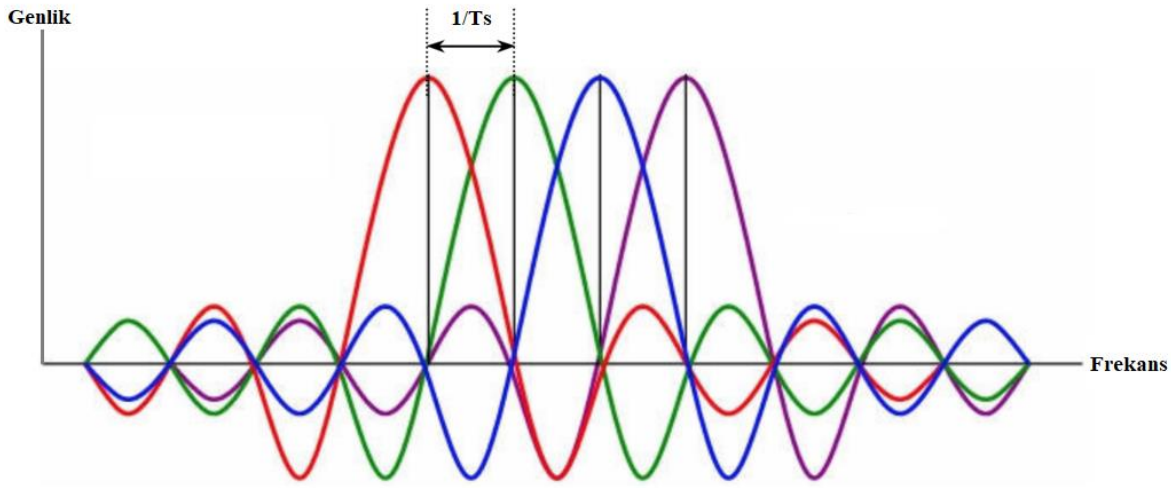
$$x(n) = \sum_{n=0}^{N-1} X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.5)$$

eşitlikleri ile verilir. FFT ve IFFT işlemleri arasındaki tek fark, sinüzoidal fonksiyonların katsayıları ve iki fonksiyon arasındaki eksi işaretidir. FFT işlemi, zaman bölgesindeki sinyalin frekans bölgesindeki karşılığının bulunmasını sağlarken, IFFT işlemi frekans bölgesindeki sinyalin zaman bölgesindeki karşılığının bulunmasını sağlar.

OFDM ile her bir alt taşıyıcı için ayrı bir sinüzoidal kullanmak yerine IFFT işlemi verici tarafta uygulanır. Alıcı tarafta ise bu işlemin tersi olan FFT işlemi uygulanır (Şekil *3.3.*).



Şekil 3.3. OFDM tekniğinin temel blok şeması [15]



Şekil 3.4. Alt taşıyıcıların spektrumu, dikgenlik gösterimi [16]

4 adet alt taşıyıcıdan oluşan bir OFDM sisteminde alt taşıyıcıların birbirlerine dik oldukları durumdaki spektrum görünümü Şekil *3.4.*'de gösterilmektedir. Her bir alt taşıyıcının genliğinin maksimum olduğu noktada diğer alt taşıyıcıların genliği sıfır ise dikgenlik sağlandığı görülür.

3.2. OFDM Tekniğinde Ön Ek Kullanımı

OFDM tekniği ile yüksek hızlı veri serisi, birden çok düşük hızlı veri serisine bölündüğünden alt taşıyıcıların bant genişliği ilk veriye oranla daha küçük olur. Bu yöntem ile çok yollu frekans seçici sönümlemeli kanalın evreuyum bant genişliğinden daha küçük bant genişlikli sinyaller elde edilebildiğinden, kanalın frekans seçici sönümleme etkisini en aza indirmek mümkün olur. Bir diğer deyişle, kanalın gecikme yayılımından dolayı oluşan ISI etkisi en aza indirilir [17].

B sembol hızına sahip bir sinyal N adet alt taşıyıcı tarafından taşınırken, alt taşıyıcıların sembol hızları B/N olur. Diğer bir deyişle, alt taşıyıcıların sembol süresi, tek taşıyıcılı sisteme oranla N kat daha büyüktür.

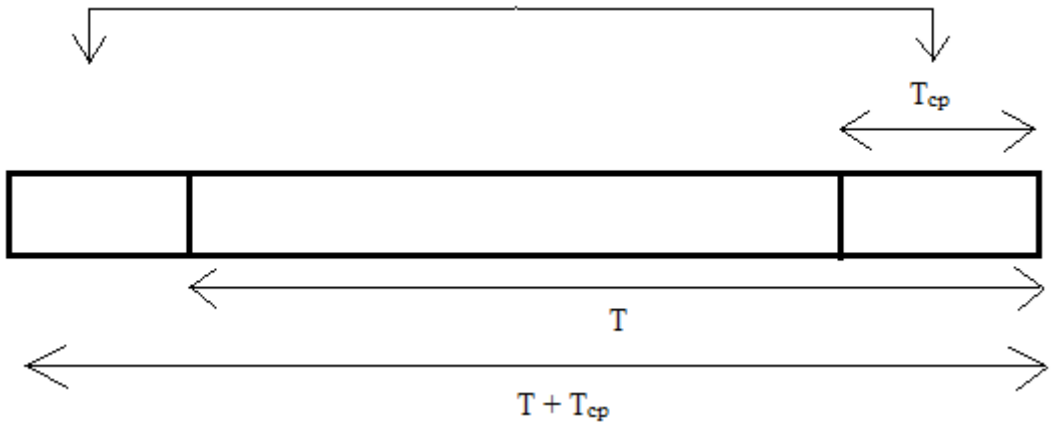
$$T = N.T_s \tag{3.6}$$

Burada T, OFDM işaretindeki sembol süresini, T_s tek taşıyıcılı sistemin sembol süresini, gösterir. Her bir alt taşıyıcının sembol süresi N kat arttığından, kanalın gecikme

yayılımından daha büyük değerler elde edilebilir, böylelikle frekans seçici sönümlemeli kanal etkisinden, düz sönümlemeli kanal etkisine geçiş yapılabilir. Diğer bir deyişle, ISI etkisi en aza indirgenebilir.

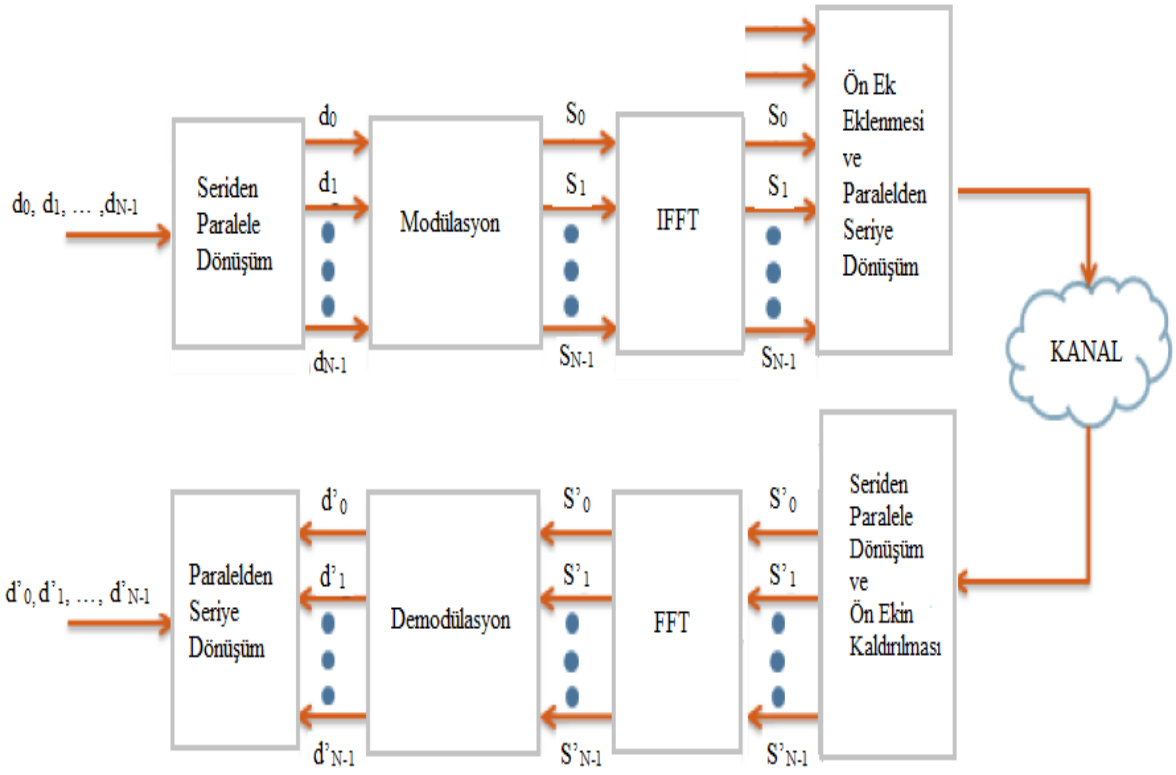
Semboller arası girişim etkisini tamamen ortadan kaldırabilmek için OFDM sistemlerinde ön ek adı verilen koruma önlemleri kullanılır. Ön ek, her bir veri dizisinin sondan belirli bir uzunluğunun kopyalanıp veri dizisinin başına eklenmesidir. Verici tarafta eklenen ön ek, alıcı tarafta kaldırılır. Ön ek uzunluğunun kanalın gecikme yayılımından etkilenecek veri uzunluğundan daha büyük olması demek, ISI etkisinin ortadan kaldırılması demektir.

Şekil *3.5.*'de gösterildiği üzere ön ek kullanımı, T sembol süresine sahip OFDM işaretinin sondan T_{cp} uzunluğundaki kısmının kopyalanıp işaretin baş tarafına eklenmesidir. Böylece OFDM işaretinin sembol süresi $T+T_{cp}$ kadar olmaktadır. T_{cp} süresi kanalın gecikme yayılımından büyük seçilirse sinyal üzerinde oluşacak olan ISI etkisi ortadan kaldırılmış olur.



Şekil 3.5. OFDM işaretine ön ek eklenmesi

OFDM tekniğinde ön ek kullanımı ile frekans seçici sönümlemeli kanal etkisi düz sönümlemeli kanal etkisine dönüştürülür. Ön ek kullanımını da içeren OFDM blok şeması Şekil *3.6.*'da verilmektedir.



Şekil 3.6. OFDM blok şeması, ön ek kullanımı [15]

OFDM tekniğinde ön ek kullanımının dezavantajı, veri iletim kapasitesinde ve sinyal gücünde bir miktar azalmaya neden olmasıdır. Ön ek kullanımı ile gelecek olan kayıplar, semboller arası girişim etkisine maruz kalan sinyalin bir kısmının kaybedilmesinden daha önemsizdir.

4. BCH VE EVRİŞİMSEL KODLAMA

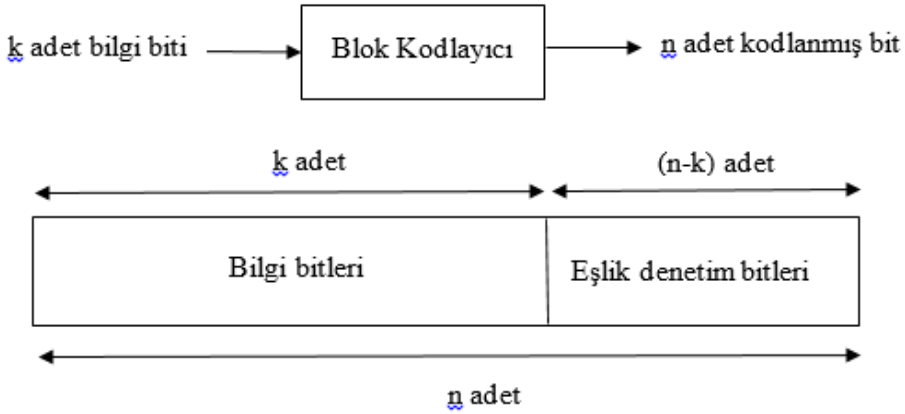
OFDM tekniğinin kullanımı ile çok yollu yayılımdan kaynaklı frekans seçici sönümlemeli kanal etkisinden düz sönümlemeli kanal etkisine geçilebilir. Böylelikle kanal kaynaklı bozulma etkisinde önemli bir iyileşme sağlanır, yine de iletilen sinyalin alıcı tarafta bir miktar daha iyi seviyede alınabilmesi ve sistem performansının mümkün mertebe AWGN kanal performansına yaklaştırılması gerekir. Bu amaçla FEC yöntemleri kullanılır.

İleri hata düzeltme yöntemleri temel olarak, blok kodlama ve evrişimsel kodlama adı altında iki ana sınıfa ayrılır. Sınıf ayrımını oluşturan temel etken blok kodlama yöntemlerinin hafızasız bir yapıya sahip olması, evrişimsel kodlama yöntemlerinin ise hafızalı bir yapıya sahip olmasıdır. Yani, hafızasız yöntemlerde bir bit kodlama işlemine tabii olurken, kendinden önce veya sonra gelen bitlerden bağımsız bir şekilde kodlanır. Hafızalı kodlama yöntemlerinde ise bu durumun tersi uygulanır [18].

Her iki kodlama yöntemi de kendi içerisinde farklı kodlama türlerini barındırır. En yaygın kullanılan blok kodlama türleri; Hamming kodlama, BCH kodlama, Reed Solomon kodlama ve Golay kodlamadır. Evrişimsel kodlama yönteminde ise alıcı tarafta kodlamayı çözen temelde iki tür yöntem bulunur. Bu yöntemlerden birincisi en büyük olabilirlik çözümleme (maximum likelihood decoding) ve ardışık çözümlemedir. En büyük olabilirlik çözümleme algoritmasına ilave olarak Viterbi algoritması en yaygın kullanılan algoritmadır. Ardışık çözümleme yönteminde ise Fano algoritması kullanılan yöntemlerdendir.

4.1. Doğrusal Blok Kodlama

Bir kodun doğrusal olması, kod grubu içerisinde yer alan herhangi iki kodun modul-2 aritmetiğine göre toplamının kod grubunun başka bir elemanına eşit olması demektir. Doğrusal blok kodlama adından da anlaşılacağı üzere bilgi bitlerinin bloklar halinde kodlanmasını sağlar. Blok kodlama yönteminde, k uzunluğundaki bilgi biti dizisi kodlanarak n uzunluğunda kodlanmış bit dizisi oluşturulur ve (n,k) olarak gösterilir. Kodlama algoritması tarafından oluşturulan bitler k uzunluğundaki verinin sonuna eklenir. Eşlik denetim bitleri olarak adlandırılan ilave bitlerin sayısı n-k kadar olur (Şekil *4.1*.).



Şekil 4.1. Blok kodlama şeması

Bilgi biti uzunluğunun kodlanmış bit uzunluğuna oranı, kodlama oranı olarak adlandırılmakta olup, kodlama oranı R ile gösterilir. Eşlik denetim bitleri üzerinde bilgi taşınmadığından sistemin veri hızında kodlama oranı kadar bir oranda düşme yaşanır.

$$R = {}^{k}/_{n} \tag{4.1}$$

Kodlama ve çözümleme işlemlerinde kullanılan ve Hamming mesafesi olarak adlandırılan uzunluk, kodlanmış iki bit dizisi arasında kaç adet konumdaki bitin birbirinden farklı olduğunu göstermekte kullanılır. C_i ve C_j kodlanmış bit dizileri arasındaki Hamming mesafesi $d(C_i, C_j)$ veya d_{ij} olarak gösterilir [3].

$C_i = [1\ 0\ 1\ 0\ 1]$ ve $C_j = [0\ 0\ 1\ 1\ 0]$ kodlanmış bit dizileri arasındaki Hamming mesafesi 3'dür.

Kodlanmış bit dizisinin ağırlığı ise, $w(C_i)$ olarak gösterilir, dizi içerisinde yer alan 1 bitlerinin sayısı kadar olmaktadır. Başka bir deyişle, kodlanmış dizi ile içeriği tamamen 0 bitlerinden oluşan sıfır kodlu dizi arasındaki Hamming mesafesi olarak da tanımlanabilir. Kodlanmış bit dizisinin minimum mesafesi (d_{min}), kod dizisinde en küçük ağırlığa sahip olan bit dizisi kadar olur [3].

Doğrusal blok kodlamanın matematiksel gösterimi aşağıda tanımlanmaktadır. Öncelikle 1 x k boyutundaki bilgi vektörü, 1 x (n-k) boyutundaki eşlik denetim vektörü ve 1 x n boyutundaki kodlanmış vektör aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$m = [m_0, m_1, \dots, m_{k-1}] \quad (4.2)$$

$$b = [b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1}] \quad (4.3)$$

$$c = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}] \quad (4.4)$$

Eşlik denetim bitleri, bilgi bitlerinin kullanılmasıyla

$$b_i = p_{0i}m_0 + p_{1i}m_1 + \cdots + p_{k-1,i}m_{k-1} \quad (4.5)$$

biçiminde elde edilir. Burada, p_{ij} katsayıları üretim matrisi adı verilen matristen elde edilir. Tanılanmış olan vektörler matris formunda yazıldığında;

$$b = mP \quad (4.6)$$

eşitliği oluşur. Burada *P* ile ifade edilen katsayılar k x (n-k) boyutunda bir matris cinsinden yazıldığında

$$P = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & \Lambda & p_{0,n-k-1} \\ p_{10} & p_{11} & \Lambda & p_{1,n-k-1} \\ \text{M} & \text{M} & & \text{M} \\ p_{k-1,0} & p_{k-1,1} & \Lambda & p_{k-1,n-k-1} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

ifadesi elde edilir. Burada p_{ij} elemanları 0 veya 1 değerini alır. Kodlanmış bit dizisi, bilgi bitleri ve eşlik denetim bitleri cinsinden ifade edildiğinde

$$c = [b \quad \vdots \quad m] \quad (4.8)$$

elde edilir. Eş. 4.6'da verilen ifade Eş. 4.8'de yerine yazıldığında

$$c = m[P \quad \vdots \quad I_k] \quad (4.9)$$

elde edilir. Burada I_k ile gösterilen eleman k x k boyutundaki birim matrisi ifade eder.

$$I_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & 1 & \Lambda & 0 \\ M & M & & M \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

k x n boyutundaki üretim matrisi

$$G = [P \quad \vdots \quad I_k] \quad (4.11)$$

olarak verilir. Eş. 4.11'deki ifade Eş. 4.9'da yerine koyulduğunda

$$c = mG \quad (4.12)$$

elde edilir.

Bilgi bitleri ile eşlik denetim bitleri arasındaki ilişki farklı bir yoldan gösterilebilir. (n-k) x n boyutundaki H matrisi

$$H = [I_{n-k} \quad \vdots \quad P^T] \quad (4.13)$$

olarak ifade edilir. Burada P^T matrisi, P matrisinin devriğini, I_{n-k} matrisi ise (n-k) x (n-k) boyutundaki birim matrisi gösterir.

Eş. 4.13'de eşitliğin her iki tarafı aşağıdaki eleman ile çarpılırsa

$$HG^T = [I_{n-k} \quad \vdots \quad P^T][\frac{P^T}{I_k}] \quad (4.14)$$

$$HG^T = P^T + P^T \quad (4.15)$$

Modul-2 aritmetiğinde $P^T + P^T = 0$ olduğundan,

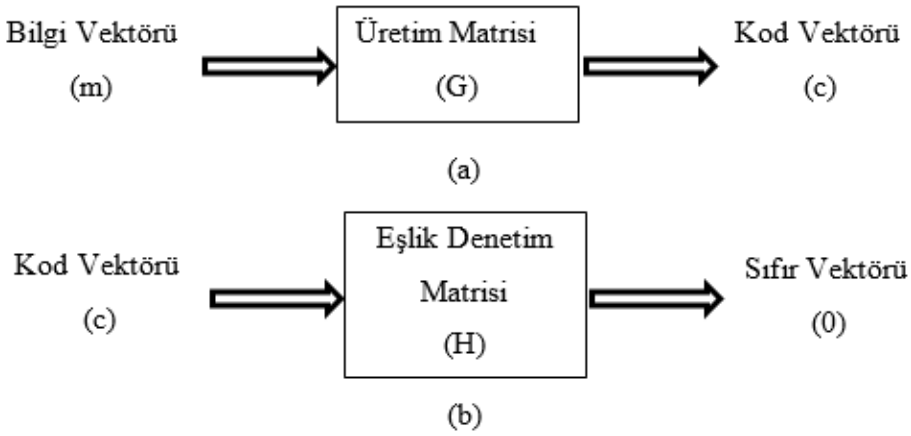
$$HG^T = 0 \quad (4.16)$$

olur. Bu duruma eş değer olarak $GH^T = 0$ olduğundan

Eş. 4.12'de her iki taraf H^T ile çarpıldığında

$$cH^T = mGH^T = 0 \tag{4.17}$$

elde edilir. Burada *H* ile gösterilen matris eşlik denetim matrisi, *G* ile gösterilen üretim matrisidir (Şekil *4.2.*).



Şekil 4.2. (a) Üretim eşitliği (b) eşlik denetim eşitliği [18]

4.1.1. Sendrom çözme yöntemi

Üretim matrisi (G), verici tarafta kodlama işlemi için kullanılırken, eşlik denetim matrisi (H) alıcı tarafta kod çözme işlemi için kullanılır. Gürültülü bir kanal üzerinden iletilen kodlanmış bit dizisinin alıcı taraftaki gösterimi

$$r = c + e \tag{4.18}$$

gibi olur. Alıcı tarafa ulaşan veri *r* ile, kodlanmış bit dizisi *c* ile ve hata vektörü *e* ile gösterilir. Hata vektörü *e* içerisinde değeri 1 olan elemanın *r* vektöründeki karşılık elemanı ile *c* vektöründeki karşılık elemanı birbirine eşit değil demektir, yani iletim sırasında ilgili bit üzerinde bir hata olduğu anlaşılır. Başka bir deyişle, hata vektörü *e* içerisinde değeri 0 olan elemanın *r* vektöründeki karşılık elemanı ile *c* vektöründeki karşılık elemanı birbirine eşit olmaktadır, yani iletim sırasında bit üzerinde hata olmadığı anlaşılır.

$$e_i = \begin{cases} 1, & i\ konumunda\ bir\ hata\ bulunmaktadır \\ 0, & diğer\ durum \end{cases} \quad (4.19)$$

Alıcı taraftaki kod çözücünün görevi, *r* vektöründen *c* vektörünü elde etmektir. Bu işlemi yapabilmek için sendrom çözme adı verilen Eş. 4.20'de belirtilen matematiksel işlem kullanılır. Burada H^T ifadesi eşlik denetim matrisinin tersidir.

$$s = rH^T \quad (4.20)$$

Eş. 4.20'de Eş. 4.18'deki ifade kullanıldığında

$$\begin{aligned} s &= (c + e)H^T \\ s &= cH^T + eH^T \\ s &= eH^T \end{aligned} \quad (4.21)$$

ifadesi elde edilir. Buradan, sendromun sadece hata vektörünün bir fonksiyonu olduğu sonucu çıkar.

Doğrusal blok kod dizisine ait minimum mesafe (d_{min}), ilgili kodun hata tespit etme ve hata düzeltme kapasitesi ile doğrudan ilişkilidir [19].

Minimum mesafesi d_{min} olan bir doğrusal blok kod, t adet hatayı Eş. 4.22 sağlandığı sürece tespit edebilir [19].

$$d_{min} \geq t + 1 \quad (4.22)$$

Minimum mesafesi d_{min} olan bir doğrusal blok kod, t adet hatayı Eş. 4.23 sağlandığı sürece düzeltebilir [19].

$$d_{min} \geq 2t + 1 \quad (4.23)$$

$c_1, c_2, \ldots, c_2^k$ kümesi 2^k adet (n,k) doğrusal blok kod dizisini sembolize eder. Alıcı tarafa ulaşan 2^n adet olası değerler r vektörü ile sembolize edilir. Alıcı taraftaki kod çözücünün

işlevi, 2^n adet olası değerden 2^k adet kod vektörünü oluşturur. Bu işlem için öncelikle Eş. 4.24'de verilen dizi kurulur.

$$\begin{array}{ccccc} c_1 & c_2 & c_3 & \Lambda & c_{2^k} \\ e_2 & c_2+e_2 & c_3+e_2 & \Lambda & c_{2^k}+e_2 \\ e_3 & c_2+e_3 & c_3+e_3 & \Lambda & c_{2^k}+e_3 \\ \mathrm{M} & \mathrm{M} & \mathrm{M} & \Lambda & \mathrm{M} \\ e_{2^{n-k}} & c_2+e_{2^{n-k}} & c_3+e_{2^{n-k}} & \Lambda & c_{2^k}+e_{2^{n-k}} \end{array} \quad (4.24)$$

Eş. 4.24'de 2^k adet kolon birbirinden ayrı alt kümeleri gösterir. 2^{n-k} adet satır ise kodlanmış vektörlerin eş kümelerini göstermekte olup, ilk elemanları e_2, …, e_2^{n-k} eş küme liderleri olarak tanımlanır.

Kod çözme işlemi sırasında, alıcıya ulaşan veri dizisinin sendromu Eş. 4.20'de verildiği üzere hesaplanır. Bu sendrom eş kümesinin içerisinde eş küme lideri tanımlanır. Eş küme lideri tanımlanırken gerçekleşme ihtimali en yüksek olan hata vektörü seçilir ve bu vektöre e_0 adı verilir. Ardından, alıcıya ulaşan r vektöründen Eş. 4.25'de verildiği şekilde kod vektörü elde edilmeye çalışılır.

$$c = r + e_0 \quad (4.25)$$

4.2. Çevrimsel Kodlama

Çevrimsel kodlama yöntemi, doğrusal blok kodlamanın bir alt sınıfı olarak tanımlanır. Çevrimsel kodlamanın diğer kodlama türlerine göre avantajı kodlama işleminin kolay olması ve verimli kod çözme yapılarının oluşturulabilmesidir. Bu sebeple pratikte kullanılan doğrusal blok kodların çoğu çevrimsel kodlardır. Bir kodun çevrimsel kod olarak tanımlanabilmesi için

- Doğrusallık; herhangi iki kod vektörünün toplamı kod dizisi içerisindeki başka bir kod vektörüne eşit olmalıdır.
- Çevrimsellik; herhangi bir kod vektörünün çevrimsel kaydırılmış hali, kod dizisindeki başka bir kod vektörüne eşit olmalıdır [18].

bu iki özelliği sağlaması gerekir.

Bir kod dizisinde $c = c_0, c_1, \dots, c_{n-1}$ kod vektörü tanımlı olsun. Bu kod vektörü 1 çevrim kaydırıldığında, $c = c_{n-1}, c_0, \dots, c_{n-2}$ kod vektörü elde edilir, kaydırılmış olan bu kod vektörü de kod dizisinde başka bir kod vektörüne eşit olur.

Çevrimsel kodlar, üretim matrisi yerine üretim polinomundan elde edilirler. (n,k) çevrimsel kodu için üretim polinomu,

$$g(X) = g_0 + g_1 X + \cdots + g_{n-k} X^{n-k} \tag{4.26}$$

şeklinde tanımlanır. Burada g_i katsayıları 0 veya 1 değerini alır, $g_0 = g_{n-k} = 1$'dir.

Bilgi biti dizisi $u_0, u_1, \dots, u_{k-1}$ k adet elemandan oluşur. Bilgi biti dizisinin polinom cinsinden ifadesi

$$u(X) = u_0 + u_1 X + \cdots + u_{k-1} X^{k-1} \tag{4.27}$$

şeklinde tanımlanır. Bilgi biti dizisi ve üretici polinomun katsayılarının kullanılmasıyla kodlanmış dizi elde edilir. Kodlanmış dizi $c = c_0, c_1, \dots, c_{n-1}$'nin matematiksel gösterimi

$$c(X) = u(X)g(X) = c_0 + c_1 X + \cdots + c_{n-1} X^{n-1} \tag{4.28}$$

biçimindedir. Bir kod dizisinin çevrimsel olarak geçerli sayılabilmesi için, kod dizisinin ilgili üretici polinoma bölümünden kalan olmaması gerekir.

$$\frac{c(X)}{g(X)} = q(X) \tag{4.29}$$

Çevrimsel kodu da doğrusal blok kodda olduğu gibi sistematik olarak ifade etmek mümkündür. Öncelikle bilgi biti dizisi X^{n-k} ifadesi ile çarpıldığında

$$X^{n-k} u(X) = u_0 X^{n-k} + u_1 X^{n-k-1} + \cdots + u_{k-1} X^{n-1} \tag{4.30}$$

elde edilir. Bu işlem, k adet bilgi biti dizisini en sağ tarafa kaydırır. Ardından bu eşitlik *g(X)* değerine bölündüğünde

$$\frac{X^{n-k}u(X)}{g(X)} = q(X) + \frac{p(X)}{g(X)} \tag{4.31}$$

elde edilir. Burada *p(X)* en fazla n-k-1 derecesinde olan polinomdur ve kalan değeri gösterir. $q(X)$ polinomunun derecesi ise en fazla k-1'dir. Eşitlik *g(X)* ile çarpıldığında,

$$X^{n-k}u(X) = q(X)g(X) + p(X) \tag{4.32}$$

elde edilir. Her iki tarafa *p(X)* ilave edilirse

$$p(X) + X^{n-k}u(X) = q(X)g(X) \tag{4.33}$$

ifadesi elde edilir. Burada $p(X) + X^{n-k}u(X)$ ifadesinin geçerli bir kod dizisi olduğu sonucu çıkar. Çünkü, eşitliğin sağ tarafındaki ifade üretici polinoma, yani $g(X)$'e bölündüğünde herhangi bir kalan olmaz. Buradaki *p(X)* ifadesi Eş. 4.34'deki gibi tanımlanabilir.

$$p(X) = p_0 + p_1X + \cdots + p_{n-k-1}X^{n-k-1} \tag{4.34}$$

Eş. 4.30 ve Eş. 4.34 birleştirildiğinde

$$p(X) + X^{n-k}u(X) = p_0 + \cdots + p_{n-k-1}X^{n-k-1} + u_0X^{n-k} + \cdots + u_{k-1}X^{n-1} \tag{4.35}$$

ifadesi elde edilir. Burada ilk k adet bit bilgi bitlerini $[u_0, u_1, \dots, u_{k-1}]$, kalan n-k adet bit ise eşlik denetim bitlerini $[p_0, p_1, \dots, p_{n-k-1}]$ simgeler.

Gürültülü bir kanal üzerinden $c_0, c_1, \dots, c_{n-1}$ kodlanmış bit dizisi iletilir. Alıcı tarafa ulaşan bit dizisi $r_0, r_1, \dots, r_{n-1}$ ile ifade edilir. Doğrusal blok kodlama yönteminden hatırlanacağı üzere alıcı tarafta öncelikle sendrom hesaplanır. Eğer sendrom 0 ise alıcı tarafa ulaşan bit dizisinde hata bulunmadığı, eğer sendrom 0 değilse alıcı tarafa ulaşan bit dizisinde hata olduğu anlaşılır. Alıcı tarafa ulaşan bit dizisi n-1 dereceli polinom cinsinden ifade edilirse

$$r(X) = r_0 + r_1X + \cdots + r_{n-1}X^{n-1} \tag{4.36}$$

elde edilir. Alıcı tarafa ulaşan kod dizisi Eş. 4.37'deki gibi gösterilir.

$$r(X) = c(X) + e(X) \tag{4.37}$$

Buradaki *e(X)* polinomu, hata vektörüne ait polinomu sembolize eder. Hata polinomunun katsayılarının 1 olduğu konumlar, alıcı tarafa ulaşan kod dizisindeki hatalı bitlerin konumlarını gösterir.

Eş. 4.36'daki ifade üretici polinoma bölünmüş olarak gösterilirse, *q(X)* ifadesi bölümü göstermek üzere

$$r(X) = q(X)g(X) + s(X) \tag{4.38}$$

alıcı taraftaki bit dizisi elde edilir. Burada, *s(X)* ifadesi kalanı gösterir ve n-k-1 veya daha az dereceli sendrom polinomu olarak adlandırılır.

4.3. BCH Kodlama

BCH kodlama yöntemi, 1959 yılında Alexis Hocquenghem, Raj Bose ve D. K. Ray-Chaudhuri tarafından tasarlanmış bir kodlama yöntemidir. BCH ismi (Bose Chaudhuri Hocquenghem), mucitlerin adlarının baş harflerinden oluşur.

BCH, doğrusal blok kodlama türü altında yer alan çevrimsel kodlama türüne ait önemli ve güçlü bir kodlama tekniğidir. İstenilen kodlama oranı ve istenilen blok uzunlukları için tasarımcıya çeşitli alternatifler sunan BCH kodlama bu yönüyle öne çıkar ve tercih edilir.

BCH kodlama yönteminde k adet bilgi biti vektörünün kodlanmış blok uzunluğu, $m \geq 3$ olmak üzere

$$n = 2^m - 1 \tag{4.39}$$

kadar olur. BCH kodlama yönteminin bilgi biti vektörünün uzunluğu, kodlanmış bit vektörünün uzunluğu ve hata düzeltme kapasitesi arasındaki ilişki

$$k \geq n - mt \tag{4.40}$$

şeklinde ifade edilir. Burada t ifadesi kodlanmış bit vektöründeki tespit edilebilecek ve düzeltilebilecek hata sayısını gösterir. Ayrıca, hata düzeltme kapasitesi doğrusal blok kodlama yönteminde Eş. 4.23'de belirtildiği üzere $d_{min} \geq 2t + 1$ formülü ile de bulunabilir.

4.3.1. BCH kodlamada üretici polinomun elde edilmesi

BCH kodlama tekniği ikili bir algoritmadır, yani bilgi bitleri ve kodlanmış bitler 0 veya 1 rakamlarından oluşur ve Galois cismi adı verilen alanda GF(2) içeriğindeki elemanlar ile çalışır. Yani, üretici polinomun kökleri GF(2) cisminin birer elemanıdır. Galois cismi, sonlu sayıda elemandan oluşur. Derecesi q olan bir Galois cismi GF(q) ile gösterilir. GF(5) olarak seçilen bir Galois cisminin elemanları (0,1,2,3,4) biçimindedir. Galois cismi kodlama teorisinde ve sayısal bilgisayar işlemlerinde yaygın bir şekilde kullanılır.

BCH kodunun üretici polinomu, GF(2^m) Galois cisminin köklerinden oluşur. α, GF(2^m)'in primitif bir elemanı kabul edilirse, kökleri α, α^2, … , α^{2t} olan GF(2)'nin en küçük dereceli polinomu g(X), yani üretici polinomdur.

$$g(\alpha_i) = 0,\ i = 1,2,\dots,2t \tag{4.41}$$

g(X) polinomunun kökleri α, α^2, … , α^{2t} ve bunların eşlenikleridir. $\Phi_i(X)$, α^i'nin minimal polinomu olmak üzere, g(X) polinomu $\Phi_1(X)$, $\Phi_2(X)$, …, $\Phi_{2t}(X)$ polinomlarının en küçük ortak katı (EKOK)'dır.

$$g(X) = EKOK(\Phi_1(X), \Phi_2(X), \dots, \Phi_{2t}(X)) \tag{4.42}$$

Eşlenik köklerin birbirlerinin yerine kullanılabilir olmasından dolayı üretici polinomu

$$g(X) = EKOK(\Phi_1(X), \Phi_3(X), \dots, \Phi_{2t-1}(X)) \tag{4.43}$$

olarak da yazılır. Her bir minimal polinomun derecesi m veya daha küçük bir değerde olduğundan, g(X) üretici polinomun derecesi en fazla m*t kadar olur. Buradan, n-k değerinin en fazla m*t kadar olacağı söylenir [20].

Herhangi bir kodlanmış vektörü, üretici polinomun ve tüm minimal polinomların çarpımları cinsinden ifade etmek mümkündür.

$$c(X) = c_0 + c_1X + \cdots + c_{n-1}X^{n-1} \quad (4.44)$$

$$c(\alpha^i) = c_0 + c_1\alpha^i + \cdots + c_{n-1}\alpha^{i(n-1)} = 0 \quad (4.45)$$

BCH kodlama tekniğinde, tasarımcı kendi sistemine uygun kod uzunluğunu ve kodlama oranını seçebilir. Çizelge *4.1*'de verilen parametreler m=5 yani 2^5-1 kod uzunluğuna kadar olan parametreleri ve üretici polinom katsayılarını gösterir. BCH kodlama tekniği ile kod uzunluğunu arttırmak mümkündür.

Çizelge 4.1. BCH kod parametreleri (2^5-1 uzunluğuna kadar)

n	k	t	Üretici Polinom Katsayıları
7	4	1	1 011
15	11	1	10 011
15	7	2	111 010 001
15	5	3	10 100 110 111
31	26	1	100 101
31	21	2	11 101 101 001
31	16	3	1 000 111 110 101 111
31	11	5	101 100 010 011 011 010 101
31	6	7	11 001 011 011 110 101 000 100 111

Çizelge 4.1'de gösterilen üretici polinom katsayılarından yüksek dereceli olan katsayılar sol tarafta gösterilmektedir. Örneğin, (15,7) BCH kodlama seçeneği kullanılacaksa, bu kod seçeneğine ait üretici polinom katsayıları (111 010 001) olur. Üretici polinomun gösterimi ise $g(X) = X^8 + X^7 + X^6 + X^4 + 1$ şeklinde ifade edilir.

4.3.2. BCH kodlamada kod çözme işlemi

Kodlanmış bit dizisi c(X), alıcıya ulaşan kodlanmış bit dizisi r(X) ve hata dizisi e(X) arasındaki ilişki doğrusal blok kodlama yönteminde de tanımlandığı üzere

$$r(X) = c(X) + e(X) \tag{4.46}$$

şeklindedir. BCH kodlama doğrusal blok kodlama sınıfına ait bir teknik olduğundan "Eş. 4.17" de verilen $cH^T = 0$ denklemini sağlar. Sendrom kod çözme yöntemi BCH kodlama için de uygulandığında

$$S = (s_0, s_1, \dots, s_{2t}) = rH^T \tag{4.47}$$

$$s_i = r(\alpha^i) = e(\alpha^i) = r_0 + r_1(\alpha^i) + \cdots + r_{n-1}(\alpha^i)^{n-1}, \;\; 1 \le i \le 2t \tag{4.48}$$

ifadesi elde edilir. Böylelikle, alıcıya ulaşan r(X) polinomundaki X yerine α^i kökünün koyulmasıyla sendroma ait i. eleman tespit edilebilir.

Eş. 4.46'da verilen denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$c(X) = r(X) + e(X) \tag{4.49}$$

Bu denklemdeki tüm polinomlar GF(2) cisminde tanımlı katsayılardan oluşur. Hata vektörünün τ adet sıfırdan farklı elemanı olduğu varsayıldığında, hata vektöründeki τ adet hatanın konumu $X^{j1}, X^{j2}, \dots, X^{j\tau}$ şeklinde ve $0 \le j1 < j2 < \cdots < j\tau \le n-1$ olur. Hata konum sayısı

$$\beta_l = \alpha^{jl}, \quad l = 1,2,3, \dots, \tau \tag{4.50}$$

ile verilir. r(X) polinomundaki X yerine kökleri temsil eden α^i'nin konulması ile sendrom vektörünün elemanları hesaplanabilir.

$$s_i = r(\alpha^i) = c(\alpha^i) + e(\alpha^i) = e(\alpha^i), \qquad i = 1,2,3, \dots ,2t \tag{4.51}$$

Eş. 4.51'de i ifadesi yerine $1,2,3, \dots ,2t$ değerleri konulduğunda

$$s_1 = r(\alpha) = e(\alpha) = e_{j1}\beta_1 + e_{j2}\beta_2 + \cdots + e_{j\tau}\beta_\tau$$

$$s_2 = r(\alpha^2) = e(\alpha^2) = e_{j1}\beta_1^2 + e_{j2}\beta_2^2 + \cdots + e_{j\tau}\beta_\tau^2 \quad (4.52)$$

…

$$s_{2t} = r(\alpha^{2t}) = e(\alpha^{2t}) = e_{j1}\beta_1^{2t} + e_{j2}\beta_2^{2t} + \cdots + e_{j\tau}\beta_\tau^{2t}$$

denklemleri elde edilir. Burada, $\beta_1, \beta_2, \ldots, \beta_{2t}$ katsayıları bilinmeyen değerler olup, bu değerler hatalı bitlerin nerede olduğunu gösterir. Hata konum polinomu

$$\sigma(X) = \left(X - \alpha^{-j1}\right)\left(X - \alpha^{-j2}\right) \ldots \left(X - \alpha^{-j\tau}\right) = \prod_{l=1}^{\tau}(X - \alpha^{-jl}) \quad (4.53)$$

şeklinde tanımlanır, hata değerlendirme polinomu ise

$$W(X) = \sum_{l=1}^{\tau} e_{jl} \prod_{i=1}^{\tau}(X - \alpha^{-ji}) \quad (4.54)$$

ifadesinde olduğu gibi hesaplanır. Eş. 4.54'de verilen son polinom ikili olmayan BCH kodları için gerekir. İkili BCH kodunda hata değerleri 1 olarak gözükür. Hata değerleri hesaplanırken

$$e_{jl} = \frac{W(\alpha^{-jl})}{\acute{\sigma}'(\alpha^{-jl})} \quad (4.55)$$

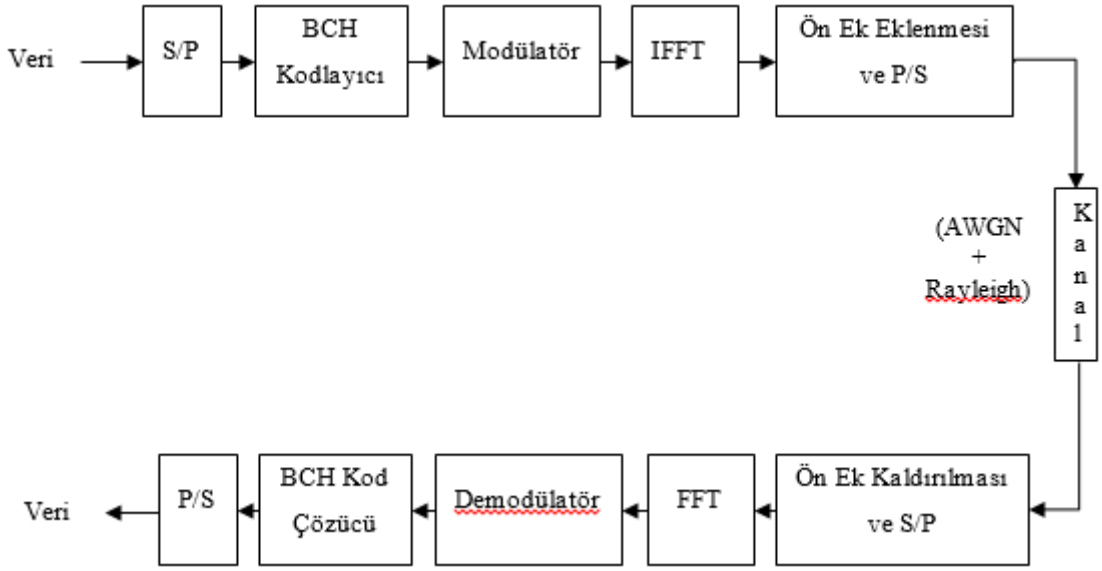
$$\sigma'(X) = \sum_{l=1}^{\tau} \prod_{i=1}^{\tau}(X - \alpha^{-ji}) \quad (4.56)$$

$$W\left(\alpha^{-jh}\right) = \sum_{l=1}^{\tau} e_{jl} \prod_{i=1}^{\tau}(\alpha^{-jh} - \alpha^{-ji}) \quad (4.57)$$

ifadeleri kullanılır. Burada $\sigma'(X)$, $\sigma(X)$'in X'e göre türevini gösterir. BCH ile kodlanmış bit dizisinde hataları ve yerlerini tespit ederken $\sigma(X)$ ve $W(X)$ polinomları kullanılır. Sendrom polinomu

$$S(X) = s_1 + s_2X + s_3X^2 + \cdots + s_{2t}X^{2t-1} \quad (4.58)$$

ifadesindeki gibi hesaplanabilir. $S(X) = 0$ çıkması durumunda kodlanmış bit dizisinde hiç hata bulunmadığı veya kodlanmış bit dizisinde düzeltilemeyecek derecede hata olduğu sonucu çıkar.



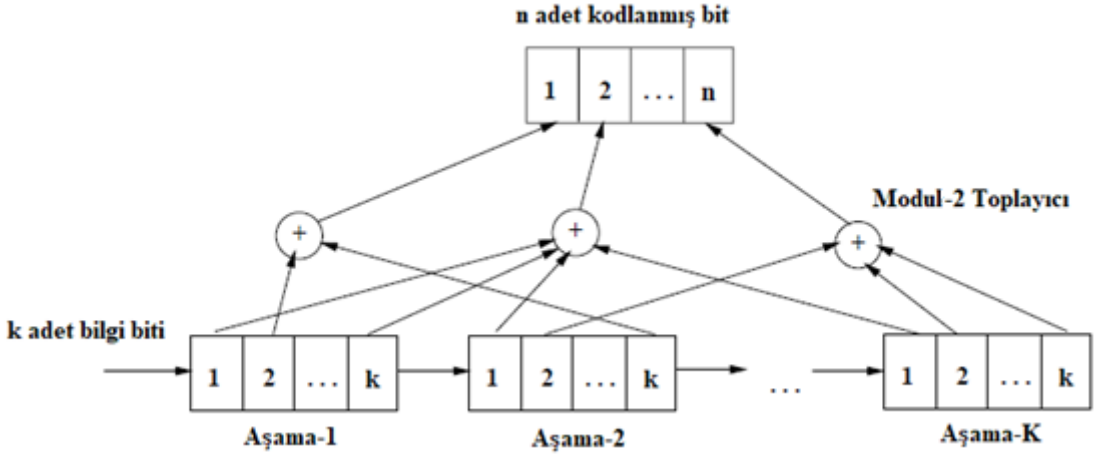
Şekil 4.3. BCH Kodlama ve OFDM

BCH kodlama tekniğini içeren OFDM blok şeması Şekil *4.3.*'de verilmektedir. Bilgi biti dizisi belirlenmiş olan alt taşıyıcı sayısı baz alınarak seri halden paralel hale getirilir. Ardından seçilmiş olan BCH kodlama tekniği uygulanır. BCH ile kodlanmış bit dizisine modülasyon işlemi uygulanır. Daha sonra, OFDM tekniğinin temel parametrelerinden olan IFFT işlemi ve ön ek eklenmesi işlemleri sırasıyla gerçekleştirilir ve paralel vektörler seri diziye dönüştürülerek haberleşme kanalı üzerinden alıcı tarafa gönderilir. Alıcı tarafa ulaşan sinyale verici tarafta uygulanan işlemlerin tam tersi uygulanır. Paralel hale getirilen vektörlerden ön ekler kaldırılır ve FFT işlemi uygulanır. Ardından demodülasyon işlemi ve BCH kod çözme işlemi gerçekleştirilir. Kod çözme sırasında algoritmanın kapasitesi ile sınırlı olmak üzere kodlanmış dizide oluşan hatalı bitler düzeltilir. Kodu çözülen ve düzeltilen bilgi bitlerinin paralelden tekrar seri hale getirilmesiyle işlem tamamlanır.

4.4. Evrişimsel Kodlama

Evrişimsel kodlama algoritması ilk olarak 1955 yılında Elias tarafından bulunmuştur. O günden günümüze kadar pek çok alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Evrişimsel kodlama algoritmasını hafızalı kodlama olarak da tanımlamak mümkündür. Evrişimsel kodlama sürecinde o anki bite ve bir önceki bite ihtiyaç duyulduğundan hafızalı kodlama olarak isimlendirilir [21].

Evrişimsel kodlamada bilgi bitleri doğrusal blok kodlamanın aksine bloklar halinde değil, seri olarak kodlayıcıya gelir. Evrişimsel kodlama algoritmasında kayan yazmaçlar kullanılır. k adet bilgi biti kodlayıcıya girer ve kodlayıcı çıkışında n adet kodlanmış bit elde edilir. Evrişimsel kodlamada kısıt uzunluğu adı verilen parametre, kodlayıcıda bulunan kayan yazmaçların aşama sayısı olan K rakamına eşit bir parametredir. Kısıt uzunluğunun artması, kodlama performansının artmasını dolayısıyla alıcı taraftaki BER değerinin iyileşmesini sağlar [22]. Diğer taraftan kısıt uzunluğunun artması ile kayan yazmaç sayısı artacağından, kodlama ve kod çözme işlem süreleri artar ve dolayısıyla gecikme süresi uzar. Kısıt uzunluğu belirlenirken sistem ihtiyaçları göz önünde bulundurulur.

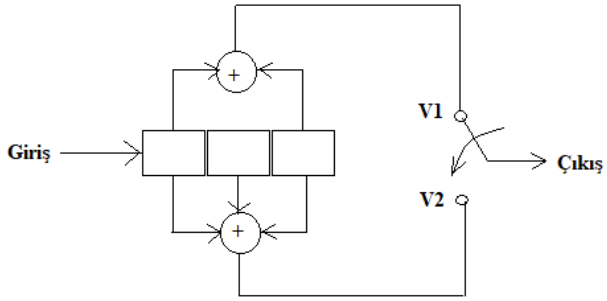


Şekil 4.4. Evrişimsel kodlayıcı

(n,k,K) evrişimsel kodlayıcı yapısı Şekil *4.4.*'de gösterilmektedir. k adet bilgi biti kayan yazmaçlara girmekte ve sonuç olarak n adet kodlanmış bit çıkmaktadır. Bu tür evrişimsel kodlayıcılar k/n oranlı kodlayıcı olarak da tanımlanır.

4.4.1. Evrişimsel kodlamada üretici polinom gösterimi

Evrişimsel kodlayıcının üretici polinom gösterimi için Şekil *4.5.*'de verilen ½ oranlı bir kodlayıcı yapısı kullanılır.



Şekil 4.5. (2,1,3) Evrişimsel kodlayıcı

Üç adet kayan yazmacın içeriği sırasıyla X_0, X_1 ve X_2 olmak üzere, kodlayıcı çıkışında elde edilecek V_1 ve V_2 çıkışları

$$V_1 = X_0 \oplus X_2 \qquad V_2 = X_0 \oplus X_1 \oplus X_2$$

biçimindedir. Giriş bilgi biti dizisinin (101) olarak alınması durumunda kodlayıcı içerisinde ve kodlayıcı çıkışında elde edilecek veriler Çizelge *4.2.*'de verilmektedir.

Çizelge 4.2. (2,1,3) Evrişimsel kodlayıcı içeriği

Zaman	Giriş	X_0	X_1	X_2	V_1	V_2
1	1	1	0	0	1	1
2	0	0	1	0	0	1
3	1	1	0	1	0	0
4	0	0	1	0	0	1
5	0	0	0	1	1	1
6	0	0	0	0		

Böylece (101) giriş dizisinin kodlayıcı çıkışı (11 01 00 01 11) olur. Burada üst ve alt kısım için üretici polinomlar

$$g_1(X) = 1 + X^2 \qquad g_2(X) = 1 + X + X^2$$

olarak ifade edilirler. Kodlayıcı çıkışında elde edilecek bit dizisi

$$c(X) = d(X)g_1(X) \qquad c(X) = d(X)g_2(X)$$

ifadelerinin sonucudur. $d = (101)$ ise $d(X) = 1 + X^2$ olmaktadır. Buradan,

$d(X)g_1(X) = (1 + X^2)(1 + X^2) = 1 + 0X + 0X^2 + 0X^3 + 1X^4$

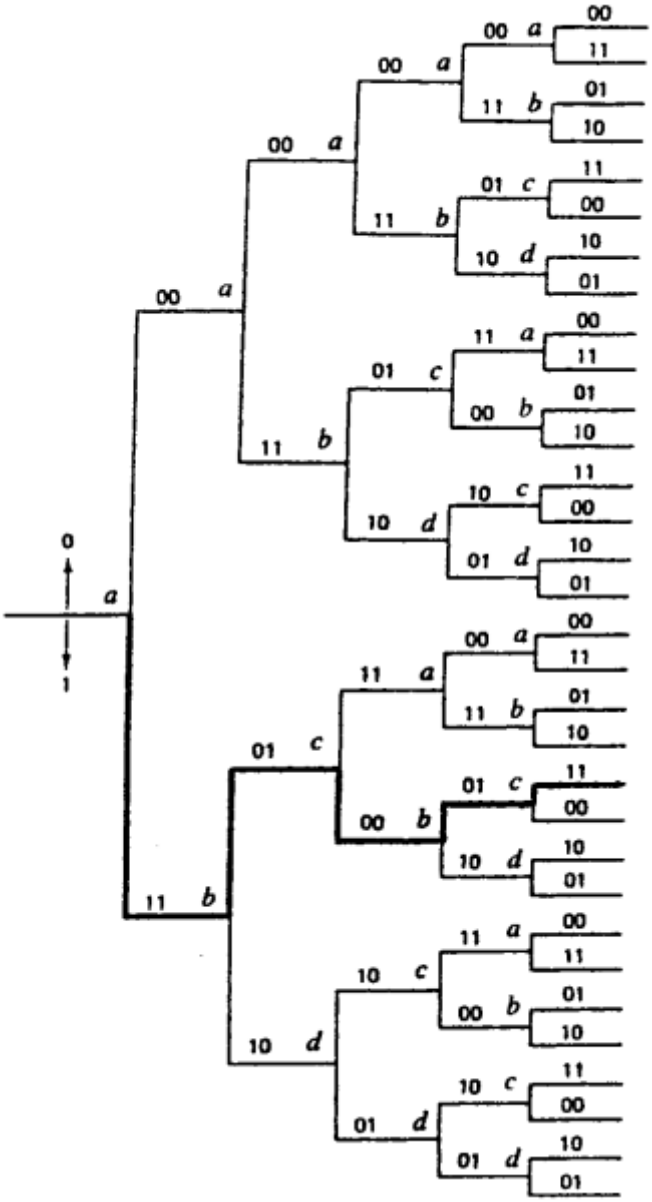
$d(X)g_2(X) = (1 + X^2)(1 + X + X^2) = 1 + 1X + 0X^2 + 1X^3 + 1X^4$

$c(X) = (1,1) + (0,1)X + (0,0)X^2 + (0,1)X^3 + (1,1)X^4$ sonucu elde edilir.

Kodlanmış bit dizisi ise *c(X)*'in katsayıları olan (11 01 00 01 11)'dır.

4.4.2. Evrişimsel kodlamada ağaç gösterimi

Ağaç gösteriminde kodlayıcıdaki kayan yazmaçlara giren ve kodlayıcı çıkışında elde edilen bit dizileri rahatlıkla görülebilir. Ağaç gösteriminde her bir dikey hat düğüm olarak ifade edilir. Her bir yatay hat ise dal olarak adlandırılır. Her bir bit girişine ait çıkan kodlanmış bitler ilgili yatay hatlar üzerinde gösterilir. Ağaç gösteriminde yer alan yolları takip edebilmek için kural; girişe 1 biti geldiğinde aşağı yönde hareket edilir, girişe 0 biti geldiğinde yukarı yönde hareket edilir. Şekil *4.5.*'de verilen kodlayıcıya ait ağaç gösterimi Şekil *4.6.*'da verilmektedir.



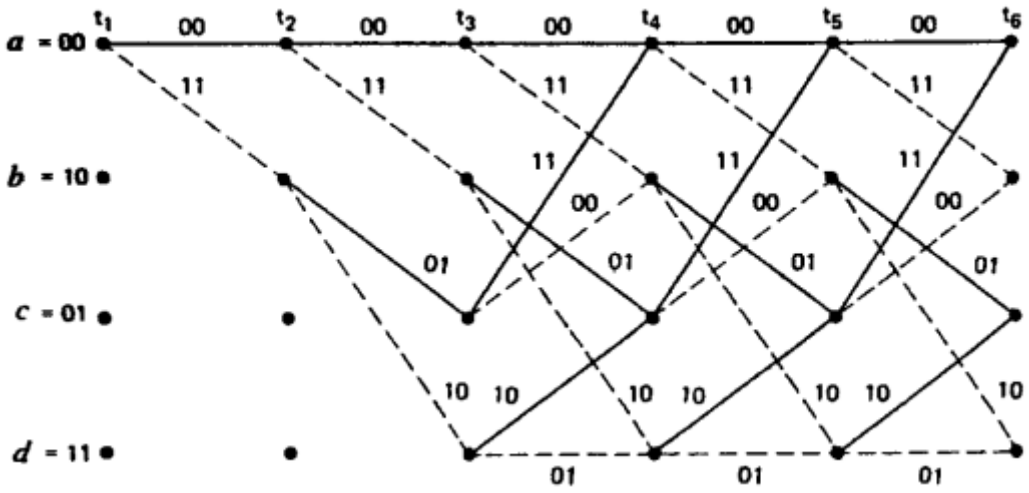
Şekil 4.6. Ağaç gösterimi [19]

Burada giriş bit dizisi olarak (10100) alındığında, kodlayıcı çıkışında elde edilecek kodlanmış bit dizisi ağaç gösteriminde koyu çizgiler ile gösterildiği üzere (1101000111) dizisi olur.

4.4.3. Evrişimsel kodlamada Trellis diyagramı

Trellis diyagramı ağaç gösteriminden esinlenerek elde edilir. Trellis diyagramında kural; girişe 0 bitinin gelmesi ile sürekli çizgilerden oluşan yol takip edilir, girişe 1 bitinin gelmesi ile kesikli çizgilerden oluşan yol takip edilir. Şekil *4.5.*'de verilen kodlayıcı için

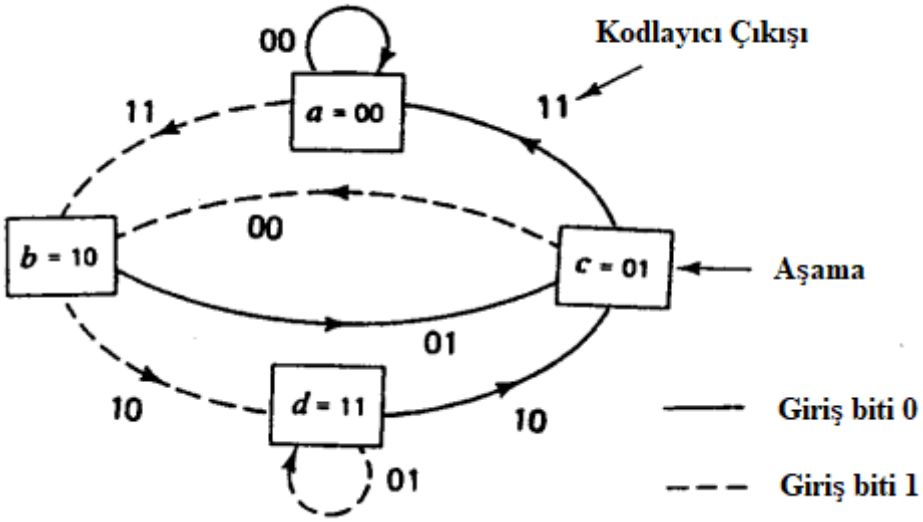
oluşturulmuş olan Trellis diyagramı Şekil *4.7.*'de verilmektedir. Burada 4 adet aşama gösterimi dikey eksende, aşamalar arası geçiş ise yatay eksende verilmektedir.



Şekil 4.7. Trellis diyagramı [19]

4.4.4. Evrişimsel kodlamada aşama gösterimi ve diyagramı

(n,k,K) evrişimsel kodlayıcısında 2^{K-1} kadar aşama bulunur. Aşamalar, aşamalar arası geçişler ve kodlayıcı çıkışında elde edilecek bitler aşama diyagramı ile gösterilebilir. Şekil *4.5.*'de yer alan kodlayıcı referans alındığında K=3 olduğundan, bu evrişimsel kodlayıcı için 2^{3-1}=4 adet aşama bulunur (Şekil *4.8.*). Aşamalar arası geçiş 0 veya 1 bitinin kodlayıcı girişine gelmesi ile oluşur. Aşamalar arasında gösterilen oklar akış yönünü gösterirler. Kodlayıcı girişine 0 biti geldiğinde aşamalar arası geçişte sürekli çizgi, kodlayıcı girişine 1 bitinin gelmesi durumunda aşamalar arası geçişte kesikli çizgi yer alır. Aşamalar arasında gösterilen hatlar üzerinde ilgili bite göre kodlayıcı çıkışında elde edilecek kodlanmış bit dizisi gösterilir.



Şekil 4.8. Aşama diyagramı [19]

Kodlayıcı girişine (10100) bitlerinin gelmesi durumunda, kodlayıcı çıkışından elde edilecek kodlanmış bit dizisi (1101000 11) olur. Genellikle başlangıç aşaması olarak kodlayıcı kayan yazmaçlarının sıfır durumunda olduğu varsayılır.

4.4.5. En büyük olabilirlikli kod çözme yöntemi

Blok kodlama tekniklerinde olduğu gibi evrişimsel kodlamada da mesafe özelliği hataların tespit edilmesinde ve düzeltilmesinde önemli bir rol oynar. Evrişimsel kodlamada en önemli parametrelerden biri serbest mesafe adı verilen d_{free}'dir. Bir evrişimsel kodlamanın kodlanmış bit dizisinde oluşacak t adet hatayı düzeltmesi

$$d_{free} \geq 2t + 1 \tag{4.59}$$

şartının sağlanması ile olur. Serbest mesafe, doğrusal kodlamada olduğu gibi tüm elemanları sıfır olmayan kod dizisinin minimum ağırlığına eşittir.

Gönderici tarafta kodlayıcı tarafından oluşturulan kodlanmış bit dizisi c ile gösterilsin ve alıcı tarafa ulaşan kodlanmış bit dizisi r ile gösterilsin. İletilen kanalın gürültülü olduğu ve alıcı tarafa ulaşan bit dizisinin c'den farklı olduğu varsayımı ile, alıcı tarafta kod çözücünün yapacağı işlem, c dizisine eşit veya mümkün olduğu kadar c dizisine yakın

kodu r dizisinden elde etmektir. En büyük olabilirlikli kod çözme yönteminde, kod çözücü tüm olasılıklar arasından bir seçim yapar ve bu seçimin r ile c arasındaki Hamming mesafesinin minimum olmasını sağlar. Matematiksel gösterimi,

$$P(r|\hat{c}) = max\ P(r|c_i) \tag{4.60}$$

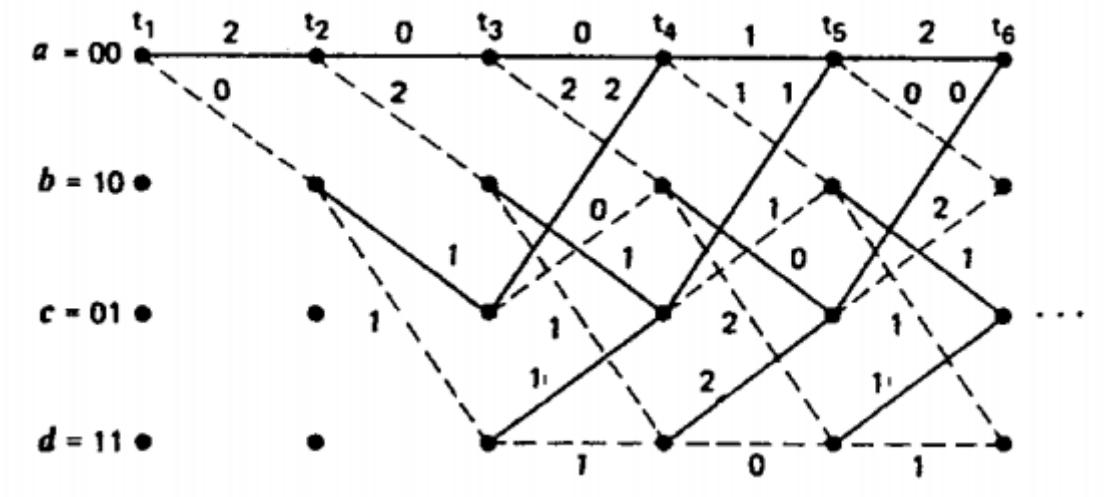
şeklindedir. Burada, r ile gürültülü kanaldan geçip alıcı tarafa ulaşan bit dizisi, c_i ile gönderilmesi muhtemel vektörlerden bir tanesi simgeler. Alıcı taraftaki kod çözücü, alıcıya ulaşan r vektörünü kullanarak muhtemel kod vektörleri içerisinden bir adet $\hat{c}$ vektörünü seçip tahminde bulunur, bulunduğu tahmine yönelik olasılığın en büyük olmasını sağlar. Diğer bir deyişle r ile c arasındaki Hamming mesafesinin minimum olmasını sağlamaya çalışır.

4.4.6. Viterbi algoritması

En büyük olabilirlikli kod çözme algoritması, olası bütün kodlanmış vektörleri taradığından, yüksek boyutlu dizilere sahip kodlarda hesaplama açısından sisteme yük getirir. Bu yöntem yerine Viterbi algoritmasının kullanılması hesaplama kolaylığı sağlar ve sistemin yükünü azaltır [19].

Viterbi algoritması, Trellis diyagramı üzerinde izlenecek yol seçilirken, seçilen yola ait kod vektörü ile alıcıya ulaşan kod vektörü arasındaki Hamming mesafesinin en küçük olduğu duruma yönelik yolun seçilmesini sağlar. Bu şekilde bir aşamadan diğer aşamaya geçilir ve her aşamaya ait Hamming mesafesi toplanarak son aşamaya gelinir. Son aşamaya gelindiğinde birden fazla yol mevcut ise, en küçük Hamming mesafesi toplamına sahip olan yol seçilir.

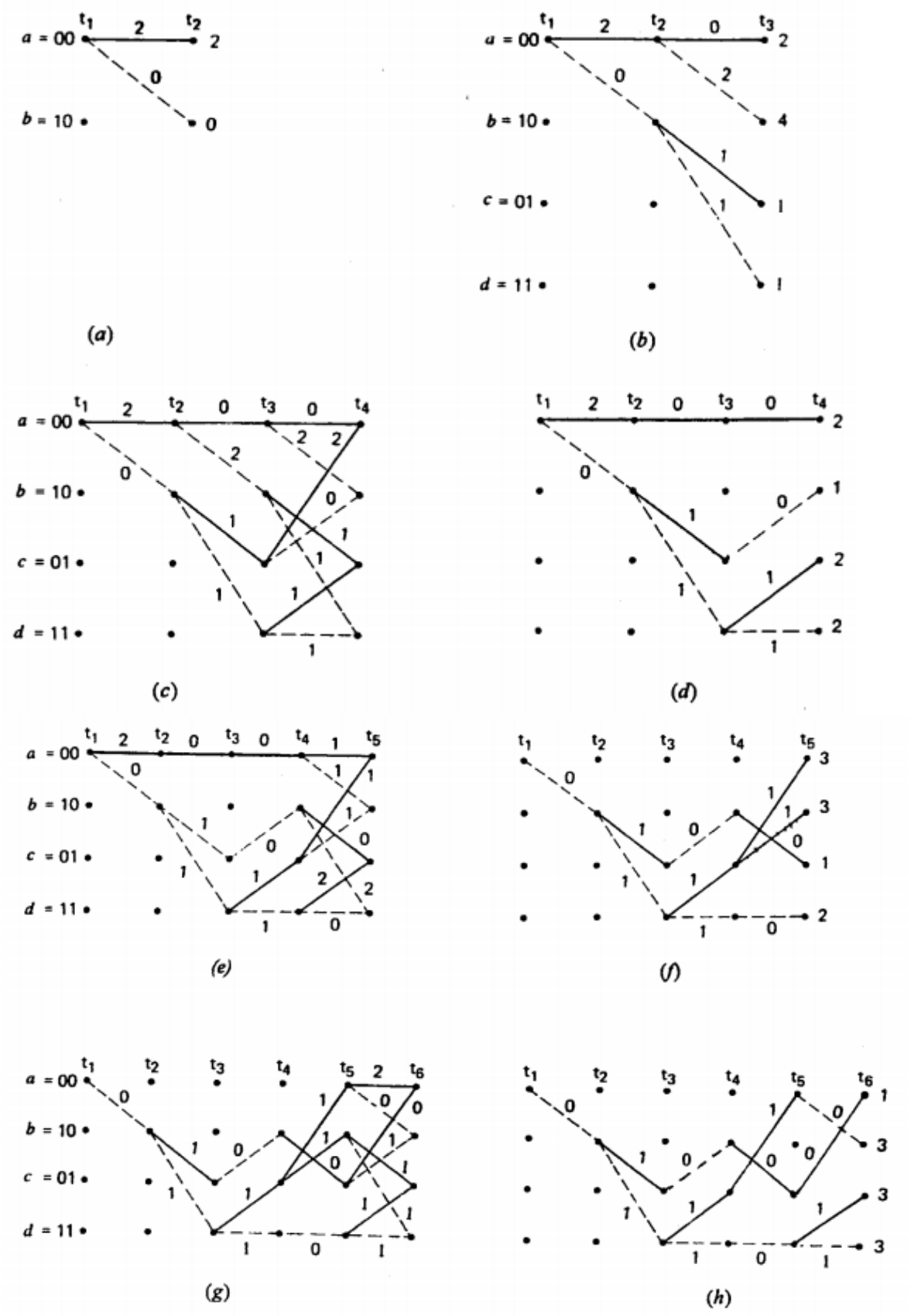
Örneğin, Şekil *4.5*.'de verilen (2,1,3) evrişimsel kodlayıcı kullanılarak kodlanmış bir bit dizisinin alıcıya ulaşmış hali r = (1100000111) olarak verilsin. Şekil *4.9*.'da verilen Trellis diyagramının kullanılması ile kodu çözülmüş ilk 5 adet bit Viterbi algoritması kullanılarak tespit edilmeye çalışılsın.



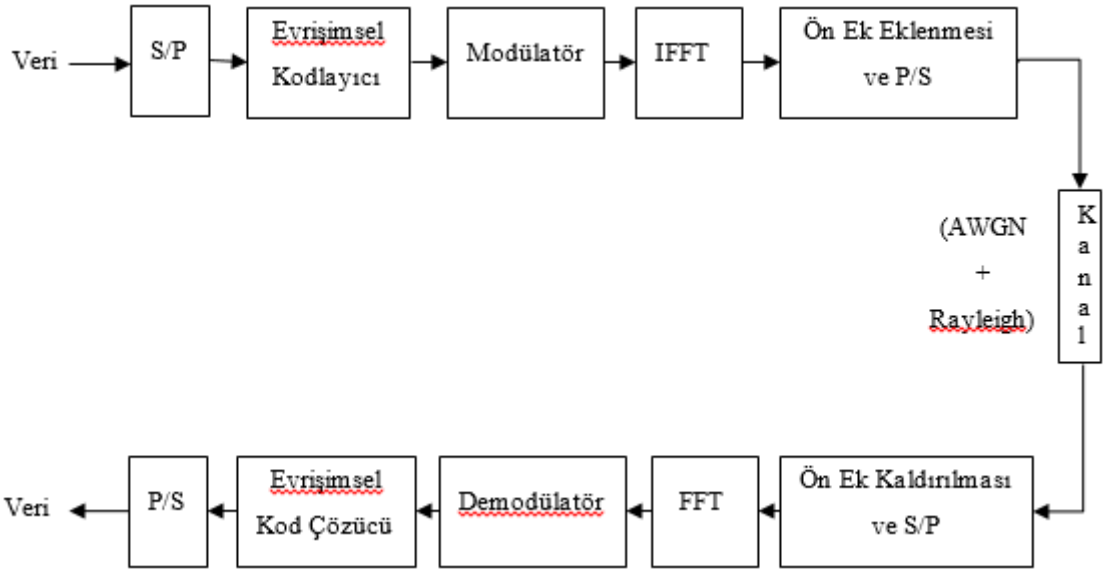
Şekil 4.9. Kod çözücü Trellis diyagramı [19]

Trellis diyagramında her bir aşama geçişini gösteren çizginin üzerine ilgili kod vektörü ile alıcıya ulaşan kod vektörü arasındaki Hamming mesafesi yazılır. Başlangıç aşaması olarak 00 aşaması baz alınır ve t_1 zaman aralığından başlanmak üzere sırasıyla tüm aşama geçişleri Hamming mesafesi açısından en küçük olan seçilecek şekilde irdelenir.

Şekil *4.10.*'da her bir zaman aralığındaki yollara ait Hamming mesafeleri tespit edilir ve diğer yollara kıyasla büyük olan Hamming mesafeleri elenir. Şekil *4.10.*(a), (f) ve (h)'de hayatta kalan yollar gösterilir. Her bir aşama için bu adımlar tekrarlandığında Şekil *4.10.*(h)'da verilen (abcbca) yoluna ait Hamming mesafesi toplamının 1 olduğu görülür. Şekil *4.7.*'de verilen Trellis diyagramı üzerinden (abcbca) yolu takip edildiğinde ilgili kod vektörü (1101000111) olarak elde edilir. Buradan, kod vektörüne ait ilk 5 bit (10100) olarak bulunur.



Şekil 4.10. Viterbi algoritması ile kod çözümü [19]

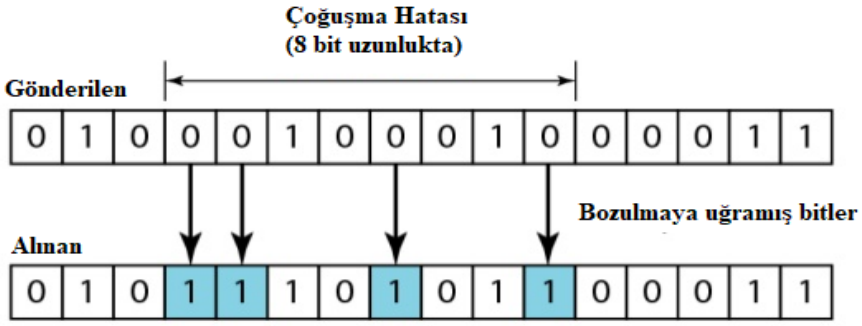


Şekil 4.11. Evrişimsel kodlama ve OFDM

OFDM tekniği ile birlikte evrişimsel kodlama algoritmasının kullanımını anlatan blok diyagram Şekil *4.11*.'de verilmektedir.

4.5. Uç Uca Eklemeli BCH ve Evrişimsel Kodlama

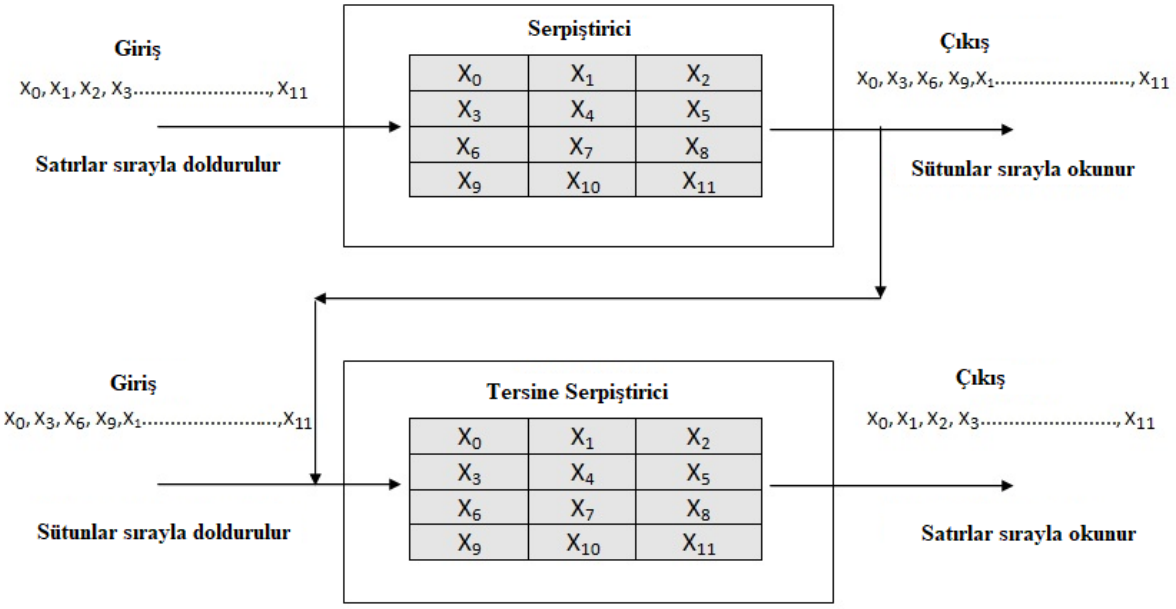
Alıcıdan gönderilen bit dizisi üzerinde kanalın yapısından kaynaklı birtakım bozulmalar meydana gelir. Birbirine yakın birden fazla bit üzerinde meydana gelen bozulmalar çoğuşma hatası (burst error) olarak adlandırılır. Çoğuşma hatası uzunluğu, bozulmaya uğramış ilk bit ile son bit arasındaki bit sayısı kadardır (Şekil *4.12*.).



Şekil 4.12. Çoğuşma hatası gösterimi

Çoğuşma hatasını önlemek için kullanılan yöntemlerden biri alıcı ve verici tarafta serpiştirici adı verilen tekniğin kullanılmasıdır. Serpiştirici kullanmaktaki amaç, çoğuşma hatası ile bir blok üzerinde meydana gelen seri haldeki birden fazla bozulmayı farklı bloklara dağıtarak, çoğuşma hatasını rasgele dağılmış hataya dönüştürebilmektir [20].

Blok serpiştirici türünde, verici taraftaki serpiştirici matrisine satırlar halinde yazılan bitler, serpiştirici çıkışında sütunlardan okunarak çıkarılır. Alıcı tarafta ise bu işlemin tam tersi yapılarak orijinal veriye ulaşılır [20].



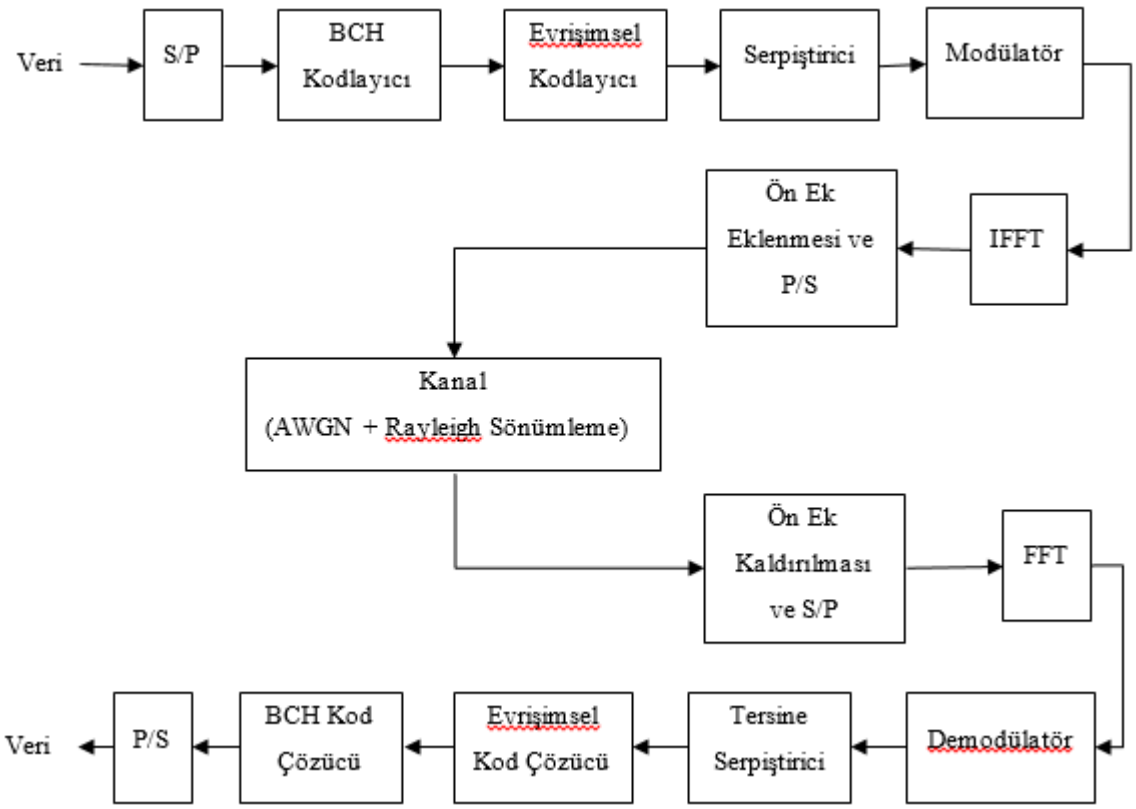
Şekil 4.13. Serpiştirici ve tersine serpiştirici yapısı [23]

Blok serpiştirici türüne örnek bir yapı Şekil *4.13.*'de verilmektedir. Örneğin, verici tarafta serpiştirici çıkışında elde edilen bit dizisinde tek bir bloktaki X_3, X_6 ve X_9 numaralı bitlerde bozulma olduğu varsayıldığında, tersine serpiştirici çıkışında bu bozulmalar farklı bloklara dağıtılmakta ve çoğuşma hatası rasgele hataya dönüştürülebilmektedir. Sönümlemeli kanal etkisinden kurtulmanın yöntemlerinden biri çoğuşma hatasını rasgele hataya dönüştürmektir [24].

Rastgele serpiştirici türünde ise, seri halde bulunan bitler belirlenmiş bir permütasyon vektörüne göre yer değiştirirler. Alıcı tarafta da aynı permütasyon vektörü kullanılarak verici tarafta serpiştirici öncesinde elde edilen bit dizisi tekrar elde edilir.

Kanalın yapısından kaynaklı oluşabilecek çoğuşma hatası ve rastgele hataları düzeltmekte kullanılan yöntemlerden diğeri uç uca eklemeli kodlama yapılarını kullanmaktır. Uç uca eklemeli kodlama yapılarında genellikle dış taraftaki kodlama yapısı çevrimsel kodlamadan, iç taraftaki kodlama yapısı ise evrişimsel kodlamadan oluşur. Çevrimsel kodlama rastgele hatalara kıyasla çoğuşma hatalarını düzeltmekte iyi bir performans göstermekte iken, evrişimsel kodlama ise çoğuşma hatalarına kıyasla rastgele hataları düzeltmekte iyi bir performans sergiler [25].

Uç uca eklemeli kodlama yapısının kullanılmasındaki diğer bir amaç, ikili kodlama yapısı kullanarak hata olasılığını mümkün mertebe azaltmaktır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı, aynı hata olasılığına sahip tekli kodlama yapısına kıyasla daha iyi bir performansı düşük bir karmaşıklık yapısı ile sağlayabilir [3]. Şekil *4.14.*'de OFDM tekniği ile birlikte kullanılabilen uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlama yapısına yönelik blok diyagram yer almaktadır.



Şekil 4.14. Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM yapısı

Serpiştirici ve tersine serpiştirici yapıları Şekil *4.14.*'de görüldüğü üzere evrişimsel kodlamadan sonra kullanılmıştır. Bu duruma sebep, frekans seçici bir kanalın çoğuşma hatasına neden olmasıdır. Alıcı tarafa ulaşan bit dizisi OFDM tekniğine yönelik bazı işlemlerden sonra evrişimsel kod çözücüye girer. Evrişimsel kod çözücüye girmeden önce tersine serpiştirici yapısından geçer, böylelikle frekans seçici kanal kaynaklı çoğuşma hataları rastgele hataya dönüştürülür. Ardından BCH kod çözücüye ulaşan bit dizisinde evrişimsel kodlama çıkışında oluşabilecek çoğuşma hataları mümkün mertebe düzeltilir ve sistem performansı daha iyi bir hale getirilir [26].

İyi bir BER performansı elde etmek için işlem karmaşıklığı çok olan uzun bir kodlama tekniği kullanmak yerine, uç uca eklemeli kodlama yapısı ile en az iki adet kodlama algoritması kullanarak daha az işlem karmaşıklığı ile daha iyi BER performansı elde etmek mümkündür [27].

Kodlama algoritması kullanılan sistemlerde kodlama kazancı olarak tanımlanan parametre, herhangi bir kodlama algoritması uygulanmamış sistemde referans alınan BER değeri için elde edilen SNR değeri ile kodlama algoritması uygulanmış aynı sistemde aynı referans BER değeri için elde edilen SNR değeri arasındaki fark olarak belirtilir.

5. BENZETİM ÇIKTILARI

Bu bölümde tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen benzetim çıktılarına değinilmektedir. Tez çalışması kapsamında yapılan bütün benzetimler MATLAB programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

5.1. DPSK Modülasyonu

Bu tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen benzetimlerde DPSK modülasyonu kullanılmıştır. DPSK modülasyonu, evreuyumsuz olarak adlandırılan modülasyon tekniklerinden bir tanesidir. Evreuyumsuz modülasyon tekniklerinde alıcı taraftaki işlemler için taşıyıcı sinyalin faz bilgisinin bilinmesine gerek bulunmaz. Bu durum sistem karmaşıklığını azaltır ve sinyalin fazında meydana gelebilecek ağır bozulmalara karşı başarılı bir performans gösterir.

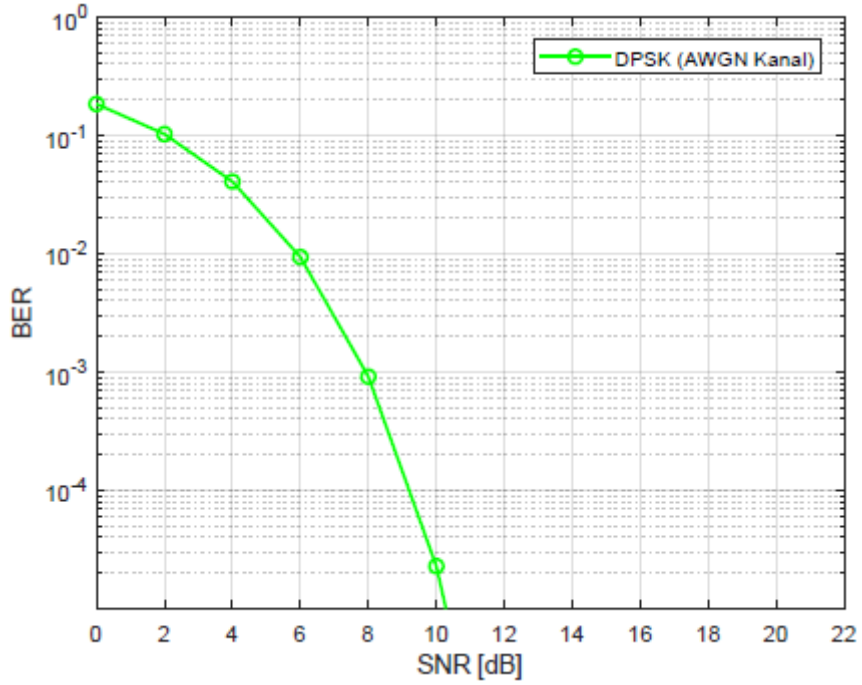
DPSK modülasyonunda, alıcı tarafa ulaşan mevcut sinyal için, kendinden bir önce alıcıya ulaşan sinyalin faz bilgisi referans alınarak işlem yapılır. Bu özelliği sayesinde kanalın sinyal üzerindeki etkilerine cevap verebilir. DPSK modülasyonu, HF haberleşmede kullanılan modülasyon tekniklerinden bir tanesidir [1].

DPSK modülasyonunda bir bit dizisi gönderilirken, başlangıç biti olarak 0 veya 1 alınır ve bu biti temsil eden bir sinyal oluşturulur. Ardından diziden sırayla gelen her bit için işlem yapılır. Diziden gelen bit 1 ise sinyalin fazında değişiklik yapılmaz iken, diziden gelen bit 0 ise sinyalin fazı 180° derece değiştirilir. Alıcı tarafta da benzer işlemler uygulanır. Alıcıya ilk ulaşan sinyal referans olarak alınır. Ardından gelen sinyalin faz bilgisi referans sinyalin faz bilgisi ile karşılaştırılır, değişiklik yok ise bu sinyale karşılık olarak 1 bitinin yollandığı varsayılır, eğer sinyalin fazında değişiklik varsa 0 bitinin yollandığı varsayılır. Bu şekilde tüm bitler için benzer işlem tekrarlanır.

DPSK modülasyonunun AWGN kanaldaki bit hata olasılığı değeri (P_b)

$$P_b = \frac{1}{2}\exp(\frac{-E_b}{N_0}) \tag{5.1}$$

şeklinde hesaplanır. Burada E_b/N_0 değeri, bit başına düşen enerjinin gürültüye oranı olarak adlandırılır. İkili modülasyon türlerinde E_b/N_0 değeri, SNR olarak adlandırılan değere eşit olur. SNR, alıcıya ulaşan sinyal gücünün, iletilen sinyalin bant genişliğinde oluşan gürültü gücüne oranı olarak tanımlanır. DPSK modülasyonunun AWGN kanal altında BER değeri ile SNR değeri arasındaki ilişki Şekil *5.1.*'de verilmektedir. Benzetimler sırasında performans karşılaştırması yapabilmek için her grafikte 10^{-3} BER değeri referans alınmıştır. Bu oran, iletilen 1000 adet bit içerisinde 1 adet hatalı bit olabileceği anlamına gelir. DPSK modülasyonu için AWGN kanal altında 10^{-3} BER değerine karşılık gelen SNR değeri 7,9 dB'dir.



Şekil 5.1. DPSK modülasyonunun AWGN kanal performansı

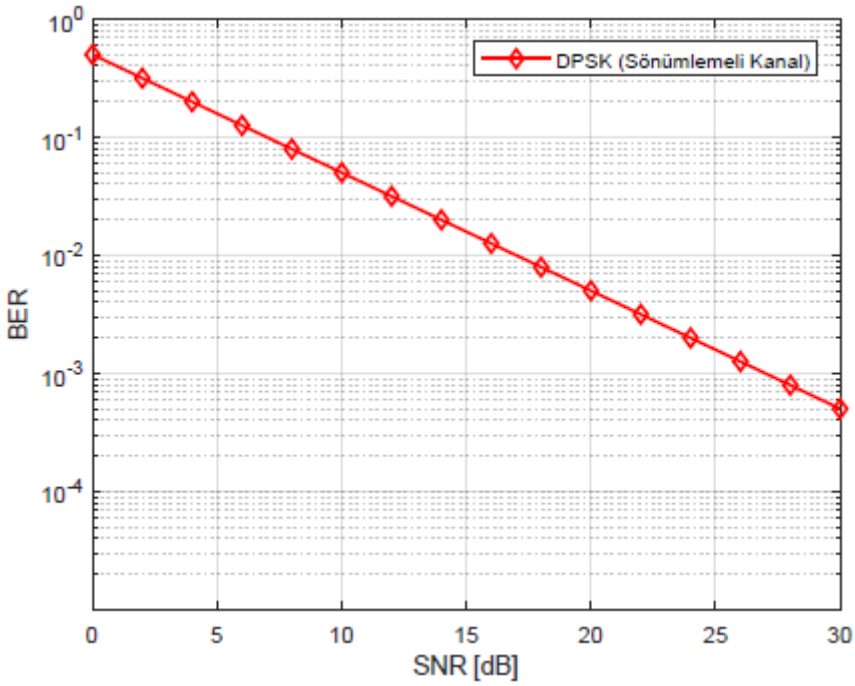
DPSK modülasyonunun sönümlemeli kanal altındaki performansı, ortalama hata olasılığı cinsinden

$$\overline{P_b} \approx \frac{1}{2\overline{\gamma_b}} \tag{5.2}$$

şeklinde hesaplanır. Burada $\overline{\gamma_b}$ değeri ortalama E_b/N_0 değerine eşittir.

DPSK modülasyonunun AWGN etkisi eklenmiş sönümlemeli kanal altındaki ortalama performansı Şekil *5.2.*'de verilmektedir. Grafikte gösterilen eğrinin düz sönümlemeli

kanalı sembolize ettiği düşünülebilir. Sönümleme etkisinin daha fazla olması durumunda, yani frekans seçici sönümlemeli kanal olması durumunda ortaya çıkacak eğrinin grafikte gösterilen eğrinin üst taraflarında olacağı, sönümleme etkisinden kurtuldukça ortaya çıkacak eğrinin grafikte gösterilen eğrinin alt taraflarında olacağı ve AWGN eğrisine yaklaşacağı bilinir. Bu sebeple amaç mümkün olduğunca AWGN eğrisine yaklaşmak olmalıdır.



Şekil 5.2. DPSK modülasyonunun sönümlemeli kanal performansı

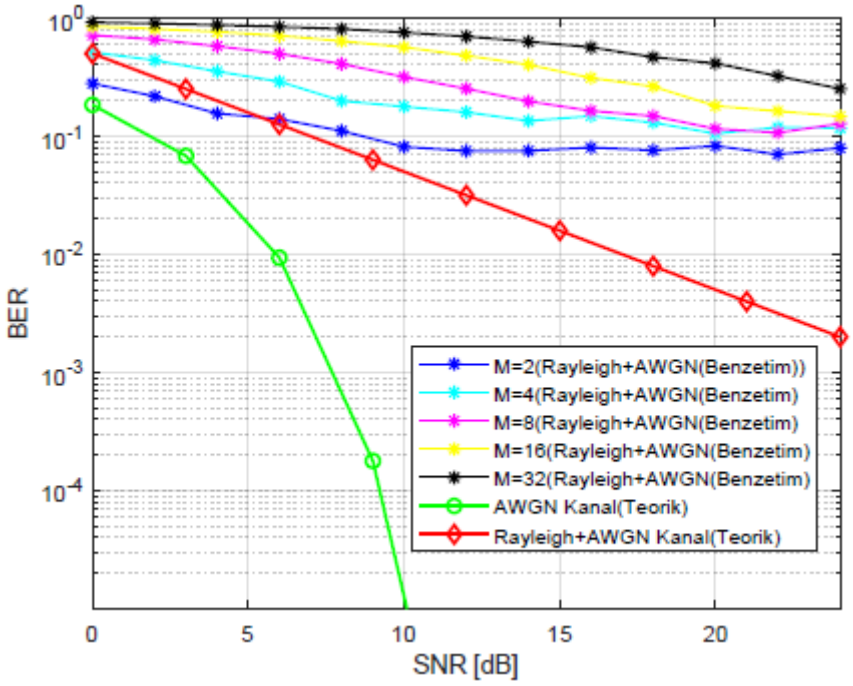
DPSK modülasyonunun sönümlemeli kanalda 10^{-3} BER değerine karşılık gelen SNR değeri Şekil 5.2.'de görüleceği üzere 27 dB'dir.

5.2. OFDM Kullanılmayan Sistemin Performansı

Benzetimlerde sönümlemeli kanalı modellemek üzere, Rayleigh dağılımına sahip 5-yollu frekans seçici sönümlemeli kanal kullanılmıştır.

OFDM tekniği kullanılmadan, Rayleigh dağılımlı sönümlemeli kanal altında M-DPSK (M-ary DPSK) modülasyonunun performansı incelenmiştir. M-DPSK olarak bilinen, bir sembolün birden fazla bit ile iletildiği farklı DPSK modülasyonlarının AWGN eklenmiş

Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal altındaki performansları Şekil 5.3.'de verilmektedir. OFDM kullanılmayan M-DPSK modülasyonları frekans seçici sönümlemeli kanal etkisinden kurtulamamıştır. M sayısının artması ile yani sembolleri simgeleyen taşıyıcı sinyaller arasındaki faz farklarının azalması ile alıcı tarafta sinyalin doğru bir şekilde çözülmesinde problemler yaşandığı, bu grup arasında diğerlerine kıyasla en iyi performans elde edilen türün ikili DPSK (M=2) modülasyonu olduğu görülmektedir. Bu sebeple, benzetim çalışmalarına ikili DPSK modülasyon türü ile devam edilmiştir.



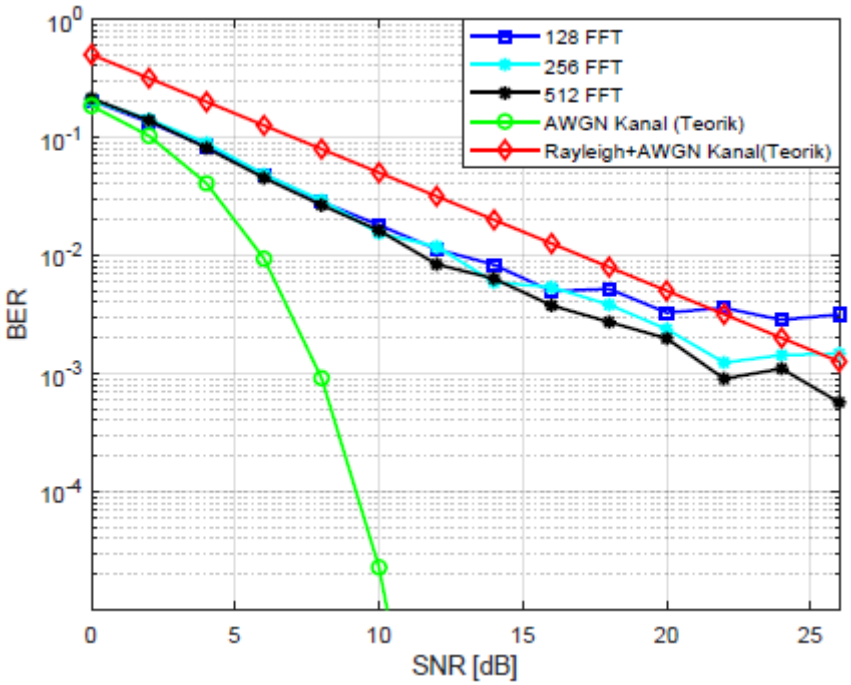
Şekil 5.3. M-DPSK modülasyon türlerinin sönümlemeli kanal performansı

5.3. OFDM Sisteminin Performansı

Bu bölümdeki benzetimlerde OFDM tekniği kullanılarak ikili DPSK modülasyon türünün Rayleigh dağılımlı 5-yollu frekans seçici kanal altındaki performansı incelenmiştir.

Bilgi verisi olarak 25600 adet rastgele seçilmiş 0 ve 1 bitlerinden oluşan vektör kullanılmıştır. OFDM tekniğinde 128, 256 ve 512 FFT uzunlukları esas alınarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Rayleigh dağılımlı frekans seçici kanalın gecikme yayılımı 5 ms olarak belirlenmiştir. 128 FFT uzunluğuna sahip alt taşıyıcılar için kanalın gecikme yayılımı, veri dizisinin yaklaşık %12 oranındaki kısmını etkilemektedir. 256 FFT

uzunluğuna sahip alt taşıyıcılar için kanalın gecikme yayılımı, veri dizisinin yaklaşık %6 oranındaki kısmını etkilemektedir. 512 FFT uzunluğuna sahip alt taşıyıcılar için kanalın gecikme yayılımı, veri dizisinin yaklaşık %3 oranındaki kısmını etkilemektedir.

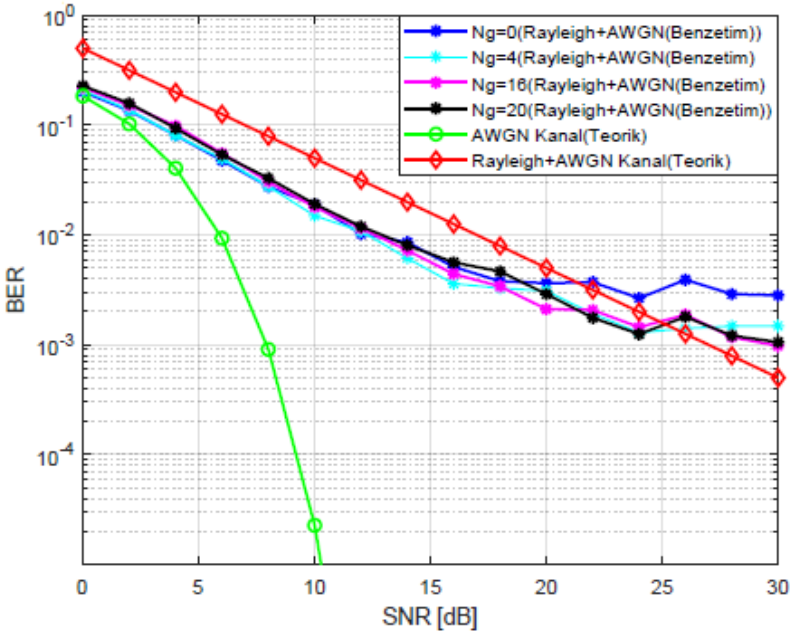


Şekil 5.4. FFT uzunluğuna göre OFDM performansı (Ön ek kullanılmadan)

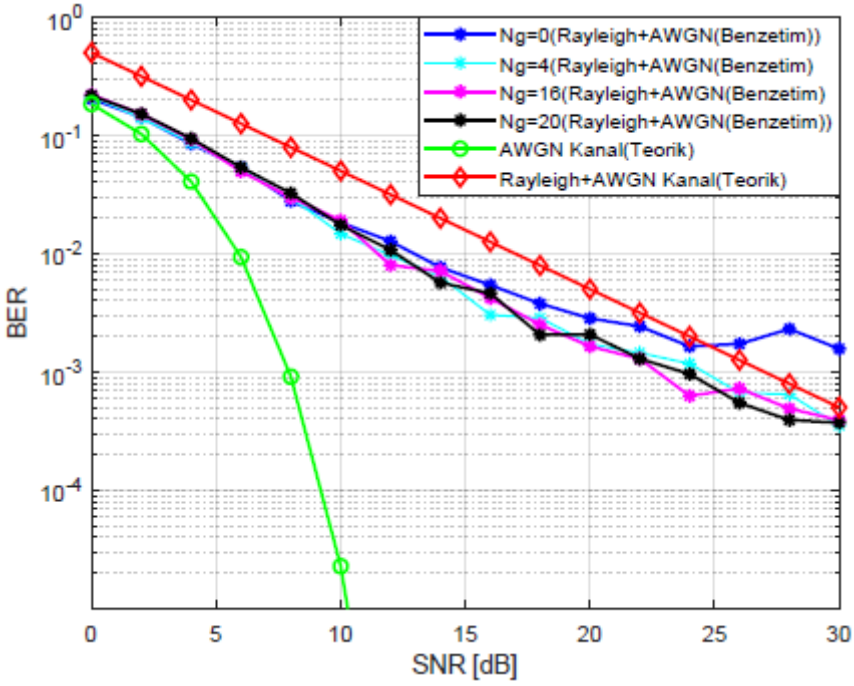
Şekil *5.4.*'de gösterildiği üzere FFT uzunluğunun artması sistem performansını olumlu yönde etkilemektedir. FFT uzunluğunun artması ile alt taşıyıcı sayısı artacağından ve böylece sinyalin sembol süresi uzayacağından, iletilen sinyalin kanalın gecikme yayılımından daha az etkilenmesi beklenmektedir. Hedef BER olan 10^{-3} değerine sadece 512 FFT uzunluğundaki sistemde 22 dB SNR değerinde ulaşılmıştır. Bu benzetimlerde herhangi bir ön ek kullanılmamıştır.

128 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistemin performansı Şekil *5.5.*'de verilmektedir. Hedef BER olan 10^{-3} değerine 16 ve 20 bit uzunluğundaki ön ekler için 30 dB SNR değerinde ulaşılmıştır. Burada N_g kısaltması ön ek uzunluğunu göstermek üzere, sırasıyla 4, 16 ve 20 bit uzunluğunda ön ek kullanılmıştır. Ön ek kullanılmış sistem performansının ön ek kullanılmamış (N_g=0) sistem performansına kıyasla daha iyi olduğu görülmektedir. 16 bit uzunluğunda ön ek kullanımı, kanalın gecikme yayılım etkisini ortadan

kaldırmaktadır. Gereğinden fazla ön ek kullanımının sistem performansına katkısı olmadığı N_g=20 için çıkan sonuçtan da görülmektedir.

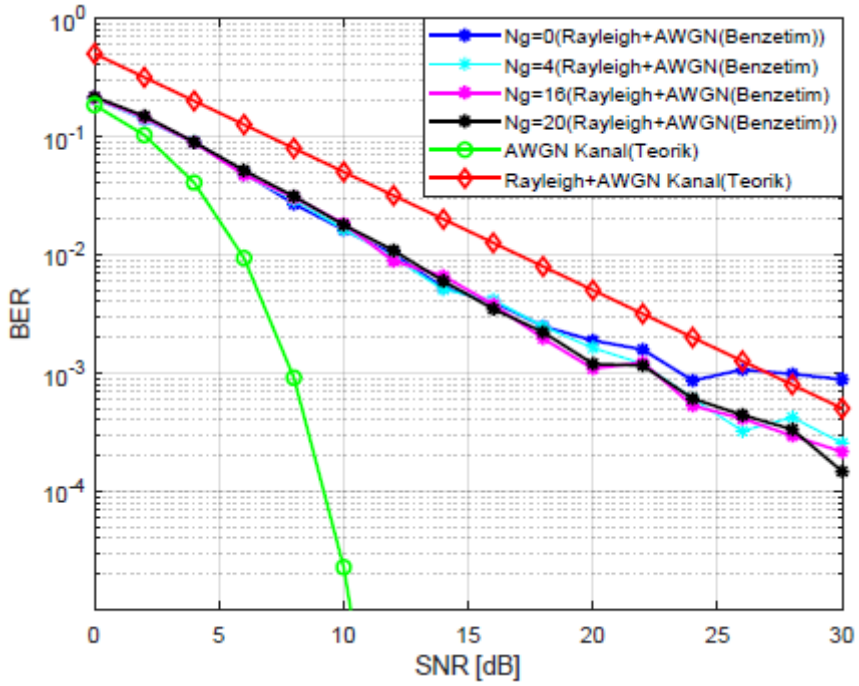


Şekil 5.5. 128 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı



Şekil 5.6. 256 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı

Şekil 5.6'da 256 FFT uzunluğunda 4, 16 ve 20 bitlik ön ek kullanılmış, 16 bit uzunluğundaki sistemde 10^{-3} BER değerine 23 dB SNR değerinde, 20 bit uzunluğundaki sistemde 10^{-3} BER değerine 24 dB SNR değerinde ve 4 bit uzunluğundaki sistemde 24,5 dB SNR değerinde ulaşılmıştır.



Şekil 5.7. 512 FFT uzunluğu için ön ek kullanılmış sistem performansı

512 FFT uzunluğunda Şekil 5.7'de görüldüğü üzere 16 ve 20 bit uzunluğundaki ön ek için 10^{-3} BER değerine 20 dB SNR değerinde, 4 bit uzunluğundaki ön ek için 10^{-3} BER değerine 22 dB SNR değerinde ulaşılmıştır.

Çizelge 5.1. OFDM sisteminin FFT ve ön ek uzunluğuna göre performans değerleri

FFT Uzunluğu	128	256	512
10^{-3} BER için SNR Değeri (N_g=0)	-	-	24 dB
10^{-3} BER için SNR Değeri (N_g=16)	30 dB	23 dB	20 dB

5.4. BCH Kodlu OFDM Sisteminin Performansı

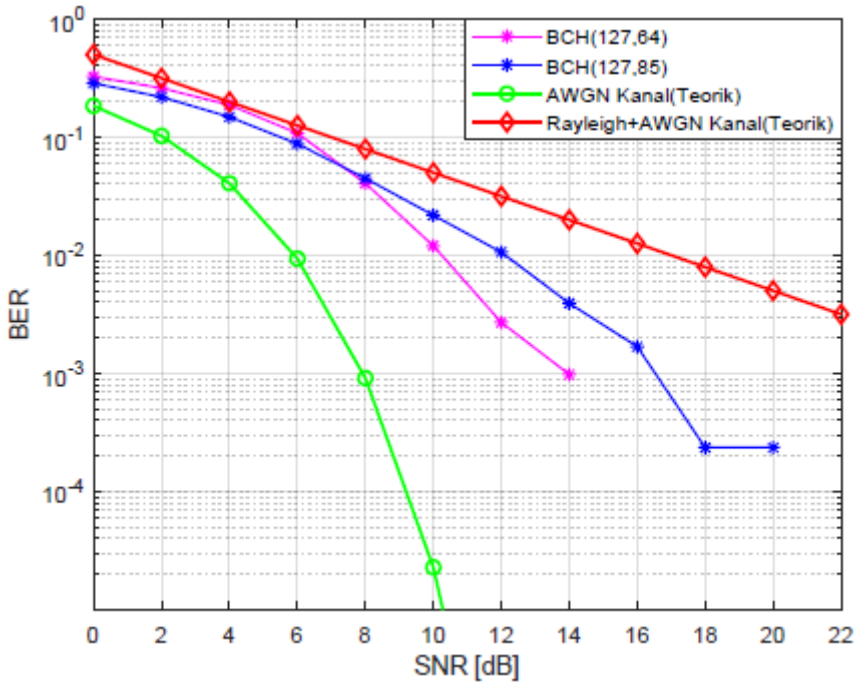
Bu bölümde, 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal için OFDM tekniği ile elde edilen performansı geliştirmek üzere, BCH kodlama tekniği ile benzetimler yapılmıştır. BCH kodlama türü olarak 128 FFT uzunluklu sistem için (127,64) ve (127,85)

kodları, 256 FFT uzunluklu sistem için (255,123) ve (255,171) kodları ve 512 FFT uzunluklu sistem için (511,241) ve (511,340) kodları kullanılmıştır. Bu kodlara yönelik kodlama oranları ve düzeltebilecekleri en fazla hatalı bit sayıları Çizelge *5.2.*'de verilmektedir.

Çizelge 5.2. BCH kod türlerine göre kodlama oranı ve hata düzeltme sayısı

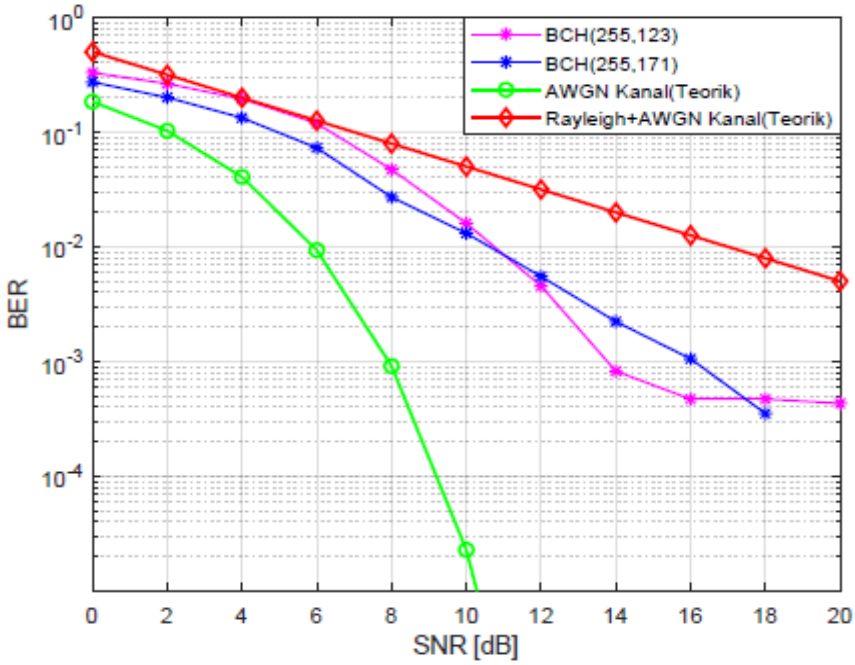
BCH Kod Türü (n,k)	Kodlama Oranı (k/n)	Hata Düzeltme Sayısı (Maksimum)
(127,64)	0,5	10 bit
(127,85)	0,67	6 bit
(255,123)	0,5	19 bit
(255,171)	0,67	11 bit
(511,241)	0,5	36 bit
(511,340)	0,67	20 bit

128 FFT uzunluğuna sahip OFDM sistemi için (127,64) ve (127,85) BCH kodları ile kodlanmış sistemin performansları Şekil *5.8.*'de verilmektedir. Daha önceki benzetimlerde yeterli uzunlukta ön ek kullanımının sistem performansını olumlu yönde etkilediği görüldüğünden, benzetimlerde N_g=16 olmak üzere 16 bitlik ön ek kullanılmıştır.



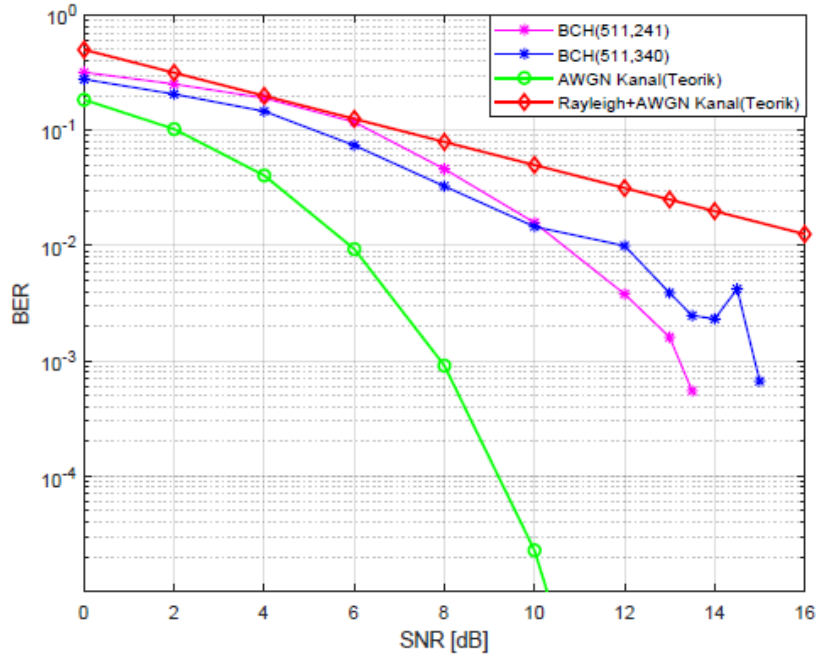
Şekil 5.8. BCH (127,64) ve BCH (127,85) kodlarının performansı

(127,64) BCH kodu için 10^{-3} BER değerine 14 dB SNR değerinde ulaşılmış iken, BCH (127,85) kodunda 10^{-3} BER değerine 16,5 dB SNR değerinde ulaşılmıştır.



Şekil 5.9. BCH (255,123) ve BCH (255,171) kodlarının performansı

BCH (255,123) kodu için 10^{-3} BER değerine 13,7 dB SNR değerinde ulaşılmış iken, BCH (255,171) kodunda 10^{-3} BER değerine 16 dB SNR değerinde ulaşıldığı Şekil 5.9.'da görülmektedir.



Şekil 5.10. BCH (511,241) ve BCH (511,340) kodlarının performansı

BCH (511,241) kodu için 10^{-3} BER değerine 13,5 dB SNR değerinde ulaşılmıştır. BCH (511,340) kodunda 10^{-3} BER değerine 13,9 dB SNR değerinde ulaşıldığı Şekil *5.10.*'da görülmektedir.

Çizelge 5.3. BCH kod türlerinin performansı

BCH Kod Türü (n,k)	Kodlama Oranı (k/n)	FFT Uzunluğu	10^{-3} BER için SNR Değeri
(127,64)	0,5	128	14 dB
(127,85)	0,67	128	16,5 dB
(255,123)	0,5	256	13,7 dB
(255,171)	0,67	256	16 dB
(511,241)	0,5	512	13,5 dB
(511,340)	0,67	512	13,9 dB

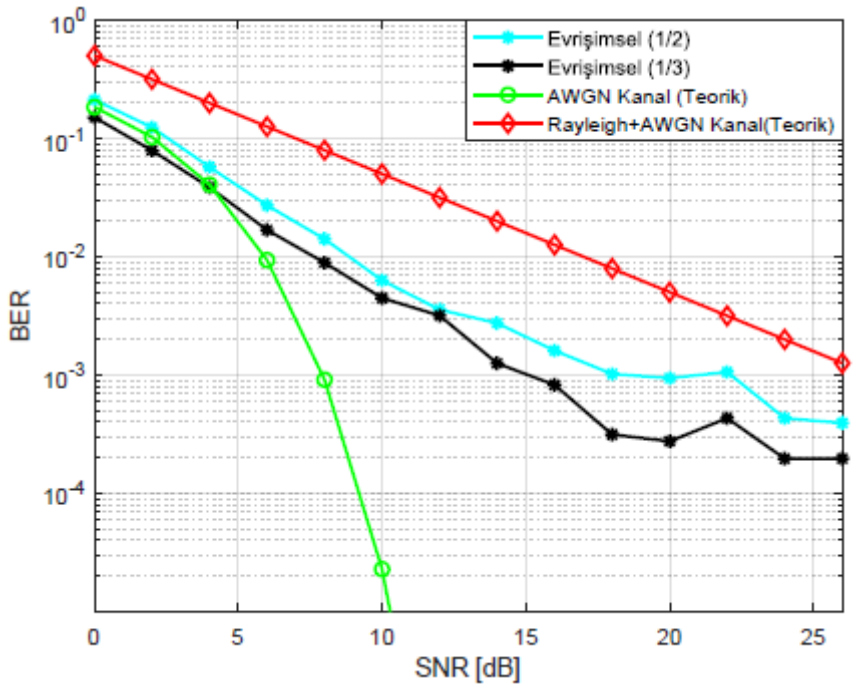
Çizelge *5.3.*'de BCH kodları için kullanılan FFT uzunlukları, kodlama oranları ve her bir kodun Rayleigh dağılımlı frekans seçici kanal altında 10^{-3} BER değerine ulaştığı SNR değerleri verilmektedir.

5.5. Evrişimsel Kodlu OFDM Sisteminin Performansı

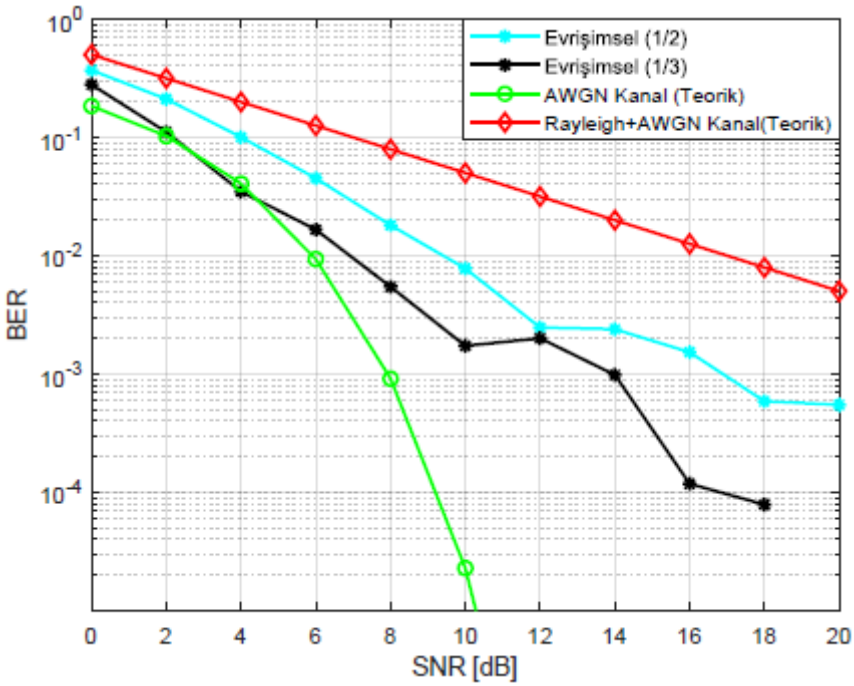
Bu bölümde, 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal için OFDM tekniği ile elde edilen performansı geliştirmek üzere, evrişimsel kodlama tekniği benzetimlere ilave edilmiştir. Evrişimsel kodlama türü olarak 1/2 ve 1/3 kodlama oranları kullanılmıştır. Ön ek uzunluğu 16 bit olarak seçilmiştir. Her bir kodlama oranı için FFT uzunluğu 128, 256 ve 512 seçilerek benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Evrişimsel kodlamada 1/2 kodlama oranı ve 1/3 kodlama oranı için kısıt uzunluğu 7 olarak seçilmiştir. 1/2 kodlama oranı (2,1,7) olarak, 1/3 kodlama oranı ise (3,1,7) olarak da gösterilmektedir. Alıcı tarafta kod çözme yöntemi olarak Viterbi algoritması kullanılmıştır.

Şekil *5.11.*'de 128 FFT uzunluğunda 1/2 ve 1/3 kodlama oranlı evrişimsel kodların performansları verilmiştir. 1/2 kodlama oranlı evrişimsel kod 10^{-3} BER değerine 18 dB SNR değerinde, 1/3 kodlama oranlı evrişimsel kod ise 15 dB SNR değerinde ulaşmıştır.

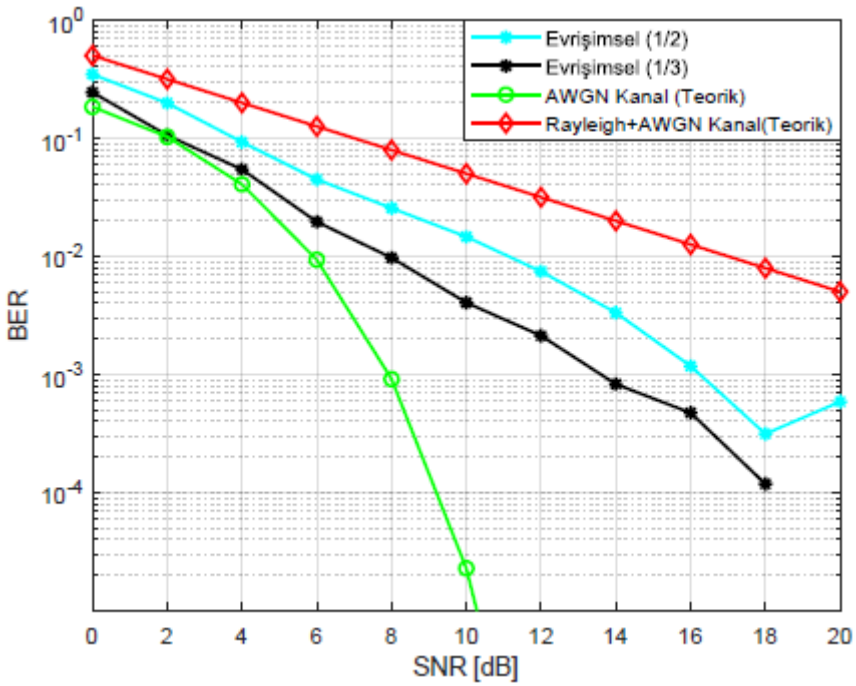


Şekil 5.11. 128 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı



Şekil 5.12. 256 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı

256 FFT uzunluğunda 1/2 kodlama oranlı evrişimsel kod 10^{-3} BER değerine 17 dB SNR değerinde, 1/3 kodlama oranlı evrişimsel kod ise 14 dB SNR değerinde ulaşmıştır (Şekil *5.12*.).



Şekil 5.13. 512 FFT uzunluğunda evrişimsel 1/2 ve 1/3 kodlarının performansı

512 FFT uzunluğunda 1/2 kodlama oranlı evrişimsel kod 10^{-3} BER değerine 16 dB SNR değerinde, 1/3 kodlama oranlı evrişimsel kod ise 13,5 dB SNR değerinde ulaşmıştır (Şekil *5.13*.).

Çizelge 5.4. Evrişimsel kod türlerinin performansı

Evrişimsel Kod Türü (n,k,K)	Kodlama Oranı (k/n)	FFT Uzunluğu	10^{-3} BER'e Ulaşılan SNR Değeri
(2,1,7)	0,5	128	18 dB
(3,1,7)	0,33	128	15 dB
(2,1,7)	0,5	256	17 dB
(3,1,7)	0,33	256	14 dB
(2,1,7)	0,5	512	16 dB
(3,1,7)	0,33	512	13,5 dB

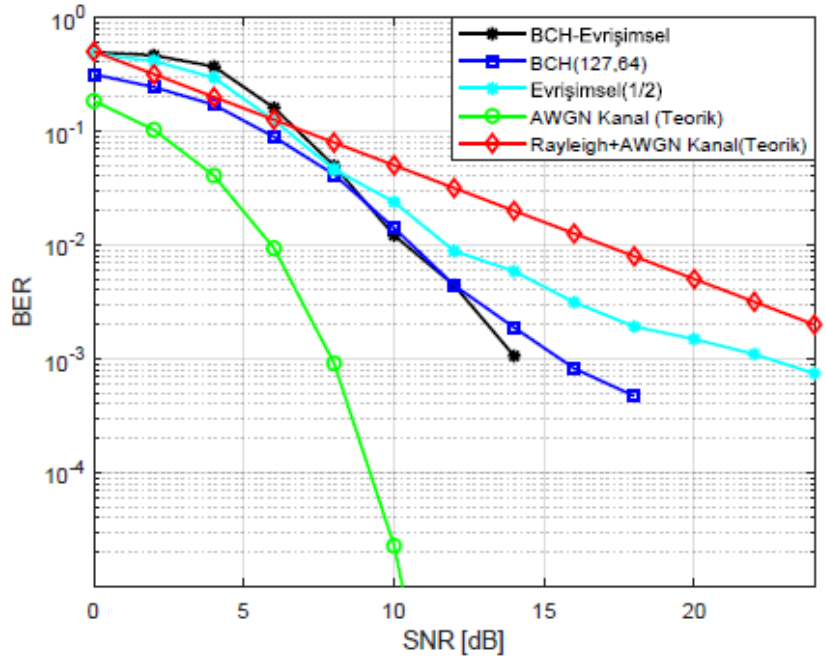
Evrişimsel kod türlerinin FFT uzunluğuna göre performans değerleri Çizelge *5.4.*'de verilmektedir.

5.6. Uç Uca Eklemeli BCH ve Evrişimsel Kodlu OFDM Sisteminin Performansı

Bu bölümde, OFDM sistemi için uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlama algoritması kullanılarak sistem performansı incelenmiştir.

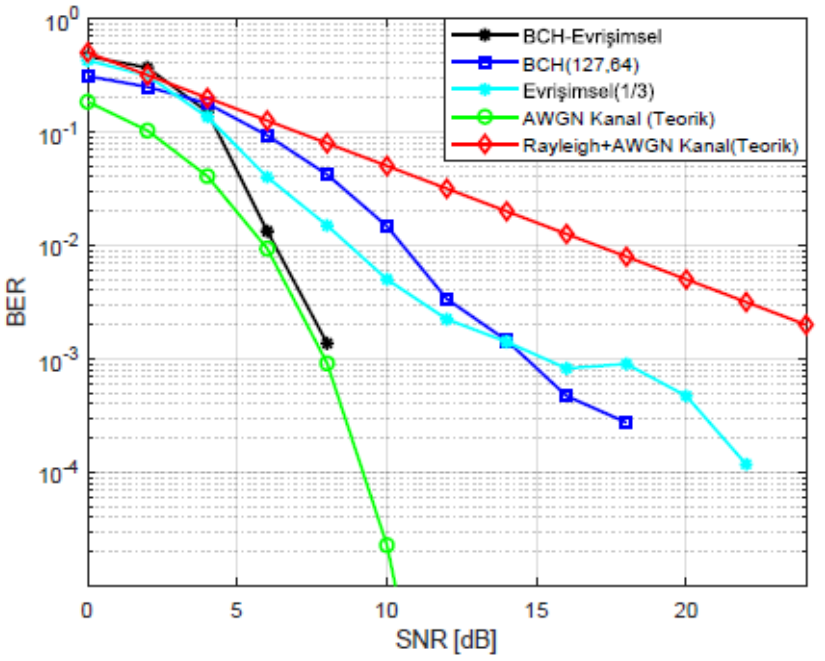
Kanal olarak, 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal kullanılmıştır. Kodlama yapısında BCH kodlama algoritması dış kod olarak, evrişimsel kodlama algoritması ise iç kod olarak düzenlenmiştir. Şekil *4.14.*'deki blok diyagramda gösterildiği gibi, verici tarafta evrişimsel kodlamadan sonra rastgele serpiştirici, alıcı tarafta da evrişimsel kodlamadan önce tersine rastgele serpiştirici yapısı kullanılmıştır.

BCH kod türü olarak daha önceki benzetimlerde kullanılan (127,64), (127,85), (255,123), (255,171), (511,241) ve (511,340) kodları kullanılmış ve her bir BCH kod ile 1/2 ve 1/3 kodlama oranına sahip evrişimsel kod uç uca eklenerek sistem performansı incelenmiştir.



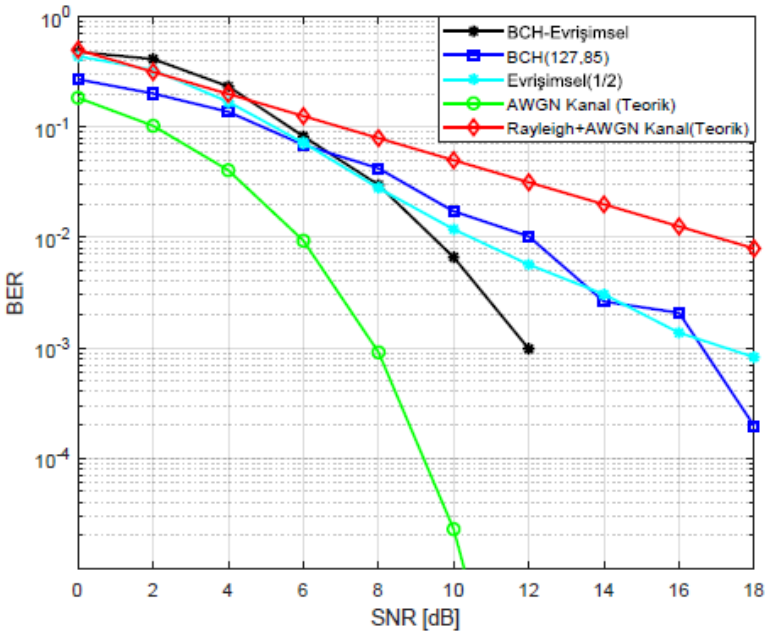
Şekil 5.14. Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.14.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 14 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (127,64) koduna kıyasla 1,6 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 8 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



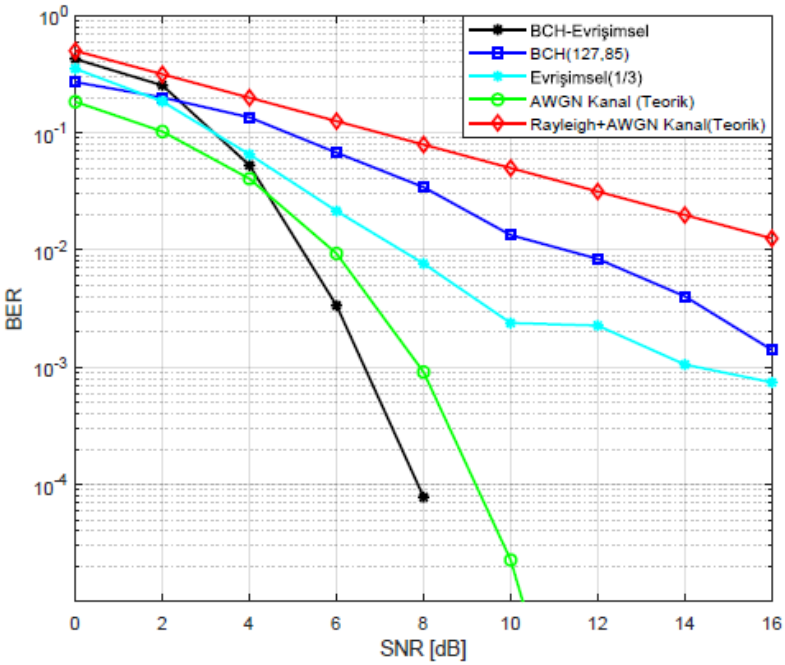
Şekil 5.15. Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (127,64) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.15.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 8,1 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (127,64) koduna kıyasla 6,4 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 7 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



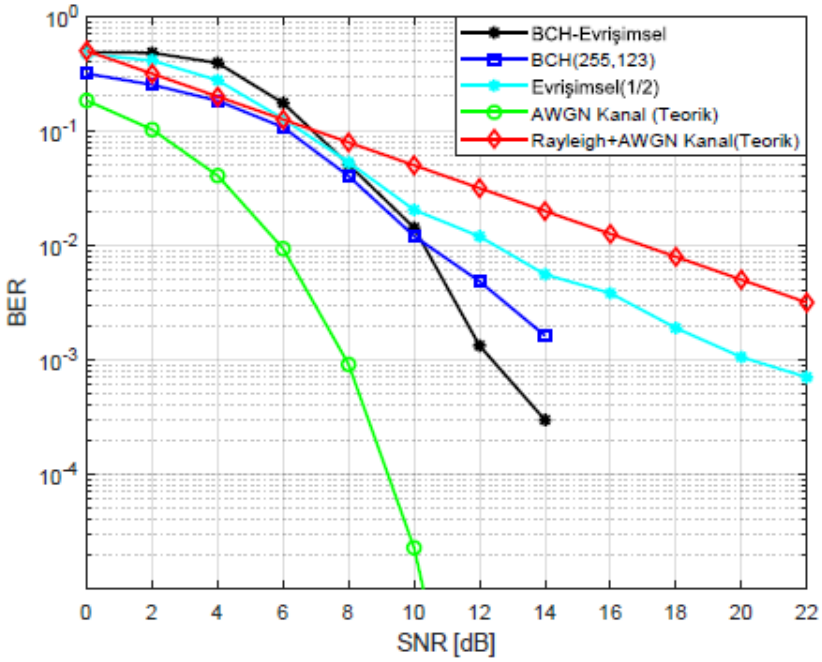
Şekil 5.16. Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.16.*'da görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 12 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (127,85) koduna kıyasla 4,5 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 5,2 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



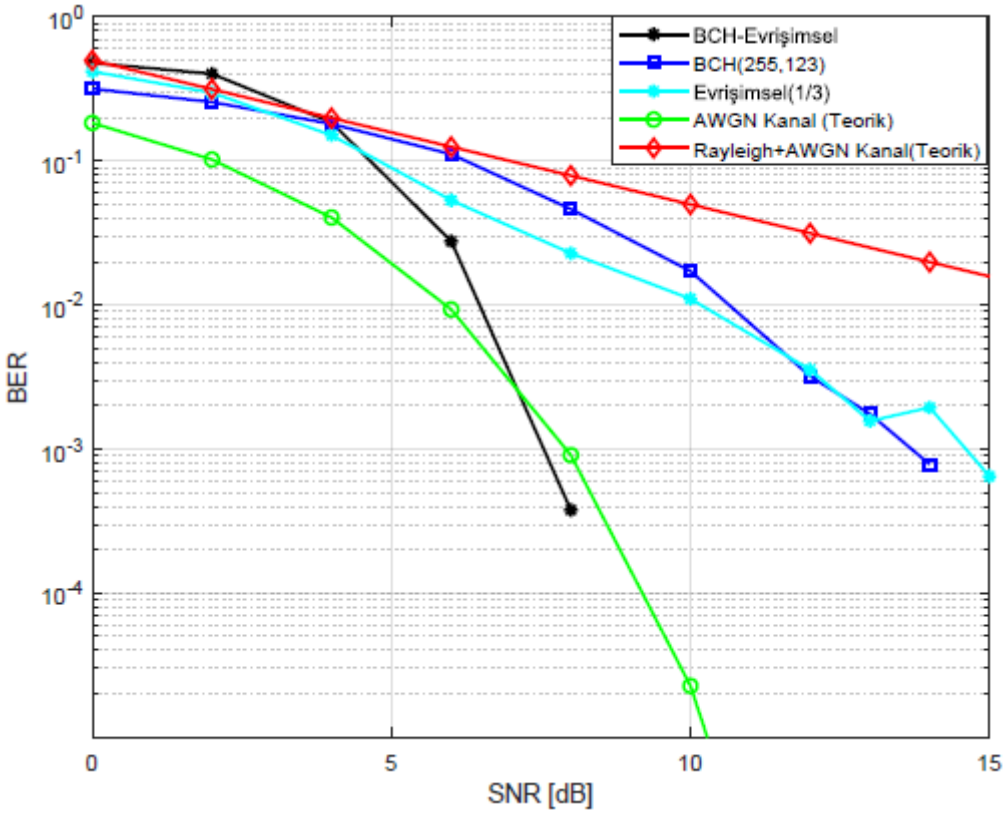
Şekil 5.17. Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (127,85) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.17.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 6,6 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (127,85) koduna kıyasla 10,4 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 7,4 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



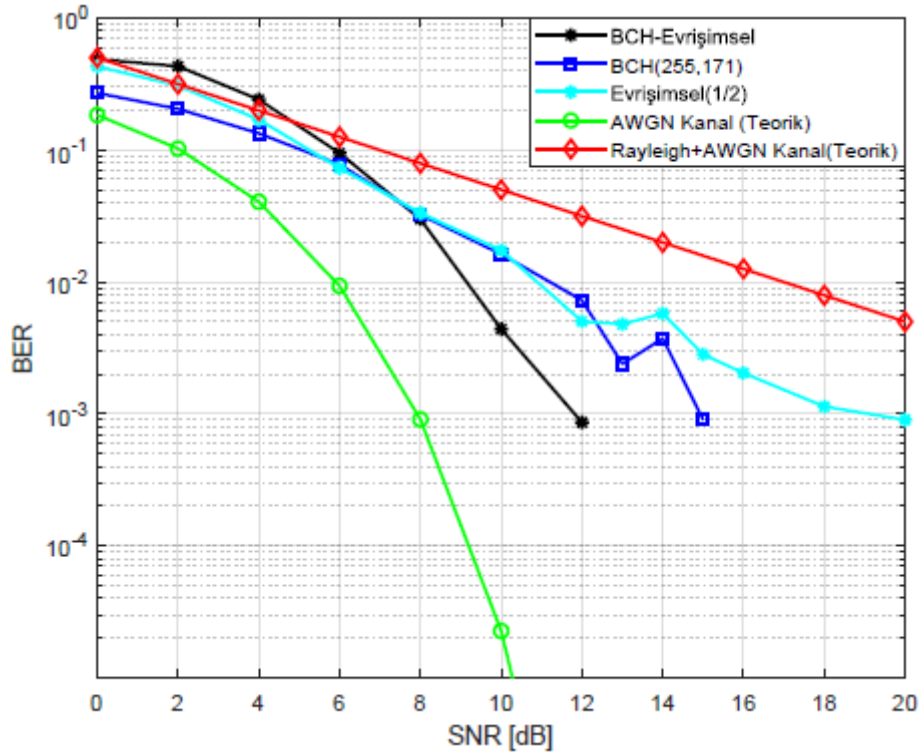
Şekil 5.18. Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.18.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 12,4 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (255,123) koduna kıyasla en az 1,6 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 7,6 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



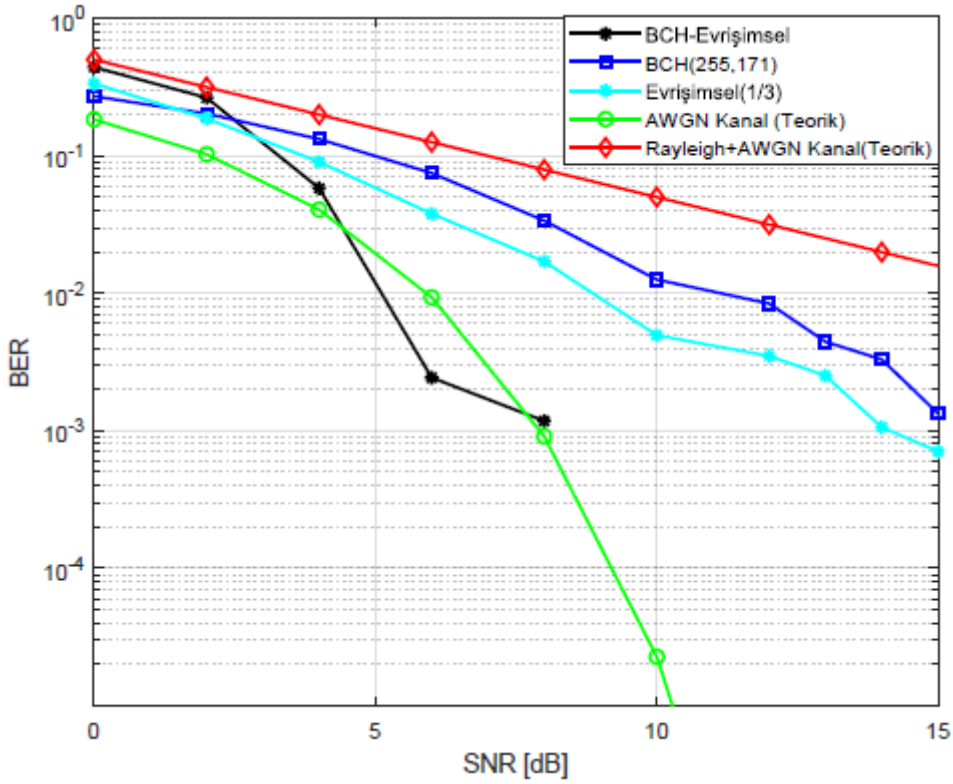
Şekil 5.19. Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (255,123) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.19.*'da görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 7,5 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (255,123) koduna kıyasla 6,1 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 7,1 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



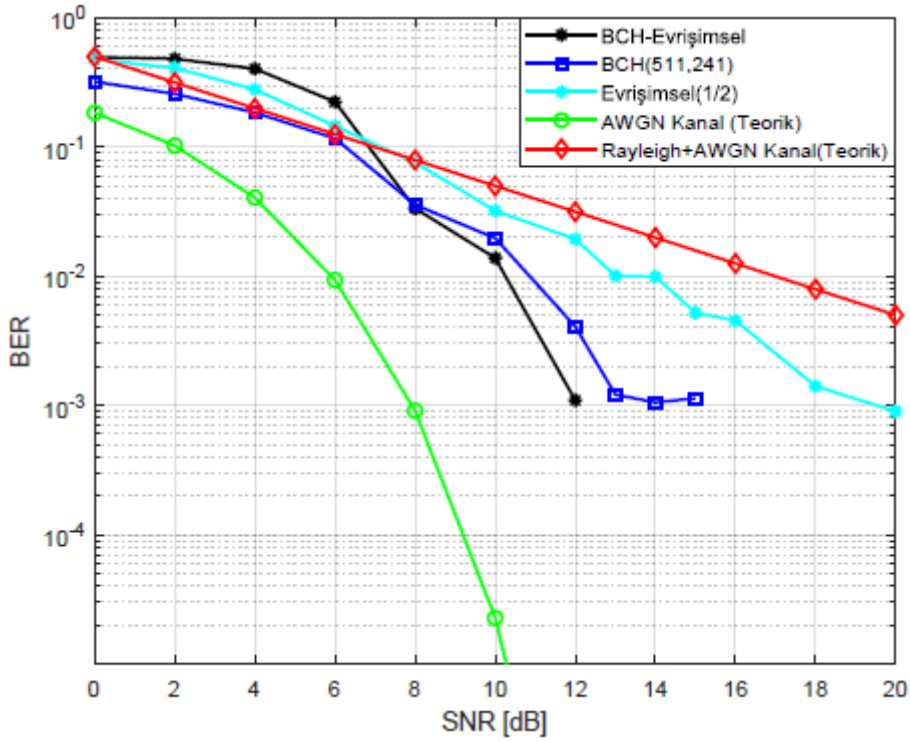
Şekil 5.20. Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.20.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 11,8 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (255,171) koduna kıyasla 3,1 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 6,2 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



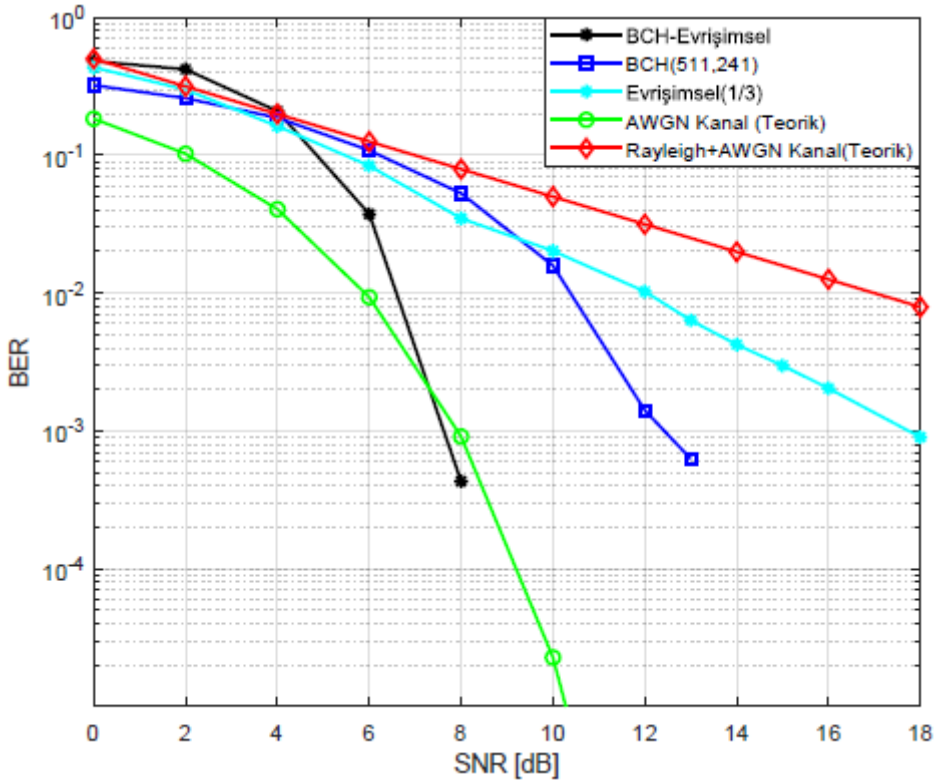
Şekil 5.21. Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (255,171) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.21*.'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 8 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (255,171) koduna kıyasla 7,1 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 6 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



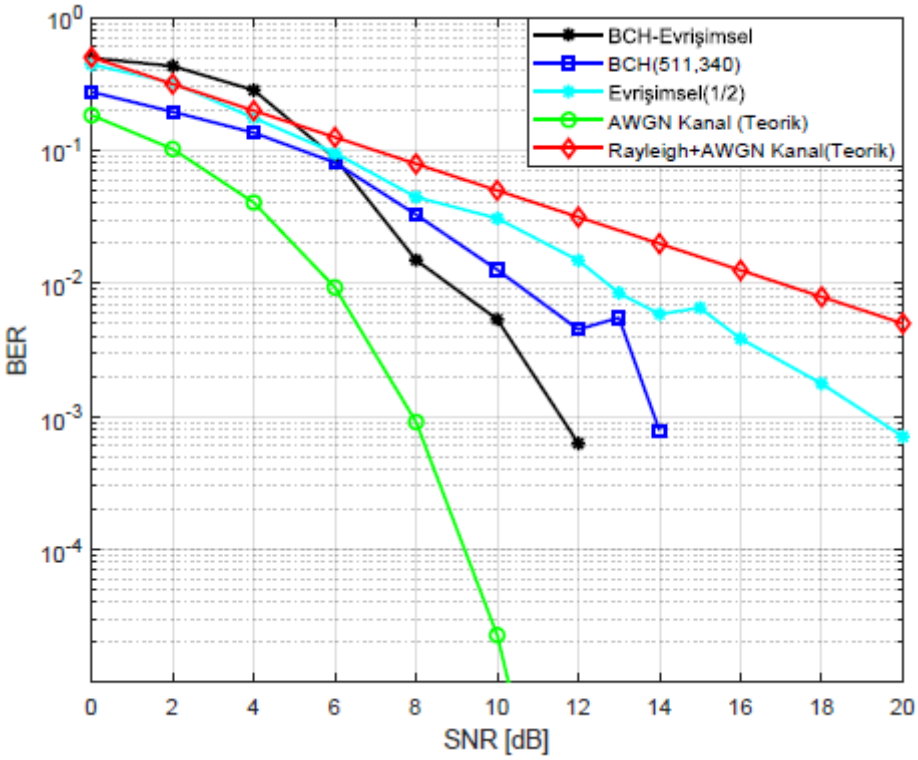
Şekil 5.22. Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.22.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 12 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (511,241) koduna kıyasla 2 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 8 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



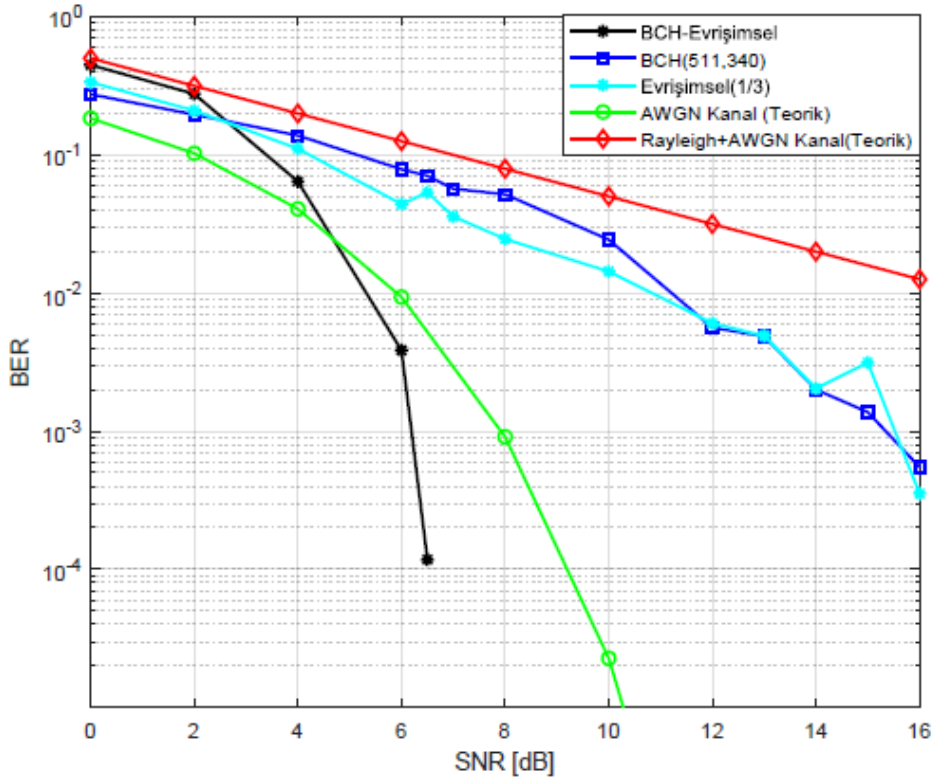
Şekil 5.23. Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (511,241) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.23.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 7,7 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (511,241) koduna kıyasla 5,3 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 10,3 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



Şekil 5.24. Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (2,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (2,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.24.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 11,5 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (511,340) koduna kıyasla 2,4 dB, evrişimsel (2,1,7) koduna kıyasla 7,5 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.



Şekil 5.25. Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (3,1,7) kod performansı

Uç uca eklemeli BCH (511,340) ve evrişimsel (3,1,7) kodlama yapısı Şekil *5.25.*'de görüldüğü üzere 10^{-3} BER değerine 6,2 dB SNR değerinde ulaşmıştır. Uç uca eklemeli kodlama yapısı ile BCH (511,340) koduna kıyasla 9,1 dB, evrişimsel (3,1,7) koduna kıyasla 9,3 dB kodlama kazancı elde edilmiştir.

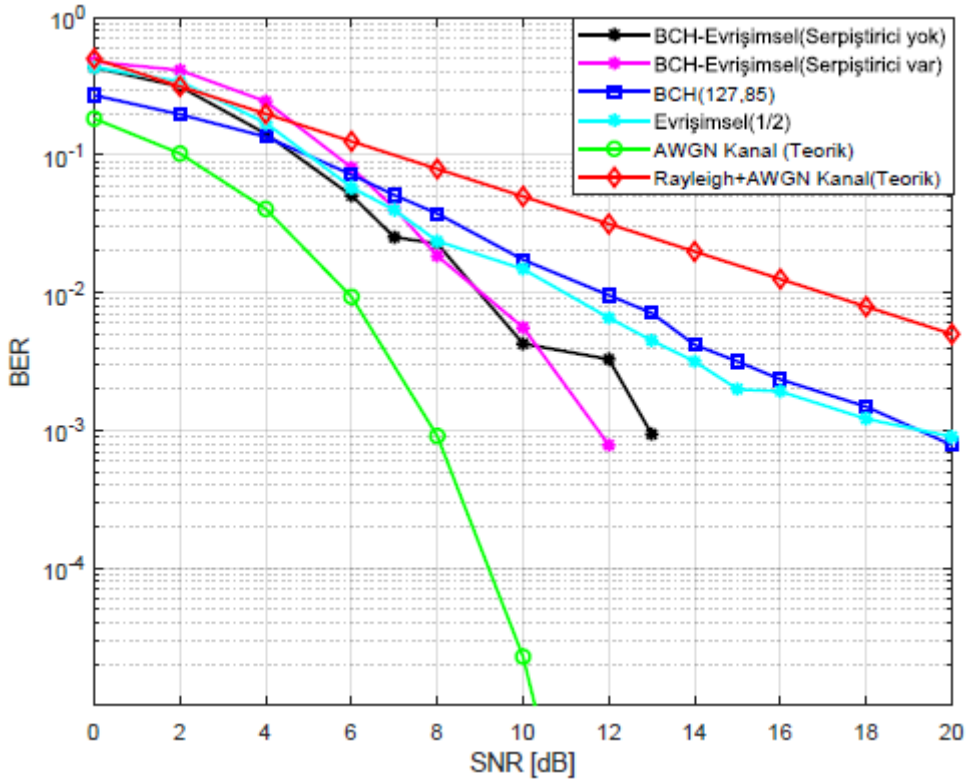
Çizelge 5.5. Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlu sistemin performansı

Uç Uca Eklemeli Kodlama Türü	Kodlama Oranı	Uç Uca Eklemeli Kod SNR Değeri (BER=10^{-3})	Kodlama Kazancı (BCH Koda Göre)	Kodlama Kazancı (Evrişimsel Koda Göre)
BCH (127,64) + EVR. (2,1,7)	0,25	14 dB	1,6 dB	8 dB
BCH (127,64) + EVR. (3,1,7)	0,16	8,1 dB	6,4 dB	7 dB
BCH (127,85) + EVR. (2,1,7)	0,33	12 dB	4,5 dB	5,2 dB
BCH (127,85) + EVR. (3,1,7)	0,22	6,6 dB	10,4 dB	7,4 dB
BCH (255,123) + EVR. (2,1,7)	0,24	12,4 dB	1,6 dB	7,6 dB
BCH (255,123) + EVR. (3,1,7)	0,16	7,5 dB	6,1 dB	7,1 dB
BCH (255,171) + EVR. (2,1,7)	0,33	11,8 dB	3,1 dB	6,2 dB
BCH (255,171) + EVR. (3,1,7)	0,22	8 dB	7,1 dB	6 dB
BCH (511,241) + EVR. (2,1,7)	0,23	12 dB	2 dB	8 dB
BCH (511,241) + EVR. (3,1,7)	0,15	7,7 dB	5,3 dB	10,3 dB
BCH (511,340) + EVR. (2,1,7)	0,33	11,5 dB	2,4 dB	7,5 dB
BCH (511,340) + EVR. (3,1,7)	0,22	6,2 dB	9,1 dB	9,3 dB

Çizelge 5.5.'de uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sisteminin 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici sönümlemeli kanal üzerinde gerçekleştirilen benzetimlerine yönelik performans değerleri verilmiştir.

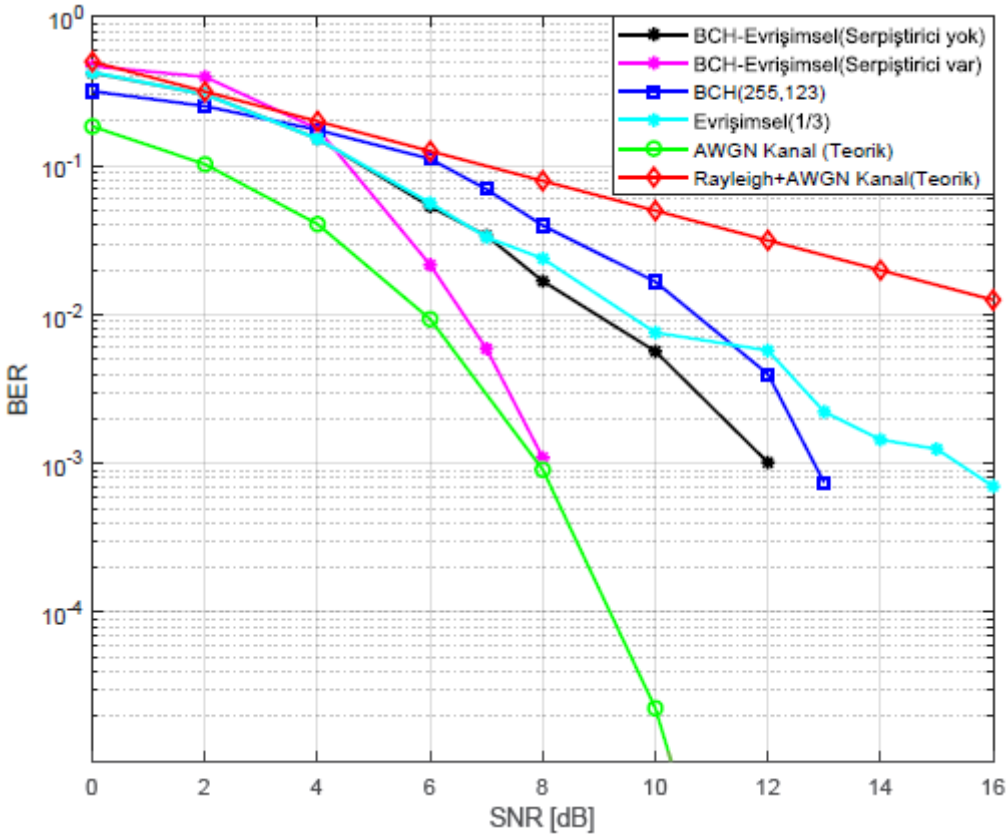
Gerçekleştirilen 12 adet benzetimin hepsinde uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sistemi hem BCH kodlamaya hem de evrişimsel kodlamaya kıyasla kodlama kazancı sağlamaktadır.

Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sisteminde serpiştirici yapısının kullanmasıyla ve kullanılmamasıyla oluşacak sistem performansı seçilen 3 adet benzetim için gerçekleştirilmiştir.



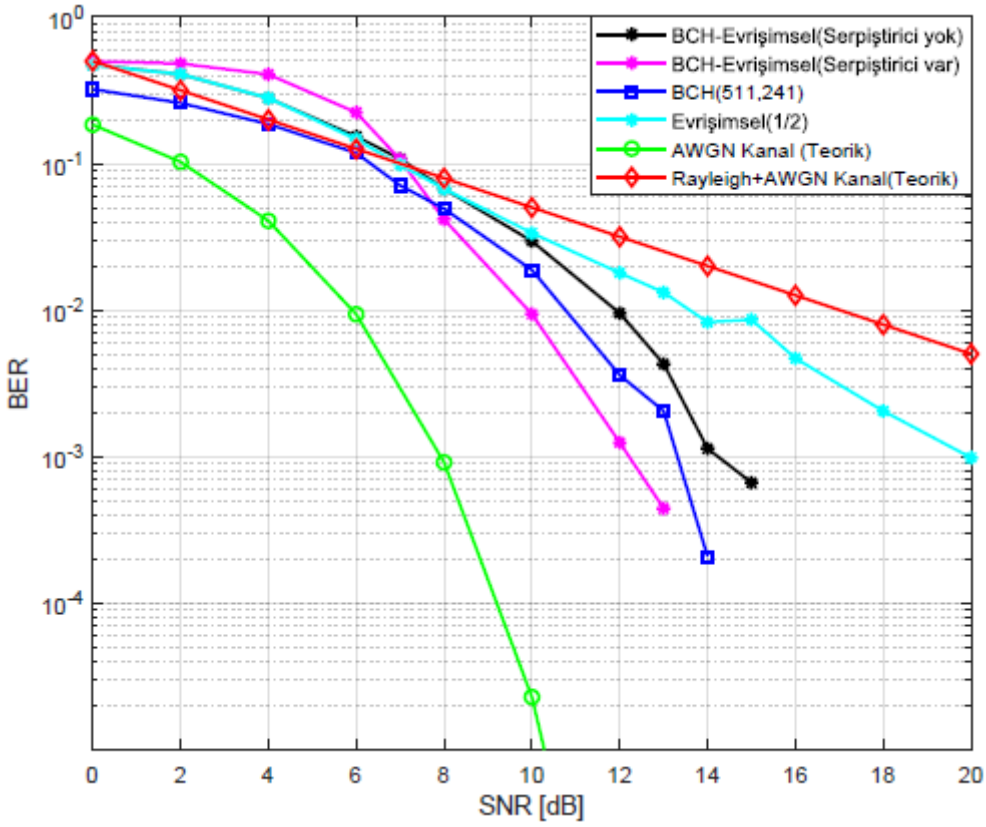
Şekil 5.26. Serpiştirici performansı (BCH (127,85) ve evrişimsel (2,1,7) için)

Şekil 5.26.'da görüleceği üzere serpiştirici kullanılmayan sistemin SNR değeri, serpiştirici kullanılan sisteme kıyasla 1,3 dB daha düşük çıkmıştır.



Şekil 5.27. Serpiştirici performansı (BCH (255,123) ve evrişimsel (3,1,7) için)

Şekil *5.27.*'de görüleceği üzere serpiştirici kullanılmayan sistemin SNR değeri, serpiştirici kullanılan sisteme kıyasla 4 dB daha düşük çıkmıştır.



Şekil 5.28. Serpiştirici performansı (BCH (511,241) ve evrişimsel (2,1,7) için)

Şekil *5.28.*'de görüleceği üzere serpiştirici kullanılmayan sistemin SNR değeri, serpiştirici kullanılan sisteme kıyasla 1,8 dB daha düşük çıkmıştır.

Benzetimlerde kullanılan MATLAB programı, Windows 7 (64 bit) işletim sistemine, i5 işlemci birimine ve 6 GB belleğe sahip bir bilgisayar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sırasında harcanan süreler çizelgede verilmiştir.

Çizelge 5.6. Benzetimlerde harcanan süreler

Kodlama Türü	Harcanan Süre
BCH kodlama	7 dakika
Evrişimsel kodlama	3 dakika
Uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlama	11 dakika

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında yüksek frekans kanalda, uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sisteminin performans analizi yapılmıştır.

Yüksek frekans kanalı modellemek üzere 5-yollu Rayleigh dağılımlı frekans seçici kanal kullanılmış ve bu kanala AWGN gürültüsü eklenmiştir. Modülasyon türü olarak ikili DPSK modülasyonu seçilmiştir.

Öncelikle OFDM tekniğinin kullanılmadığı durumda 10^{-3} BER değerine hiçbir SNR değeri için ulaşılamadığı, gönderilen sinyalin frekans seçici sönümlemeli kanal etkisine maruz kaldığı görülmüştür.

OFDM tekniği sırasıyla 128, 256 ve 512 FFT uzunlukları için herhangi bir ön ek kullanılmadan uygulanmış ve 512 FFT uzunluklu OFDM sisteminin 10^{-3} BER değerine 22 dB SNR değerinde ulaştığı görülmüştür. OFDM sistemine ön ek eklenmesi ile birlikte 128, 256 ve 512 FFT uzunlukları 10^{-3} BER değerine sırasıyla 30 dB, 23 dB ve 20 dB SNR değerlerinde ulaşmışlardır. Görüleceği üzere, istenen BER değerine ulaşabilmek için yüksek SNR değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Düşük SNR değerlerinde istenen BER değerine ulaşabilmek için BCH ve evrişimsel ileri hata düzeltme teknikleri kullanılmıştır. Öncelikle BCH kodlama algoritması için (127,64), (127,85), (255,123), (255,171), (511,241) ve (511,340) kodlama türleri 128, 256 ve 512 FFT uzunlukları için kullanılmıştır. BCH kodlama algoritması için 10^{-3} BER değerine kodlama algoritması kullanılmayan sisteme kıyasla daha düşük SNR değerlerinde ulaşıldığı görülmüştür. Ardından (2,1,7) ve (3,1,7) evrişimsel kodlama algoritması 128, 256 ve 512 FFT uzunlukları için kullanılmış ve 10^{-3} BER değerine kodlama algoritması kullanılmayan sisteme kıyasla daha düşük SNR değerlerinde ulaşıldığı görülmüştür. BCH kodlama algoritması ile evrişimsel kodlama algoritması karşılaştırıldığında, BCH kodlama algoritması ile daha iyi SNR değerleri elde edildiği görülmüştür.

Sistem performansını daha da iyileştirerek daha düşük SNR değerlerinde hedef BER oranına ulaşabilmek için bu tez kapsamında önerilen uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlama algoritması kullanılmıştır. Önerilen mimaride BCH kodlama algoritması dış kod

olarak, evrişimsel kodlama algoritması iç kod olarak kullanılmıştır. Serpiştirici yapılarının kullanılması ile birlikte kanal kaynaklı çoğuşma hataları rastgele hataya dönüştürülerek kodlama algoritmalarının hata düzeltme performansları iyileştirilmiştir.

Her bir BCH kod ile her bir evrişimsel kod uç uca eklenerek toplamda 12 adet benzetim gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen 12 adet uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sistemi benzetimlerinin hepsinde hem BCH kodlamaya hem de evrişimsel kodlamaya kıyasla daha düşük SNR değerlerinde 10^{-3} BER değerine ulaşıldığı görülmüştür. Bu durumun sonucu olarak elde edilen kodlama kazançları Çizelge 5.5'de belirtilmiştir. Gerçekleştirilen benzetimlerin bazılarında AWGN kanal performansından daha iyi SNR değerlerinin elde edilebildiği görülmüştür.

Seçilen 3 adet benzetimde, uç uca eklemeli BCH ve evrişimsel kodlamalı OFDM sistemi için serpiştirici kullanılan ve kullanılmayan sistemin SNR değerleri incelendiğinde, serpiştirici kullanılan sistemin serpiştirici kullanılmayan sisteme göre SNR değerlerinin daha iyi olduğu görülmüştür.

Önerilen sistemin dezavantajı, uç uca eklenmiş kodlama algoritmalarının sistem bant genişliği verimini azaltması olarak düşünülebilir. Algoritmaların kodlama oranları seçilirken hedef BER değerine hangi SNR değerinde ulaşılmasının yeterli olacağına sistem gereksinimlerine bakılarak karar verilebilir, böylece bant genişliğinin daha verimli bir şekilde kullanılması sağlanabilir.

Bu tez çalışması temel alınarak çeşitli kanal tahmin yöntemlerinin ve farklı modülasyon türlerinin kullanılması ile sistem performansı incelenebilir. Alıcı ve vericilerin mobil olması durumunda oluşabilecek Doppler etkileri ve bu etkilerden korunma yöntemleri üzerine çalışmalar gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. Maslin, N. (1987). *HF Communications: A Systems Approach*. (e-book edition). Great Britain: Pitman Publishing, 1-131.

2. Hassan, E. (2016). *Multi-Carrier Communication Systems with Examples in MATLAB A New Perspective*. (e-book edition). Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 21-22.

3. Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications.* (e-book edition). Cambridge University, 216-217,240,350.

4. Nyirongo, N., Malik, W. Q. and Edwards, D. J. (2006). Concatenated RS-Convolutional Codes for Ultrawideband Multiband-OFDM. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE),* 137-142.

5. Singh, S., Rathore, S. S. (2014, July). Performance Comparision of Coded and Un-Coded OFDM for Different Fic Code. *International Journal of Engineering Research and Applications,* 120-124.

6. Bal U. (2003). *Design of Reed-Solomon and Convolutional Coded OFDM system and Performance Analysis,* Yüksek Lisans Tezi, Işık Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 83-84.

7. Lusis, D. (December, 1983). HF Propagation: The Basics. *Basic Amateur Radio,* 11-15.

8. İnternet: The Editors of Encyclopædia Britannica. D Region. Encyclopædia Britannica. URL: http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fwww.britannica.com%2Fscience%2FD-region&date=2018-01-15, Son Erişim Tarihi: 15.01.2018.

9. İnternet: Dr. David H. Hathaway. Solar Physics. NASA. URL: http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fsolarscience.msfc.nasa.gov%2FSunspotCycle.shtml&date=2018-01-15, Son Erişim Tarihi: 15.01.2018.

10. Jeruchim, M. C., Balaban, P. and Shanmugan, K. S. (2002). *Simulation of Communication Systems* (second edition). New York: Kluwer Academic Publishers, 546.

11. Sklar, B. (1999). Rayleigh Fading Channels. S. Suthersan (ed), *Mobile Communications Handbook*. Boca Raton: CRC Press LLC.

12. Cho, Y., Kim, J., Yang, W., Kang, C. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB* (e-book edition). Singapore: John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 22.

13. İnternet: Viswanathan, Mathuranathan. Power Delay Profile. Gaussianwaves. URL: http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fwww.gaussianwaves.com%2F2014%2F07%2Fpower-delay-profile%2F&date=2018-01-27, Son Erişim Tarihi: 28.01.2018.

14. Taha, H. J., Salleh, M. F. M. (2009, May). Multi-carrier Transmission Techniques for Wireless Communication Systems: A Survey. *Wseas Transactions on Communications*, 5(8), 457-472.

15. Viswanathan, M. (2013). *Simulation of Digital Communication Systems Using MATLAB* (second edition). India: GaussianWaves, 230-233.

16. İnternet: Von Nagy, Andrew. How OFDM Subcarriers Work. Revolutionwifi blog. URL: http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.revolutionwifi.net%2Frevolutionwifi%2F2015%2F3%2Fhow-ofdm-subcarriers-work&date=2018-01-27, Son Erişim Tarihi:27.01.2018.

17. Fazel, K., Kaiser, S. (2003). *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems* (e-book edition). England: John Wiley & Sons Ltd, 19.

18. Haykin, S. (1994). *Communication Systems* (third edition). United States of America: John Wiley & Sons Ltd, 627,634,642.

19. Hsu, H. (2003). *Schaum's Outline of Theory and Problems of Analog and Digital Communications* (second edition). United States of America: The McGraw-Hill Companies, 284,293-296.

20. Moreira, J. C., Farrell, P. G. (2006). *Essentials of Error-Control Coding* (e-book edition). England: John Wiley & Sons Ltd, 100,149,250.

21. Jiang, Y. (2010). *A Practical Guide to Error-Control Coding Using MATLAB* (e-book edition). Norwood: Artech House, 153-177.

22. Dhaliwal, S., Singh, N. (2017). Performance Analysis of Convolutional Code over Different Code Rates and Constraint Length in Wireless Communication. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 464-468.

23. İnternet: script3r. Block,Interleaver. Wikimedia. URL: http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fcommons.wikimedia.org%2Fwiki%2FFile%3ABlock%2CInterleaver%2CExample.jpg&date=2018-01-15, Son Erişim Tarihi: 15.01.2018.

24. Ghauri, S. A., Javaid, M. S., Adeel, H., Humayun, H. (2011). Performance of Serial Concatenated Convolutional Codes on Faded Channels. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 258-263.

25. Bahai, A. R. S., Saltzberg, B. R. (1999). *Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM* (first edition). New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 147-148.

26. Boutillon, E., Douillard, C. and Montorsi, G. (2007, June). Iterative Decoding of Concatenated Convolutional Codes: Implementation Issues. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 95(6), 1201-1227.

27. Abdeltwab, M. A., Elbarbary, K. A. and Elhenawy, A. (2015, January). Performance Improvement of Coded OFDM Communication System in AWGN Channel. *International Journal of Computer Applications,* 110 (10), 17-23.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler



Soyadı, adı	: YAVAŞOĞLU, Ozan
Uyruğu	: T.C.
Doğum tarihi ve yeri	: 11.03.1988, Turgutlu
Medeni hali	: Evli
Telefon	: 0 (312) 592 38 51
e-mail	: ozanyavasoglu@gmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	Yıldız Teknik Üniversitesi / Elektronik ve Hab. Müh.	2011
Lise	Kütahya Anadolu Öğretmen Lisesi	2006

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2011-Halen	ASELSAN A.Ş.	Sistem Tasarım Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Futbol, zekâ oyunları



GAZİ GELECEKTİR...