



**Q-BANT UYDU KANAL MODELİ İÇİN UYARLAMALI
MODÜLASYON-KODLAMA**

Erkut BASTIRMACI

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

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

OCAK 2021

ETİK BEYAN

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

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

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

İmza

Erkut BASTIRMACI

...../...../.....

Q-BANT KANAL MODELİ İÇİN UYARLAMALI
MODÜLASYON-KODLAMA

(Yüksek Lisans Tezi)

Erkut BASTIRMACI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2021

ÖZET

Bu çalışmada, en yaygın Yayılım Zayıflaması Azaltma Yöntemlerinden (FMT) olan ve bant-genişliği verimliliği, kesintisizlik, güç sarfıyatı verimliliği gibi avantajları bulunan, Uyarlanabilen Kodlama ve Modülasyon (UMK) tekniği incelenmiştir. Aynı kanal yapısında Sabit Kodlama ve Modülasyon (SMDK) tekniği de kullanılmış bant-genişliği verimi, kesintisizlik oranı, toplam hata miktarı ve çerçeve hata oranı (FER) parametreleri UMK ile karşılaştırılmıştır. Kanalin dinamikliğini ve gerçekliğini korumak için Q-bantta alınan sinyal gücü ile oluşturulmuş kanal yapısı kullanılmıştır. Kanal modellemesi ve alıcı-verici sistem yapısı MATLAB programında oluşturulmuştur. Kanal yapısını ve değişkenliğini oluşturmak için Markov-Zinciri yöntemi kullanılmıştır. İletim hattındaysa DVB-S2’de verilen modülasyon, kodlama oranları ve çerçeve yapısı kullanılmıştır. ACM tekniği kullanılırken modülasyon ve kodlama oranı değiştirilmiştir. FCM tekniğindeyse modülasyon sabit tutulmuş, kodlama değeri değiştirilmiştir. UMK ve SMDK karşılaştırıldığında bant verimliliği sırasıyla 4.02 b/s/Hz ve 3.89 b/s/Hz çıkarken, kesintisizlik oranı sırasıyla %99,34 ve %94,1 olarak hesaplanmıştır. UMK tekniği kullanılan sistemlerin bant verimliliğinin %3, kesintisizlik oranınsa %5,5 daha yüksek olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu : 93523
Anahtar Kelimeler : Q-band, Uyarlamalı Kodlama, Uyarlamalı Modülasyon, Uydu Haberleşme Sistemler
Sayfa Adedi : 99
Danışman : Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

ADAPTIVE MODULATION-CODING FOR Q-BAND SATELLITE

CHANNEL MODEL

(M. Sc. Thesis)

Erkut BASTIRMACI

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

January 2021

ABSTRACT

In this paper, one of the most common fade mitigation techniques (FMT) Adaptive Coding and Modulation (ACM) has some advantageous properties like bandwidth efficiency, availability, low error rate, power consumption efficiency, is investigated. For the same channel structure, Fixed Coding and Modulation is also used and its band efficiency, availability, total error quantity and frame error rate are compared against ACM. For protecting the channel dynamism and reality the channel, which is created by received signal at Q-band is used. Channel model, transmitter-receiver system structure is generated at MATLAB. For creating the channel structure Markov-Chain is used. For transmission modulations, code rate and frame structure given in DVB-S2 are used. While applying ACM technique both modulation and code rate are adapted. For FCM, modulation kept stabile and code rate is adapted. When ACM and FCM are compared, band efficiencies are calculated as 4.02b/s/Hz and 3.89b/s/Hz; availabilities are calculated as 99.34% and 94.1%, respectively. The band efficiency and availability of FCM is about 3% and 5.5% less than ACM, respectively.

Science Code : 93523

Key Words : Q-Band, Adaptive Modulation, Adaptive Coding, Satellite Communication Systems

Page Number : 99

Supervisor : Assoc. Prof. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Öncelikle yüksek lisans eğitimim ve bu tezin hazırlanması sırasında benden hiçbir desteğini esirgemeyen ve değerli vaktini bana ayıran saygıdeğer danışman hocam Doc. Dr. Özgür ERTUĞ'a, bilgi birikimini benimle paylaşıp ilerlememde emeği geçen hocam Dr. Alime ÖZYILDIRIM'a ve yüksek lisans çalışmalarımı destekleyen ASELSAN A.Ş.'ye teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca bu noktaya gelmemde büyük rol oynamış, maddi ve manevi hiçbir desteği esirgememiş sevgili aileme ve bu süreçte yaşadığım zorluklarda her zaman yanımda olan sevgili eşim İrem BASTIRMACI'ya sonsuz sevgilerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. UYDU SİSTEMLERİ	5
2.1. Uydu Haberleşme Sistem Konfigürasyonu	5
2.1.1. Uzay kesimi.....	6
2.1.2. Yer kesimi	7
2.1.3. Kontrol kesimi	7
2.2. Uydu Servis Çeşitleri	8
2.3. Uydu Yörünge Tipleri	9
2.3.1. Alçak irtifa yörünge	10
2.3.2. Orta irtifa yörünge.....	11
2.3.3. Yüksek irtifa yörünge	11
2.4. Elektromanyetik Dalga Yayılımı ve Özelliği	11
2.5. Uydu Frekans Bantları ve Özellikleri.....	14
2.5.1. Radyo dalgalarının sınıflandırılması	14
2.5.2. Yayılım yol kayıpları	15
2.6. Hat Bütçesi.....	17

	Sayfa
2.6.1. Hat bütçesi hesabı	17
3. DİJİTAL UYDU HABERLEŞME BİRLEŞENLERİ.....	21
3.1. Dijital Modülasyon.....	25
3.1.1. Genlik kaydırmalı modülasyon	25
3.1.2. Frekans kaydırmalı modülasyon	28
3.1.3. Faz kaydırmalı modülasyon	29
3.2. Kanal Kodlama	38
3.2.1. Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodlama	42
3.3. Haberleşme Mimarisi	52
3.3.1. Biçim uyumlama	53
3.3.2. Akış uyumlama	54
3.3.3. İleri hata düzeltme kodlama	54
3.3.4. Bit küme eşleme	56
3.3.5. Fiziksel katman çerçevesi.....	59
3.3.6. Temel bant şekillendirme	60
3.4. Uyarlamalı Modülasyon ve Kodlama	60
3.4.1. Sembol zaman doğrultma.....	61
3.4.2. Çerçeve senkronizasyonu.....	61
3.4.3. Yaklaşık frekans alıcı döngüsü.....	61
3.4.4. Kanal kestirim	62
3.5.5. Faz eşleme döngüsü.....	62
3.5. Performans Kriterleri.....	63
3.5.1. Sembol-gürültü oranı	63
3.5.2. Bit hata oranı	64

	Sayfa
3.5.3. Sistem kesintisizlik oranı	65
3.5.4. Bant verimliliği	65
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI ve SONUÇLARI	67
4.1. Q-Bant Kanal Modelinin Oluşturulması	67
4.1.1. Markov zinciri	68
4.1.2. Birleşik Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu	71
4.1.3. Sembol enerji-gürültü oranı hesabı	74
4.2. Benzetim Sistemi Birleşenleri ve Algoritma	76
4.2.1. Kanal kestirim modülü	77
4.2.2. Verici modül	80
4.2.3. AWGN kanal	81
4.2.4. Alıcı modül	81
4.2.5. Fiziksel katman çerçevesi	81
4.3. Benzetim Sonuçları	83
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	93
KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ	99

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Uydu frekans bantları ve isimlendirmeleri	14
Çizelge 3.1. 16-APSK Optimum kümelenme yarı çap oranı	57
Çizelge 3.2. 32-APSK Optimum kümelenme yarı çap oranı	58
Çizelge 4.1. Markov kanal olasılık dağılım değerleri	69
Çizelge 4.2. Markov kanal olasılık dağılım değerleri [2]	70
Çizelge 4.3. Birleşik Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu değişkenleri [2]	71
Çizelge 4.4. Performans karşılaştırma tablosu	89

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Uydu haberleşme sistem konfigürasyonu.....	6
Şekil 2.2. Yörüngelerin Dünyaya göre konumları	10
Şekil 2.3. Elektromanyetik dalga spektrumu [19]	12
Şekil 3.1. İstasyonlar arası veri iletim yolu.....	22
Şekil 3.2. Tekrarlayıcı aktarıcı diyagramı.....	22
Şekil 3.3. Üretici aktarıcı diyagramı	23
Şekil 3.4. Gönderici yeryüzü istasyonu diyagramı	23
Şekil 3.5. Alıcı yeryüzü istasyonu diyagramı	24
Şekil 3.6. Alıcı-gönderici istasyonlar arasındaki veri iletişimi diyagramı.....	24
Şekil 3.7. Mesaj sinyaline karşılık genlik kaydırmalı modüle edilmiş dalga şekli.....	28
Şekil 3.8. Genlik kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]	28
Şekil 3.9. Genlik kaydırmalı tersine modülasyon devre diyagramı.....	29
Şekil 3.10. Mesaj sinyaline karşılık frekans kaydırmalı modüle edilmiş dalga şekli	30
Şekil 3.11. Frekans kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]	31
Şekil 3.12. İkili-frekans kaydırmalı tersine modülasyon karar şeması [29]	32
Şekil 3.13. M-seviye frekans kaydırmalı tersine modülasyon karar mekanizması.....	34
Şekil 3.14. BPSK modülatör akış diyagramı	35
Şekil 3.15. Faz kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]	36
Şekil 3.16. BPSK tersine modülatör akış diyagramı.....	36
Şekil 3.17. MPSK sinyal uzayı [28].....	38
Şekil 3.18. MPSK tersine modülasyon blok diyagramı	38
Şekil 3.19. Bit hata olasılık grafiği ve kodlama kazancı [30].....	40
Şekil 3.20. Hata kontrol kodlarının sınıflandırılması.....	42

Şekil	Sayfa
Şekil 3.21. Kodlama ve sendrom tersine kodlama diyagramı	45
Şekil 3.22. Tanner grafiği örneği	47
Şekil 3.23. Biçim uyumlama sonrası veri formatı	53
Şekil 3.24. Temel bant çerçeve formatı (TB Çerçeve)	54
Şekil 3.25. İleri hata düzeltme kodlama çerçeve formatı.....	54
Şekil 3.26. QPSK kümelenme şeması.....	56
Şekil 3.27. 8-PSK kümelenme şeması	57
Şekil 3.28. 16-APSK kümelenme şeması	58
Şekil 3.29. 32-APSK kümelenme şeması	59
Şekil 3.30. Fiziksel katman çerçeve yapısı	59
Şekil 3.31. Bant genişliği çeşitleri	63
Şekil 4.1. Markov kanal modeli.....	69
Şekil 4.2. Şekil 4.2. DDOV ve DGOM benzetim sonuçları, (a) DGOM değerleri, (b) DDOV değerleri	70
Şekil 4.3. İyi durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]	72
Şekil 4.4. Orta durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]	72
Şekil 4.5. Kötü durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]	73
Şekil 4.6. Alınan güç değerleri, (a) Benzetim ortamında oluşturulan alınan güç değerleri, (b) Q-bant alınan güç değerleri [2]	74
Şekil 4.7. Alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği	75
Şekil 4.8. Sistem akış diyagramı.....	76
Şekil 4.9. Sistem diyagramı	77

Şekil 4.10. MODKOD sınır değerleri, (a) QPSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (b) 8-PSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (c) 16-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (d) 32-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri	78
Şekil 4.11. Alınan sembol enerjisi grafiği	80
Şekil 4.12. Kesintisizlik verisi ve transfer hızı hesaplanması akış diyagramı	83
Şekil 4.13. Gönderilen toplam kullanıcı biti hesabı akış diyagramı	83
Şekil 4.14. Kanal durumuna göre değişen modülasyon ve kodlama, (a) Kanal durum değişimi, (b) Kanal durumuna bağlı olarak değişen modülasyon tipi, (c) Kanal durumuna bağlı olarak değişen kod oranı	84
Şekil 4.15. Modülasyon kullanım olasılık değerleri	86
Şekil 4.16. Kod oranı kullanım olasılık değerleri	87
Şekil 4.17. MODKOD değerleri için bant verimli değişimi	87
Şekil 4.18. Kanal durumuna göre hata oranları	88
Şekil 4.19. Sistem bant verimliliği grafiği	89
Şekil 4.20. Sistem hat kesintisizliği grafiği	90
Şekil 4.21. DVB-S2 bant verimlilik grafiği	91

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
B	Manyetik Akı Yoğunluğunu
c	Işık Hızı
c(t)	Taşıyıcı Sinyal
D	Elektrik Akı Yoğunluğunu
db	Desibel
dBm	Desibel-miliwatt
dc	Direkt Akım
E	Elektrik Alan
E_b	Bit Enerjisi
E_s	Sembol Enerjisi
f	Frekans
f_{dmax}	Maksimum Doppler Saçılması
F_g	Kütle Çekimi
f_N	Nyquist Frekans
G	Kütle Çekim Sabiti
G_C	Kod Kazancı
GF	Gürültü Faktörü
GHz	Giga Hertz
G_T	Alıcı Anten Kazancı
GT	Gürültü Tabanı
H	Manyetik Alan
Hz	Hertz
K	Boltzman Sabiti
Kg	Kilogram
Km	Kilometre
L_A	Atmosferik Kayıplar
L_{fspl}	Serbest Uzak Yol Kaybı

Simgeler**Açıklamalar**

M	Dünya Kütlesi
m	Uydu Kütlesi
MHz	Mega Hertz
N₀	Gürültü Enerjisi
P_R	Alınan Sinyal Gücü
P_T	Gönderilen Sinyal Gücü
r	Uydu-yeryüzü Mesafesi
R_s	Sembol Oranı
SH	Sistem Hassaslığı
T	Sıcaklık
T_B	Bit Periyodu
TH	Tersine Modülasyon Sınır Değeri
T_s	Sembol Periyodu
T_T	Tutarlılık Süresi
w	Gürültü Sinyali
λ	Dalga Boyu
ε	Bağıl Dielektrik Sabiti
μ	Bağıl Manyetik Geçirgenlik
ω	Açısal Salınım
Φ_a	Sinyal Güç Akı Yoğunluğu
γ_R	Kilometre Başına Zayıflama
ε₀	Dielektrik Katsayı
μ₀	Manyetik Geçirgenlik
φ_c	Taşıyıcı Sinyal Faz Açısı
φ_i	Birim Yüzeyden Geçen Akı
Ø	Birimdik Baz Fonksiyonu

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AB	Açıklamalar bir satırdan uzun olmamalıdır
ASHRAE	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
ASTM	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
BRE	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
BREEAM	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
BTK	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
CFD	Kısaltmalar alfabetik sırayla verilmelidir
APSK	Amplitude Phase Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCH	Bose-Chaudhuri ve Hocquenhem Kodlama
BHO	Bit Hata Oranı
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BV	Bant Verimliliği
CNR	Carrier to Noise Ratio
ÇBS	Çerçeve Başlangıç Sinyal
ÇHO	Çerçeve Hata Oranı
DDOV	Durağan Durum Olasılık Vektörü
DGOV	Durum Geçiş Olasılık Matrisi
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ESA	European Space Agency
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FKB	Fiziksel Katman Başlık
FKÇ	Fiziksel Katman Çerçevesi
FKS	Fiziksel Katman Sinyal
FKSK	Fiziksel Katman Sinyal Kodu
FSK	Frequency Shift Keying
FSPL	Free Space Path Loss
GEO	Geosynchronous orbit
GPS	Global Positioning System
HEO	High Earth Orbit
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

Kısaltmalar**Açıklamalar**

ITU	International Telecommunication Union
KK	Kontrol Kesimi
LDPC	Low Density Party Check Code
LEO	Low Earth Orbit
LLR	Log-Likelihood Ratio
MEO	Medium Earth Orbit
MODKOD	Modülasyon Kodlama Çifti
MT	Modülasyon Tipi
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NRZC	Sıfıra Dönmeyen Kodlama
PHO	Paket Hata Oranı
PLL	Phase Locked Loop
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RS	Reed-Solomon Kodlama
SMDK	Sabit Modülasyon ve Değişken Kodlama
SNR	Signal to Noise Ratio
TH	Toplam Hata
TS	Toplam Sembol
TTC	Tracking, Telemetry and Command
UK	Uzay Kesimi
UMK	Uyarlanabilir Modülasyon ve Kodlama
YK	Yer Kesimi

1. GİRİŞ

Mobil cihazlar ve buna bağılı olarak kablosuz iletişim araçları hayatımızda ciddi ve önemli bir yer tutmaktadır. Başlangıçta masaüstü bilgisayarla kablolu hatlar üzerinden gerçekleşen veri transferi önce dizüstü bilgisayarlarına, daha sonra tablet ve cep telefonlarına ve günümüzde ise akıllı saatlerden akıllı arabalara, akıllı evlerden akıllı beyaz eşyalara kadar hayatımızın neredeyse her alanında kullanılmaktadır. Kablosuz haberleşme sistemleri kolay ve hızlı haberleşme sağlaması, uzaktan kontrol, uzaktan erişim imkânı tanınması, günlük olarak yaptığımız işlemlerin anlamlı verilere dönüştürülmesi gibi imkanlarla modern hayatın zorluklarına karşı hayatımızı kolaylaştıracak çözümler sunmaktadır. Bu çözümler pek çok farklı şekilde ve alanda karşımıza çıkmaktadır. Önceleri, günler ya da haftalar süren bir mektup iletimi, günümüzde e-posta ile saniyeler içerisinde alıcıya aktarılmaktadır. Kullanıcı evine ulaşmadan, ev dışından verdiği komutla evin sıcaklığını ayarlayabilir, ışıklandırılmalarını kontrol edebilir ve diğer elektronik eşyalarının durumlarını takip edebilir ya da kullanıcı, taktığı bir saat ile veya giydiği bir kıyafet ile günlük vücut değerlerini alıcılar aracılığıyla bir sağlık merkezine aktararak günlük, haftalık veya yıllık sağlık durumunu kontrol edebilir, bu verilerin takibiyle olası bir hastalık durumu önceden kullanıcıya bildirilebilir. Bu teknolojilerin neredeyse tüm insanların hayatına girmesiyle birlikte çözülmesi gereken pek çok problem de ortaya çıkmıştır. Bu görevleri yürütmek için tasarlanan sistemlerin hızlı, güvenilir ve verimli olması hem sistem hem de kullanıcı açısından büyük önem taşımaktadır. Artan kullanıcı yoğunluğu, kullanıcı talepleri ve kapasite ihtiyacıyla birlikte haberleşme sistemlerinde toplam kapasite kullanımı, veri iletim hızı, bant verimliliği, güç verimliliği ve sistemin kesintisiz olarak veri iletebilmesi gibi parametreler, servis ve haberleşme sisteminin toplam kalitesi ve verimliliği açısından çok önemli hale gelmiştir.

2019 yılı itibariyle kısmen, 2020 yılında ise dünyanın pek çok yerinde 5. Nesil kablosuz haberleşme teknolojisi, 5G kullanılmaya başlanmış, kısa zamanda tüm dünyada kullanılması beklenmektedir. 5G teknolojisiyle birlikte daha yüksek hız, daha fazla bant genişliği, daha az gecikme ve daha güvenilir sistemlerin kullanılması planlanmaktadır. Her alanda olduğu gibi kablosuz haberleşme sistemleri içinde sınırlı olan kaynaklar mevcuttur. Bunlardan en önemli iki tanesi bant genişliği ve enerjidir [1]. Bu kaynakların verimsiz kullanılması durumunda hem kullanıcıya hem de servis sağlayıcıya yüksek maliyetler çıkmaktadır. Bu

iki kaynağın verimli şekilde kullanılması kullanıcı, sağlayıcı ve de çevre için önem taşımaktadır. Bu amaçla, 5G teknolojisi kapsamında yapılan çalışmalarla kapasite verimi, gecikme, enerji verimliliği, maliyet verimliliği açısından ciddi mesafeler kat edilmiştir [2-4]. Teknolojik ilerlemeler ve kullanıcı taleplerindeki artış, geniş-bant uydu haberleşme sistemlerinin Ka-bant ötesi Q/V-bant (40-75 GHz) ve W-bant (75-110 GHz) gibi daha geniş bant aralıklarına ve milimetre seviyesinde dalga boyuna sahip frekanslarda veri iletim yapabilecek şekilde tasarlanması gerekliliğini ortaya çıkarmıştır. Böylece düşük maliyetli, yüksek bant genişliği ve verimliliği olan, daha yüksek iletim hızına ve daha düşük gecikme süresine sahip sistemler olacak şekilde modernize edilerek artan kullanıcı taleplerine ve kullanıcı ihtiyaçlarına cevap verebilecektir [5-7]. Fakat bu frekans bantlarında haberleşme kalitesini düşürebilecek birçok etkende artış ve teknolojik yetersizliklerden kaynaklı kısıtlamalar meydana gelmektedir. 10 GHz ve üzeri frekansa sahip sinyaller troposferi fenomenlerinden çok etkilenmektedirler. Atmosferik gazlardan, yağış ve buluttan kaynaklı zayıflamalar da yüksek frekanslarda artış göstermektedir. Serbest Uzay Yol Kaybı (FSPL) olarak bilinen zayıflatıcı etken de sinyal frekansına ve iletişim hattı uzaklığına bağlı fonksiyondur [8-9]. Alıcı-Verici anten mesafesindeki artış ve taşıyıcı frekansındaki artışa bağlı olarak FSPL kayıplarında artış meydana gelmektedir. Milimetre dalga boyunda uydu haberleşmesi uygulamalarının geleceğini ön görmek ve yukarıda bahsedilen kayıpları analiz edebilmek için 2013 yılında Avrupa Uzay Ajansı (ESA) Alphasat olarak 4 farklı frekanstaki görev yükü uydusunu uzaya fırlatmıştır. Bunlardan bir tanesi de Aldo Paraboni olarak bilinen, TDP5 projesi kapsamında fırlatılan Q/V-bant görev yükü bileşenleridir. Bu projenin amacı, bu frekans bandında haberleşme deneyleri gerçekleştirilerek, Q/V-bantta meydana gelen yayılım kayıplarının şiddetini belirleyebilmek ve gelecekte kullanılabilecek çözüm yöntemlerini, özellikle uyarlanabilir modülasyon ve kodlama (UMK) uygulaması sonuçlarını incelemektir [10]. Aldo Paraboni TPD5 deney uydusu üzerinden alınan sinyal verileriyle gerçekleştirilen birçok deney mevcuttur. Bu çalışmaların amaçları genel olarak, kanal boyunca meydana gelen kayıpların şiddetini, etkisini ve sıklığını analiz etmek ve bu kayıplara karşı alternatif çözüm yöntemleri sunmak, ayrıca bu frekans bandında haberleşmeyi kısıtlayan teknolojik etkenleri belirlemek olarak özetlenebilir [11].

Sistemin, kanal boyunca meydana gelen kayıplar ve yüksek frekansta meydana gelen zayıflamalardan en az şekilde etkilenmesi böylece kesintisiz olarak iletişime devam ederken verimliliğini de koruyabilmesi için yayılım zayıflaması azaltma yöntemleri kullanılır. Bu teknikler arasında kendini değişen kanal şartlarına uyarlayabilmesi, yüksek güç marjı

gerektirmemesi, her bir iletim hattını ayrı ayrı optimize edebilmesi ve yüksek bant verimliliğinden dolayı UMK tekniği önemli bir yer tutmaktadır [12]. UMK tekniği kullanmayan sistemlerin yüksek hızlarda ve frekanslarda iletim yapabilmesi için hat bütçe marjı konmaktadır, böylece sinyal kanal boyunca yüksek zayıflatma etkilerine maruz kalsa da iletim devam edebilmektedir. Fakat bu durumda enerji verimliliği ciddi oranda azalmaktadır. Yapılan çalışmalarda sabit veri oranına sahip tek kullanıcıli sistemlere göre UMK tekniği kullanan sistemlerin 5-10 dB arasında enerji verimli olduğu görülmüştür [13]. Kanal durumu biliniyorsa, kullanıcı tarafından, verici tarafa geri besleme hattı üzerinden kanal durum bilgisi aktarılır. Böylece verici kendisini kanal durumuna göre uyarlar. Bu uyarlama, sistemin modülasyon tipini ve kodlama oranını değiştirmesiyle gerçekleşir. Sistem, kanal durumu kötüleştiğinde veri oranını düşürürken, kanal durumu iyileştiğinde veri oranını artırarak Shannon kanal kapasitesine yaklaşmaya çalışır. Sistem, kanalın kötüleştiği durumlarda veri iletiminin kesilmesini engellerken, kanalın iyi olduğu durumlarda ise en yüksek bant verimliliğini yakalar. UMK tekniği kullanan sistemlerin kesintisizlik ve bant verimliliği değişkenleri, uyarlamalı olmayan sistemlere göre daha iyi performans göstermektedir.

Uydu üzerinden yayın yapan birçok sistem sağlayıcı gelişen, değişen ve artan kullanıcı ihtiyacına ayak uydurmak durumundadır. DVB-S2 standardı [14] televizyon yayını, ses yayını, internet erişimi, anlık bağlantılar ile canlı yayın aktarımı gibi uygulamalar için kullanılan bir standarttır. Bu alanlar rekabetin yoğun olduğu ve kullanıcı beklentilerinin yüksek olduğu alanlardır. Kablosuz haberleşmenin tüm alanlarında olduğu gibi bu alanlarda da yüksek hız, yüksek bant ve enerji verimi, düşük maliyet ve kesintisiz çalışma beklentileri oldukça yüksektir. Bu beklentileri karşılayabilmek amacıyla DVB-S2 standardı kullanan sistemlerin Ka bant ve üstü bantlarda iletim yapabilmesi büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmada, önümüzdeki yıllarda kullanımına sunulması beklenen Q-bantta veri iletimi yapan sistemlerin, bant verimi, kesintisizlik oranı, hata miktarı ve hata oranı değişkenleri UMK ve sabit modülasyon ve değişken kodlama (SMDK) teknikleri kullanılarak, DVB-S2 standardına göre incelenmiştir. Benzetim çalışmaları MATLAB programında gerçekleştirilmiştir. Kanal yapısının gerçekliğini sağlamak ve değişken kanal yapısına göre sistem çıktılarını daha iyi görebilmek için Q-bant kanal modelleme çalışması [2] kullanılmıştır. Sistem benzetim ortamında gerçekleştirilmiş olup, ilerleyen adımlarda anlatılacak bazı kabulleri içermektedir. Bu kabuller, varsayıma dayalı olarak alınmamış, literatürde geçen çalışmalara dayanılarak gerçeğe en yakın şekilde aktarılmaya çalışılmıştır.

Benzetim, gerçeğe en yakın Q-bant kanal yapısını oluşturarak UMK performansını görmek amacıyla tasarlanmıştır. Bu çalışma, ileriki zamanlarda, benzer kanal yapısına sahip sistemlerin hat bütçesi analizleri, yazılımsal ve donanımsal sistem gereksinimleri, DVB-S2 standart yapısı, UMK ve SMDK marj hesaplamaları için kullanılabilecek yardımcı bir araç olarak biçimlendirilmiştir.

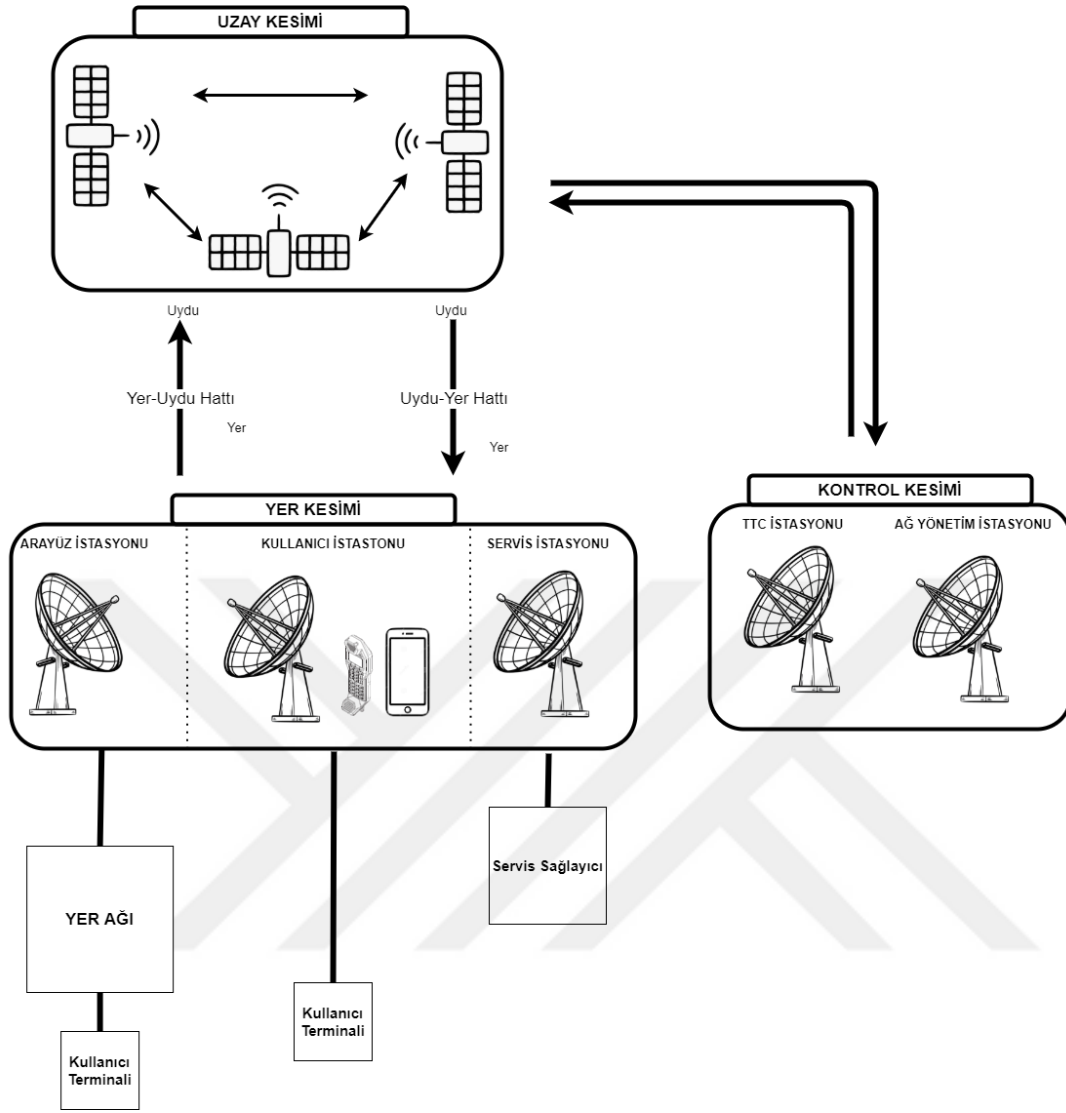
Tezin 2. bölümünde uydu sistemi konfigürasyon birimleri ve görevleri, hizmetlerine ve irtifalarına göre uydu sınıflandırmaları anlatılmıştır. İstasyonlar arası veri iletimini sağlayan elektromanyetik dalga yapısı ve buna bağlı olarak frekans bandı sınıflandırılmaları tanımlanmıştır. İletim boyunca meydana gelen kayıplar ve bu kayıplara göre oluşturulacak hat bütçe hesaplaması verilmiştir. 3. bölümde dijital uydu haberleşmesi için gerekli olan sistem birleşenleri tanıtılmış, dijital modülasyon ve kodlama teknikleri detaylı olarak incelenmiştir. DVB-S2 standardında belirtilen fiziksel katman çerçeve yapısını oluşturmak için tanımlanmış gereklilikler anlatılmış, UMK tekniğinin uygulanabilmesi için gereken işlem adımları verilmiştir. Bu bölümde son olarak sistem performans kriterleri tanımlanmıştır. 4. bölümde, bir önceki bölümde verilen metotlar, tanımlar ve gereksinimlerine göre benzetim sistemi oluşturulmuştur. Q-bant kanal modelinin benzetim ortamına aktarılma süreci, sistem benzetiminde yapılan kabuller ve bunların dayanakları, ayrıca sistemi oluşturan birleşenlerin detaylı çalışma prensipleri yine bu başlık altında anlatılmıştır. Değişken kanal yapısına göre sistem çıktıları ve performans hesapları bu bölüm içerisinde anlatılmış, hem UMK-DVB-S2 standardı hem de UMK-SMDK tekniklerinin kıyaslaması yapılmıştır. 5.Bölümde ise elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

2. UYDU SİSTEMLERİ

İnsanlık tarihi boyunca haberleşme konusu insanların hayatında önemli bir yer tutmuştur. İlk çağlardan günümüze birçok değişik yöntemle insanlar birbiri arasında haberleşmiş ve bu haberleşme yöntemleriyle sonraki nesillere bilgi birikimlerini aktarmışlardır. Nüfusların artması, coğrafyaların genişlemesi, zamanın önem kazanması insanoğlunun haberleşme yöntemlerine de etki etmiş, haberleşme yöntemleri çeşitlilik kazanmıştır. Özellikle endüstri dönemine girilmesiyle birlikte zaman kavramının öneminin artması ve teknolojik ilerlemeler haberleşme alanında zaman, enerji ve doğru bilgi gibi birçok özellikte ciddi değişme ve gelişme meydana getirmiştir. Gök bilimi ve bu bilim adına yapılan çalışmalar da insanlığın ilgisini en az haberleşme sistemleri kadar çekmiştir. 19 ve 20. Yüzyıllarda uzay ve uzay alanı ile ilgili araştırmalar hız kazanmış ve insanlığı dünya dışı yerlere taşınması ile ilgili kitaplar ve yazılar yazılmıştır. 20. Yüzyılın ortalarında, 2. Dünya Savaşı sırasında roket ve mikrodalga alanlarında yapılan çalışmaların ortak sonucu olarak uydu haberleşme sistemlerini meydana gelmiştir [15].

2.1. Uydu Haberleşme Sistem Konfigürasyonu

Uydu üzerinden haberleşmek veya veri iletmek için aşılması gereken birçok engel bulunmaktadır. Bu engeller kimi zaman fiziksel şartlardan, kimi zaman ise maliyetlerden kaynaklanmaktadır. Özellikle uydu üzerinde bulunan ekipmanların atmosfer dışı ortamda yeryüzünde çalıştığı şekle en yakın şekilde çalışabilmesini sağlayacak tasarımlar yapmak ve bu tasarımları mümkün olan en düşük maliyetlerle üretmek için ciddi engellerin aşılması ve tasarımların olabilecek en uzun süre hizmet vermesini sağlamak gerekmektedir. Fakat günümüzde, geçmişten edinilen tecrübeler ve düşen maliyetlerle bu problemleri aşmak kolaylaşmıştır. Şekil 2.1’de genel hatlarıyla uydu haberleşme sistem konfigürasyonu gösterilmiştir. Sistem, uzay kesimi (UK), yer kesimi (YK) ve kontrol kesimi (KK) üç birleşenden oluşmaktadır. UK, bir veya daha fazla uydunun bir araya gelerek kendi aralarında oluşturduğu haberleşme ağıdır, takım-uydu olarak da bilinir. KK ise görevde bulunan uyduların yerde yapılan takip, telemetri ve komut (TTC) işlemlerinin görüntülediği ve yönetildiği istasyondur. YK istasyonundaysa kullanıcılara veri akışı ve dağıtımı sağlanır [15].



Şekil 2.1. Uydu haberleşme sistem konfigürasyonu

2.1.1. Uzay kesimi

Görev yükü ve platform olmak üzere 2 birleşenden oluşur. Görev yükü; alıcı, verici elektronik parçalar gibi haberleşmenin gerçekleşmesini sağlayan elektronik ve mekanik yapılardan oluşur [15]. Alınan taşıyıcı sinyalin frekans dönüşümü yapıldıktan sonra, eğer uydu röle tipi (bent pipe) uydu ise alınan sinyal tekrar kuvvetlendirilerek aynı şekilde yeryüzüne aktarılır. Fakat uydu tipi tümleştikse, alınan sinyal tersine modüle edildikten ve tersine kodlandıktan sonra uydu üzerinde tanımlanan işleme tabi tutulur. İstenilen işlem, alınan sinyale uygulandıktan sonra sinyal kodlama ve modülasyona tabi tutulur. Daha sonra ise kuvvetlendirilerek yeryüzüne gönderilir. Platform kısmında ise uydunun yörüngeye oturması, yörüngede kalması için gereken parçalar bulunmaktadır.

2.1.2. Yer kesimi

Yeryüzünde bulunan ve son kullanıcıya yer ağı üzerinden bağlanan istasyonları içermektedir. Son kullanıcılar 30m-0,1m arasında anten açıklığına sahip, telefon, televizyon ya da cep telefonu kullanıcıları olabilir. Yer Kesiminde bulunan bazı istasyonlar alıcı-verici özelliğe sahipken, bazı istasyonlar ise sadece alıcı özelliğe sahiptir [15].

2.1.3. Kontrol kesimi

Kontrol Kesimi, uydunun kendisi ve Yer Kesimi arasındaki iletişimi sağlar. Uydular, fırlatma gerçekleştikten sonra erişilmesi ve bakım-onarımı zor olan haberleşme sistemleridir. Uydu sistemleri, ortalama 15 yıl hizmet edecek şekilde tasarlanırlar ve görev çevrimi tamamlanana kadar yüksek performansta hizmet etmesi beklenir. Bu açıdan Kontrol Kesiminin, Uydu Kesiminden aldığı verilerin analiz edilmesi önem taşımaktadır. Kontrol Kesimi; takip, telemetri ve komut olarak üç temel birleşenden oluşmaktadır.

Takip

Telemetri verilerini alabilmek ve komutları uyduya gönderebilmek için uydunun geometrik konumu tam olarak takip edilmelidir. İlk olarak, uydu ve yer istasyonu arasında bağlantı kurulur. Bu bağlantı gerçekleştikten sonra uydu ve uydunun açısal hızı arasındaki mesafe hesaplanarak uydunun nerde olduğu ve nereye doğru gittiği tespit edilir [16].

Telemetri

Telemetri sistemi uydunun durumu hakkında yer istasyonuna periyodik bilgi vermek amacıyla oluşturulmuştur. Başka bir deyişle, telemetri sistemi uydunun yürüttüğü işlemler ve işlemlerin çıktıları hakkında güncelleme yapan bir sistemdir. Elektronik sistemlerin besleme ve şarj durumları, uydunun yüksekliği, alt sistemlerin yürüttüğü işlemleri, her bir sistemin ömrü hakkında bilgi sağlar [16].

Komut

Uydunun görev yükü işlemlerini gerçekleştirebilmesi için gerekli komutları alan ve işleyen sistem birleşenidir. Bazı sistemlerde otomatik olarak uydu üzerinden gerçekleştirilebileceği gibi bazı sistemlerde direkt olarak yer istasyonundan gelen komutlar kullanılmaktadır.

2.2. Uydu Servis Çeşitleri

Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU) tarafından iletim, yayılım ve alma baz alınarak tanımlanmış toplam 42 adet uydu servis çeşidi vardır [17]. Bu başlık altında ise Sabit Servis Uydular (FSS), Geniş-yayın Servis Uydular (BSS), Mobil Servis Uydular (MSS) olmak üzere üç uydu servis çeşidi incelenecektir.

Sabit servis uydular

Yeryüzündeki iki sabit nokta arasında veya belirli bir alan içerisindeki hareketli noktalar arasında bir veya daha fazla uydu aracılığı ile yapılan haberleşme çeşididir [17]. Günümüzde sabit servis uydular; telefon, telekonferans, internet protokolü üzerinden ses iletimi gibi uygulamalarda kullanılmaktadır.

Geniş-yayın servis uydular

Genel kullanıcının direkt olarak yayını alması maksadıyla gönderilen sinyallerin kullanıldığı uydu servis türüdür. Televizyon, ses yayınları ve yüksek hızlı internet protokolü tabanlı veri transferi gibi uygulamalarda kullanılmaktadır [17].

Mobil servis uydular

Hareketli yer istasyonu ile bir ya da daha fazla uydu arasında veya uzay istasyonları arasında yapılan veri iletim türüdür. Hava, deniz ve karada bulunan mobil istasyon türleri gibi alt türleri de mevcuttur. Askeri, havacılık, taşımacılık gibi alanlarda kullanılmaktadır.

2.3. Uydu Yörünge Tipleri

Günümüzde kullanılan uydu yörüngelerinin temeli esasen antik Yunan dönemine kadar uzanmaktadır. Bu dönemde Aristoteles, Dünyanın yüzeyinde sürekli rüzgâr savrulması olmaması, düz olarak yukarıya atılan bir topun atıcının arkasına düşmemesi gibi gözlemleri sonucunda Dünyanın dönmediğini, merkezde durduğunu Güneş, diğer gezegen ve uyduların onun etrafında döndüğünü iddia etmiştir. Yine aynı dönemde, bazı düşünürler ise gezegenlerin Güneşin etrafında döndüğünü iddia etmişlerdir. Fakat yaklaşık 1000 yıl boyunca Aristoteles'in görüşünün doğru olduğu kabul edilmiştir.

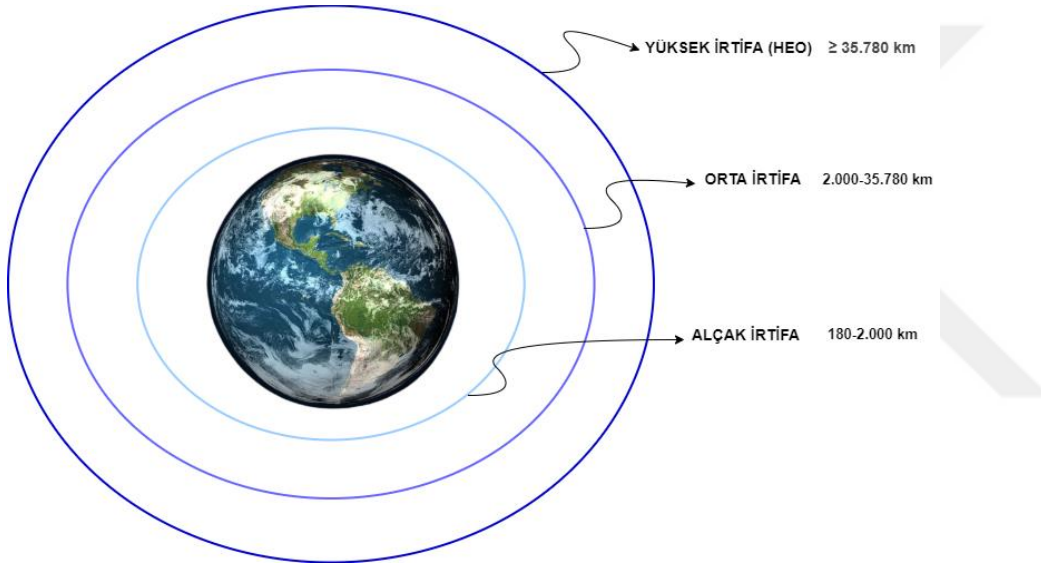
1543 yılına gelindiğinde, Kopernik'in 1515 yılında yaptığı; Dünya'nın Mars ve Venüs gibi gezegen olduğu ve Güneşin etrafında daire oluşturduğunu söylediği çalışmalar açıklandı. Başlangıçta bu fikir çok takipçi toplayamasa da 1610 yılında Galileo'nun Venüs'ün dönüş fazlarını gözlemlemesiyle güç kazanmıştır. Aynı zaman aralığında, Alman matematikçi Kepler Güneş'in etrafında dönen gezegenler hakkında, günümüzde de halen kullanılmakta olan bir dizi bilimsel kanun yayınlamıştır.

Güneş etrafında dönen gezegenleri Kopernik gözlemlediyse de bunu doğru şekilde tanımlayan Kepler olmuştur. Kepler Güneş ile gezegenler arasına hayali bir çizgi çizdiğinde, bu çizgilerin, eşit zaman aralıklarında eşit alanlar taradığını fark etmiştir. Isaac Newton'un, Kepler kanunlarından fark ettiği üzere 1687 yılında kütle çekim yasasını bulmasıyla birlikte gezegenlerin Güneş etrafında dönüşünün ve uyduların da gezegenlerin etrafında dönüşünün anlaşılabilirliği matematiksel ve fiziksel olarak sağlanmış oldu. Hatta Newton, uzaya yapay uydular yerleştirilebileceğini bile düşünerek günümüzde kullandığımız uydu sistemlerinin yörüngelerinde kalmaları ve bu uydulara tanımlanmış görevleri gerçekleştirmeleri sayesinde haberleşme, hava durum tahmini, konum bulma-takip gibi hayatımızı kolaylaştıran birçok sisteme fikirsel öncülük etmiştir [16]. Eş. 2.1'de Newton'un kütle çekim yasası formülü verilmiştir.

$$F_g = \frac{GMm}{r^2} \quad (2.1)$$

Eş. 2.1'de G çekim sabitini, M Dünya'nın kütlesini, m uydunun kütlesini ve r ise uydu ve dünya arasındaki mesafeyi göstermektedir.

Yörünge, uzaydaki merkez bir kütlenin, bir başka kütleyle referansla oluşturduğu çekim kuvvetinden kaynaklı takip ettiği yoldur [18]. Uydu yörüngesi Kepler yasasına göre hesaplanan ve Dünyanın, uzaya fırlatılmış yapay bir uyduyu kütleçekim kanuna göre kendi etrafında döndürmesidir. Avrupa Uzay Ajansı (ESA) ve Ulusal Havacılık ve Uzay İdaresi (NASA) tarafından değişik görevler için tanımlanmış 3 temel yörünge bulunmaktadır. Bunlar Alçak-İrtifa (LEO), Orta-İrtifa (MEO) ve Yüksek-İrtifa (GEO) yörüngeleridir. Bir uydunun yörüngesini belirlemek için görev-yükü, kapsama alanı, dönüş süresi gibi değerlendirilecek birçok faktör vardır. İlerleyen başlıklarda bu yörüngeler detaylı olarak incelenecektir. Şekil 2.2’de yörüngelerin Dünya’ya göre konumu gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Yörüngelerin Dünyaya göre konumları

2.3.1. Alçak irtifa yörünge

Dünyaya en yakın yörünge alçak irtifa yörüngesidir (Low Earth Orbit-LEO). Yaklaşık olarak, dünyadan 180 ile 2000 km arasında değişen yüksekliğe sahiptir. Bu yörüngedeki uydular genellikle bir bölgeye düşen yağmur miktarını gözlemlemek ya da belirli bir alanın bitki örtüsünün zamanla değişimini incelemek gibi bilimsel çalışmalar için kullanılmaktadır. Ayrıca dünyaya yakın olması ve ulaşımı diğer yörüngelere göre kolay olması sebebiyle Uzay İstasyonları da bu yörüngede bulunmaktadır. Bu yörüngedeki uydular ortalama 7,8km/saniye hızla hareket etmektedirler ve bir tam turları yaklaşık 90 dakikadır. Fakat haberleşme gibi daha geniş kapsama alanlarına ihtiyaç duyulan uygulamalar için tek bir LEO uydusu yetersiz kalmaktadır. Bunu yerine takım-uydular kullanılarak kapsama alanı artırılır.

2.3.2. Orta irtifa yörünge

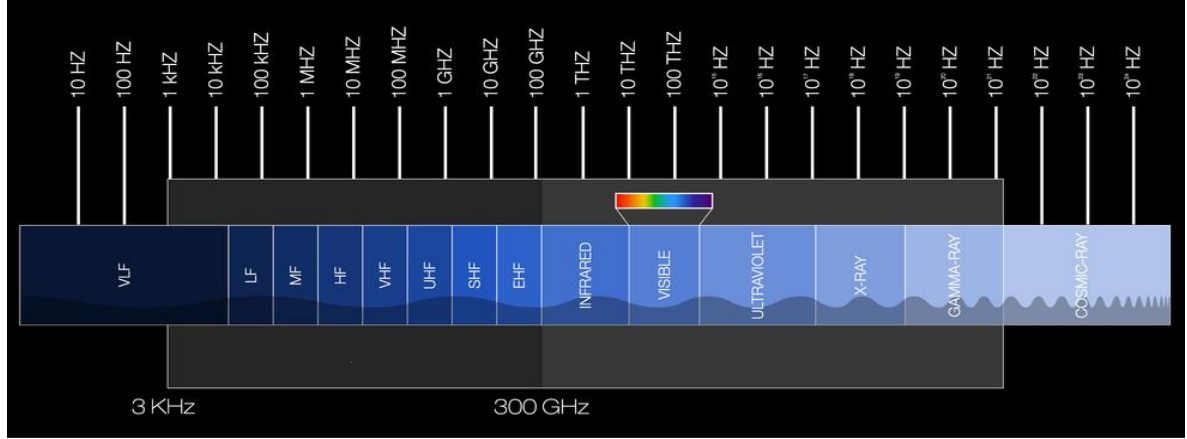
Orta irtifa yörünge (Middle Earth Orbit-MEO) yörüngedeki uydular yeryüzünden 2000 ile 35,780 km arasında değişen yüksekliklere göre yapan, LEO uydularına göre daha yavaş hareket eden ve bir tam turları yaklaşık olarak 12 saat süren uydulardır. Bu yörüngedeki uyduların kapsama alanları daha yüksek olduğu için, ayrıca daha tutarlı ve öngörülebilirliği daha yüksek olduğu için GPS sistemlerinde kullanılmaktadır. Örneğin, uçakların konumunu, tahmini varış sürelerini ve rötar süresi gibi verilerin cep telefonu ile takip edilebildiği uygulamalar verilerini bu uydulardan almaktadırlar.

2.3.3. Yüksek irtifa yörünge

Yüksek irtifa yörünge (High Earth Orbit-HEO) yörüngedeki uydular yeryüzünden 35,780 km yükseklikte bulunmaktadır ve LEO ve MEO uydularına göre daha yavaş dönme hızına sahiptirler. Dünyanın merkezinden 42,164km yukarı yönlü olarak uzaklaşıldığında (yeryüzünden 36,000km) dünyanın dönüş hızı ile uydunun, dünyaya göre dönüşü hızı tam olarak eşitlenmektedir. Bu tip uydulara jeosenkron (GEO) uydular denmektedir. Bu yörünge, sürekli olarak aynı alanı kapsadığı alıcı-verici antenler arası bağlantı sabit kaldığı için telekomünikasyon uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca sürekli olarak aynı noktadan görüntü alabilmesinden dolayı hava durumu takip ve değişim analizi çalışmalarında da bu yörünge kullanılmaktadır.

2.4. Elektromanyetik Dalga Yayılımı ve Özelliği

Uydu üzerinden veri iletiminin temelinde radyo dalgaları yatmaktadır. Bu dalga çeşidi, uydu haberleşme sistemlerinde gönderici tarafından yapay olarak üretilerek görüntü, ses, konum bilgisi gibi verileri yerde ya da uzayda veya ikisi de yerde veya ikisi de uzayda olan istasyonlar arasında bilgi transferi yapılmasını sağlar. Radyo dalgaları, elektromanyetik spektrum içerisinde yer alan bir dalga çeşididir. Elektromanyetik yayılım, dalgalar şeklinde uzayda yayılım yapabilen bir enerji türüdür. Elektromanyetik dalgalar değişik boylarda frekanslarda olabilirler ve dalga boylarına göre sınıflandırılırlar. Şekil 2.3'te elektromanyetik dalga spektrumu gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Elektromanyetik dalga spektrumu [19]

3 KHz ile 300 GHz arasında frekansa sahip olan dalga boyları radyo dalgaları olarak adlandırılırken, 300 GHz üzeri frekansa sahip dalgalar ise optik dalgalar olarak adlandırılmaktadır. Radyo sinyalleri kendi içlerinde de dalga boylarına göre adlandırılmışlardır. Bu adlandırma ITU tarafında tanımlanmış olup, tüm dünyada geçerliliği olan bir frekans bandı tanımlama yöntemidir [20]. Sinyal frekansı ile dalga boyu arasındaki ilişki Eş. 2.2’de verilmiştir.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.2)$$

Eş. 2.2’de c ışık hızını, f sinyal frekansını ve λ dalga boyunu göstermektedir. Buna göre, frekans arttıkça dalga boyu azalmaktadır.

Tüm sinyallerin hızı eşit kabul edilirken, dalga boyu ve frekans ters orantılı olarak hesaplanmaktadır. Bir sinyalin dalga boyu, dolayısıyla frekansı o sinyalin aynı zamanda karakteristiğine de etki etmektedir. İlerleyen başlıklarda detaylı olarak göreceğimiz üzere farklı frekanslara sahip sinyaller, aynı ortamdan farklı şekilde etkilenebilmektedirler.

Maxwell denklemleri elektromanyetik bir dalganın, yayılma karakteristiğine etki eden bir ortam içerisindeyken, zaman ve uzaya bağlı olarak elektrik alan E ve manyetik alan H arasındaki değişkenliği tanımlamaktadır [21]. Buna göre, zamanla değişen bir manyetik alan, bir elektrik alan oluştururken; zamanla değişen bir elektrik alan ise manyetik alan oluşturmaktadır. Bu iki alan arasındaki değişimler enerji tuttuğundan dolayı bir güç meydana getirmektedir. Maxwell denklemleri yayılma ortamını da içermektedir. Ortam

şartlarının da dahil edildiği elektrik alanı denklemi Eş. 2.3'te ve manyetik alan denklemi Eş. 2.4'te gösterilmiştir.

$$D = \varepsilon E \quad (2.3)$$

$$B = \mu H \quad (2.4)$$

Eş. 2.3'te D elektrik akı yoğunluğunu, ε dielektrik sabitini ve E ise elektrik alanı göstermektedir. Eş. 2.4'te B manyetik akı yoğunluğunu, μ manyetik geçirgenliği ve H ise manyetik alanı göstermektedir.

Sıkalar değerler, μ ve ε ortamın elektro-manyetik karakteristiğini belirlemektedir. Eş. 2.5'te serbest uzay (vakumsuz ortam) dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenliği verilmiştir. Eş. 2.5'te μ_0 manyetik geçirgenliği, ε_0 dielektrik katsayısını göstermektedir.

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}, \quad \varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ Fm}^{-1} \quad (2.5)$$

Buna göre, bir ortamın ya da bir maddenin bağıl dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenliği Eş. 2.6'da gösterilen şekilde hesaplanmaktadır.

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (2.6)$$

Eş. 2.6'da μ bağıl manyetik geçirgenliği, ε ise bağıl dielektrik sabitini göstermektedir.

Maxwell denklemleri, uzay ve zamanda 1.dereceden evrim denklemidir, aynı zamanda açık homojen uzayda simetrik olarak birleşmiştirler. Bu simetri hem elektrik hem de manyetik alan için uzay ve zamanda bağımsız harmonik çözümleri olan, 2.dereceden dalga denklemlerinin türetilmesini sağlamaktadır [21]. Eş. 2.7'de dalga denklemleri verilmiştir.

$$E = \bar{E} e^{j\omega t} e^{j2\pi\left(\frac{z}{w}\right)} \quad H = \bar{H} e^{j\omega t} e^{j2\pi\left(\frac{z}{w}\right)} \quad (2.7)$$

Eş. 2.7'de verilen $\bar{E}$ elektrik alanın kompleks genliğini, $\bar{H}$ manyetik alanın kompleks genliğini, w açısal salınımı, z dalganın yönünü vermektedir. Eş. 2.8'de açısal salınım formülü verilmiştir. Eş. 2.8'de verilen f radyo dalgasının frekansını göstermektedir.

$$\omega = 2\pi f \quad (2.8)$$

Eş. 2.2, Eş. 2.7 ve Eş. 2.8’de gösterildiği şekilde, karakteristiği faz, genlik ve frekans tarafından oluşturulan radyo dalgası, yine bu özelliklerinden bir ya da birden fazlası değiştirilerek modüle edilir ve alıcı istasyon ile gönderici istasyon arasında veri taşınmasını sağlar.

2.5. Uydu Frekans Bantları ve Özellikleri

Uydu haberleşmesinde değişik misyonlar ve uygulamalar için yıllar içinde değişik sistemler geliştirilmiş ve gereksinimler kapsamında değişik frekanslardaki, yani değişik dalga boyundaki radyo dalgalarıyla veri aktarımı yapılmıştır.

Uzay-yer istasyonu, uzay-uzay istasyonları arasındaki mesafe, ortam şartları, anten polarizasyonu, sistemlere entegre edilebilen maksimum anten çap genişliği gibi parametrelere bağlı olarak değişik dalga boyunda radyo dalgaları kullanılmıştır. Bu gereksinimler, zamanla uyduların görev yükü kapsamındaki frekans seçiminde olabildiğince kalıcı hale gelerek günümüzdeki kullanımlarına kadar ulaşmıştır.

2.5.1. Radyo dalgalarının sınıflandırılması

ITU tarafından tanımlanmış olan 10 temel radyo frekans aralığı bulunmaktadır. Elektrik Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (IEEE) ise bu radyo frekanslarının uydu haberleşmesi için kullanılan bant aralıklarını 9 alt frekans ayırmıştır. Her frekans aralığını, frekans değerleriyle tanımlamak kullanışlı bir yöntem olmadığından frekans aralıklarına göre sinyallerin karakteristik değişimlerinin kolayca sınıflandırılabilmesi ve uluslararası bir kullanım şekli oluşturabilmek için IEEE tarafından radar-frekans bantları standardı oluşturulmuştur [22]. Çizelge 2.1’de uydu haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bant aralıkları ve isimlendirmeleri verilmiştir.

Çizelge 2.1. Uydu frekans bantları ve isimlendirmeleri

Bant isimlendirmesi	Frekans aralığı
L	1 GHz - 2 GHz
S	2 GHz - 4 GHz
C	4 GHz - 8 GHz
X	8 GHz - 12 GHz

Çizelge 2.1. (devam) Uydu frekans bantları ve isimlendirmeleri

Bant isimlendirmesi	Frekans aralığı
K _u	12 GHz - 18 GHz
K	18 GHz - 27 GHz
K _a	27 GHz - 40 GHz
V	40 GHz - 75 GHz
W	75 GHz - 110 GHz

2.5.2. Yayılım yol kayıpları

İstasyonlar arasında yapılan veri iletiminde çeşitli kayıplar meydana gelmektedir. Uzak-yer istasyonu arasında meydana gelen kayıplar detaylı olarak ITU tarafından formüle edilmiştir [23]. Uzak-uzak ve uzak-yer istasyonlarında kayıplar ise yine ITU tarafından ayrı bir bölüm olarak ele alınmış ve incelenmiştir [24]. Bu kayıplardan bazıları atmosferik gazlar, yağmur, toz ve fırtına, çevresel koşullar ve parıldama olarak sayılabilir. Bu kayıplar dalga frekansına, coğrafi konuma ve yükseliş açısına bağlı fonksiyonlardır. Yayılma kayıplarının, bu tez kapsamında önemli görülen kısımları incelenmiştir.

Serbest uzak kayıpları

İki istasyonda bulunan antenlerin arasındaki mesafeye ve dalga boyuna bağlı olarak meydana gelen kayıplardır. Eş. 2.9'da serbest uzak kaybı (FSPL) formülü verilmiştir. $L_{f_{spl}}$ serbest uzak yol kaybını, R antenler arasındaki mesafeyi, f radyo dalga frekansını göstermektedir.

$$L_{f_{spl}} = 92.4 + 20 \log R + 20 \log f \quad (2.9)$$

Atmosferik kayıplar

Serbest uzak kaybı ideal ve homojen ortam şartlarında, ortamın kayıplara neden olmadığı durumu ele almaktadır fakat gerçek uzak haberleşme sistemlerinde, alıcı ve verici antenler arasında ortam kaynaklı kaybın olmadığı durum sadece iki uzak istasyonu arasında gerçekleşen iletimlerde mevcuttur. Uzak-yer istasyonu arasında ise durum bundan farklıdır. Atmosferin iyonize olmayan, troposfer gibi alt katmanları tüm frekanslar bantları için önem

taşımaktadır. Özellikle 10 GHz üzeri frekanslarda troposfer, Ka, Ku ve Q/V bant gibi yüksek frekans bant aralıklarında çalışan uydu telekomünikasyon sistemleri için ciddi etkilere sahiptir. 10 GHz altı frekans aralığında çalışan uydu sistemleri için ise atmosferik etkiler ihmal edilebilir durumdadır [23].

Yağmur kaynaklı zayıflama

Yüksek zayıflatma etkisine sahip oldukları ve sıklıkla meydana geldikleri için uydu haberleşme sistem tasarımlarında en önemli yayılma kaybı olarak değerlendirilirler [21]. Yağmur kaynaklı zayıflamalarda yağış hacmi ve yağışın oranına bağlı olarak birkaç desibelden onlarca desibele kadar zayıflama meydana gelebilmektedir. Yağışlar coğrafi konumlara bağlı olarak farklılıklar göstermektedir, ITU tarafından bölgelere göre yağış oranları ve dağılımları belirlenmiştir ve hat bütçe hesaplamalarında kullanılmaktadır [25]. Eş. 2.10'da yağış oranı ve frekansa bağlı olarak zayıflama formülü verilmiştir.

$$\gamma_R = kR^a \quad (2.10)$$

Eş. 2.10'da γ_R km başına dB cinsinden (dB/km) zayıflamayı, k ve a frekansa bağlı katsayıları ve R bölgenin yağış oranını göstermektedir.

Yüksek frekanslarda, yağmur kaynaklı zayıflama sinyaller üzerinde ciddi etkilerde bulunduğu için hat bütçe hesaplamalarında kritik bir parametre haline gelmektedir.

Çevresel koşullardan kaynaklı kayıplar

Gerçek uygulamalarda verici anten ile alıcı anten arasında bina, ağaç gibi çevresel faktörlere bağlı engelleyici cisimler bulunmaktadır. Bu cisimler, iki anten arasında gölgeleme etkisi (shadowing) yaparak, sinyal dalgasında sönümlenme, yansıma, kırılma ve dağılmalara neden olarak sinyal gücünde azalmaya sebebiyet verirler.

Diğer etki ise çoklu yol (multipath) oluşmasıdır. Bu durumda, yansıtıcı, engelleyici cisimler vericiden çıkan sinyalin, alıcı antene birden fazla yol ile ulaşmasına neden olurlar. Aynı sinyalin birden fazla kopyası alıcı taraftaki anten tarafından alındığı için yansıyan sinyallerin takip ettiği yolun uzunluğuna bağlı olarak esas sinyal güçlenmekte ya da zayıflamaktadır.

2.6. Hat Bütçesi

Her uydunun temel bir görevi mevcuttur. Bu görevin özelliğinden bağımsız olarak tüm istasyonlar için öncelikli amaç alınan ve gönderilen verinin sağlıklı olarak karşı tarafa iletilmesidir. Uydu telekomünikasyon sistemleri için “sağlıklı” veri transferi, sistem tarafından alınan verinin belirli bir kalitenin üzerinde olmasını garanti etmek olarak tanımlanabilir. Bu garantiyi sağlamak için olabilecek tüm şartlar göz önünde bulundurularak, kaynaklar en verimli şekilde kullanılmalıdır [26].

Alınan sinyalin, doğru bir şekilde tersine modüle edilebilmesi ve verinin güvenilir olabilmesi için gerekli koşul ise, alınan bir bitin enerjisinin, gürültünün ortalama gücünden daha yüksek olmasıdır. Yani, E_b/N_0 oranı, istenilen bit hata oranını (BER) sağlamak için gereken sınır değerinden daha yüksek olmalıdır. BER, toplam hatalı bitin, toplam gönderilen bit sayısına bölünmesiyle elde edilen bir orandır. Yüksek BER oranı, yüksek hata oranını verirken; düşük BER oranı düşük hata ile iletişimin gerçekleştiğini gösteren önemli bir parametredir.

Güvenilir veri iletimini sağlamak, kesintisiz ve verimli şekilde veri iletebilmek için hat bütçeleri hesaplarının doğru şekilde yapılması büyük önem taşımaktadır. Hat bütçesini oluşturan bazı değişkenler ilerleyen başlık altında detaylı olarak anlatılmıştır. Bunlar kazanç ve kayıp olarak iki temel sınıfa ayrılmaktadır. Kayıplar, önceki başlıklarda bahsedilen atmosferik gazlar, yağış, FSPL gibi verici anten tarafından gönderilen gücü azaltan etkenler olabilirken; kazançlar ise verici anten kazancı, alıcı anten kazancı, düşük gürültülü yükselteç (LNA) gibi gönderilen gücü artıran birimler olabilirler.

2.6.1. Hat bütçe hesabı

Hat bütçe hesabı, gönderilen sinyalin güç değerini ve yol kayıplarını kullanılarak, alınan sinyalin gücünü hesaplamada buna göre taşıyıcı sinyal frekansı, alıcı-verici anten kazançları, kullanılacak modülasyon ve kodlama seçimi gibi donanımsal ve yazılımsal sistem bileşenlerinin seçilmesinde kullanılan önemli bir hesaplama türüdür.

Etkin izotropik yayın gücü

Etkin izotropik yayın gücü (EIRP), izotropik bir anten tarafından sağlanan ve gücün her yöne eşit olarak yayılım yaptığı güç çeşididir [26]. Eş. 2.11’de anten gücü ve anten kazancına bağlı olarak EIRP formülü verilmiştir.

$$EIRP = P_R \times G_T \quad (2.11)$$

Eş. 2.11’de P_R anten gücünü, G_T ise anten kazancını göstermektedir. Yayılan güç, dc güce antenin yönlülüğüne ve büyüklüğüne bağlıdır.

Büyük anten çözümü hem ağırlık hem de kısıtlı yer imkanları sebebiyle uzay istasyonları için uygulanabilir bir çözüm değildir. Yer istasyonlarında kullanılan antenler, uzay istasyonlarının açığını kapatacak şekilde tasarlanmaktadır [26].

Sinyal güç akı yoğunluğu

Sinyal yayılım yönüne dik olan ve birim yüzeyden geçen sinyal güç miktarı olarak tanımlanmaktadır. Elektromanyetik dalgalar uzayda yol kat ettikçe güçleri de bununla ters orantılı olacak şekilde azalmaktadır. Eş. 2.12’de izotropik anten için, birim yüzeyden geçen sinyal güç akı formülü verilmiştir.

$$\varphi_i = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad (2.12)$$

Eş. 2.12 verilen, P_T gönderilen sinyal gücü gösterirken, R ise gönderici anten ile gücün ölçüldüğü nokta arasındaki mesafeyi göstermektedir. Formül (2.11)’de gösterildiği gibi yöne bağlı anten gücü, anten kazancı ile çarpılmaktadır. Eş. 2.13’te EIRP cinsinden, sinyal güç akı yoğunluğu formülü verilmiştir.

$$\Phi_a = \frac{G_T P_T}{4\pi R^2} = \frac{EIRP}{4\pi R^2} \quad (2.13)$$

Yerden, uzay istasyonuna doğru gönderilen sinyaller (uplink) yüksek frekanslı olduğu için daha yüksek odaklı ışın demetleri olarak iletilirler, bundan dolayı daha küçük anten çapına

sahip uzay istasyonları yeterli güçte sinyali alabilirler [26]. Bu da uzay istasyonlarına büyük çapta antenlerin koyulamaması problemine bir çözüm oluşturmaktadır.

Alına sinyal gücü

Alınan sinyal gücü, alıcı antenin sinyali toplayabildiği yüzey alanı, anten çapıyla doğru orantılıdır. Eş. 2.14'te alınan sinyal gücü formülü verilmiştir.

$$P_R = \frac{EIRP}{\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 R^2} \quad (2.14)$$

Eş. 2.14'te görüldüğü gibi alınan güç dalga boyuna, yani frekansa bağlı bir fonksiyondur. Alınan güç ayrıca, iki anten arasındaki mesafenin 2.kuvvetiyle ters orantılı olarak değişmektedir. Aynı EIRP değeri için yüksek frekanslardaki sinyaller için alınan güç değeri, düşük frekanslı sinyallere göre daha düşük olmaktadır. Bunun çözümü ise alıcı anten kazancını ya da EIRP değerini artırılmasıdır.

Sistem gürültü sıcaklığı

Sinyal yayılımı sırasında birçok kaynaktan sisteme gürültü olarak tanımlanan, istenmeyen sinyaller bant boyunca eklenmektedir. Bu gürültü türleri, gökyüzü ve atmosferik kaynaklı ve alıcı sıcaklığı kaynaklı olmak üzere iki temel sınıfı ayrılır [26]. Meydana gelen toplam sıcaklığa bağlı gürültü formülü Eş. 2.15'te verilmiştir.

$$N_0 = k T \quad (2.15)$$

Eş. 2.15'te k Boltzmann sabitidir ve değeri $1,38064852 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$ olarak tanımlanır, T ise toplam sıcaklığın K (Kelvin) cinsinden gösterimidir.

Bütçe Hesabı

Sistemin boyunca meydana gelen tüm kazanç ve kayıpların toplamı, taşıyıcı frekansınla gürültü spektral yoğunluğun dB cinsinden oranını (C/N_0) vermektedir. Bu oran CNR olarak gösterilir. Eş. 2.16 CNR oranı ve kazanç kayıp ilişkisi gösterilmiştir.

$$CNR = EIRP - L_A - L_{FSPL} + G_R - kT \quad (2.16)$$

Eş. 2.16'da L_A atmosferik kayıpları, L_{FSPL} serbest uzay yol kaybını, G_R alıcı anten kazancını, kT sistem gürültü sıcaklığını göstermektedir.

Taşıyıcı modülasyonu ile yapılan veri transferlerinde, alınan sinyal taşıyıcı gücünün, gürültü spektral yoğunluğa oranı C/N_0 ile bit başına düşen enerjinin gürültü spektral yoğunluğa oranı E_b/N_0 arasında matematiksel bir dönüşüm yapmak gerekmektedir. Eş. 2.17'de dönüşüm formülü verilmiştir.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} \frac{T_b}{R_b} = \frac{C}{N_0} \frac{1}{R_b} \quad (2.17)$$

Eş. 2.17'de T_b bir bitin alınması için geçen süreyi gösterirken, R_b ise bir taşıyıcı sembolü ile iletebilen bit sayısını göstermektedir.

Bu dönüşümden sonra dB cinsinden E_b/N_0 oranı için hesaplanan hat bütçesi formülü Eş. 2.18'de gösterilmiştir.

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_j = EIRP_j - L_A - L_{FSPL} + \frac{G_R}{T} - k - R_{b_j} \quad (2.18)$$

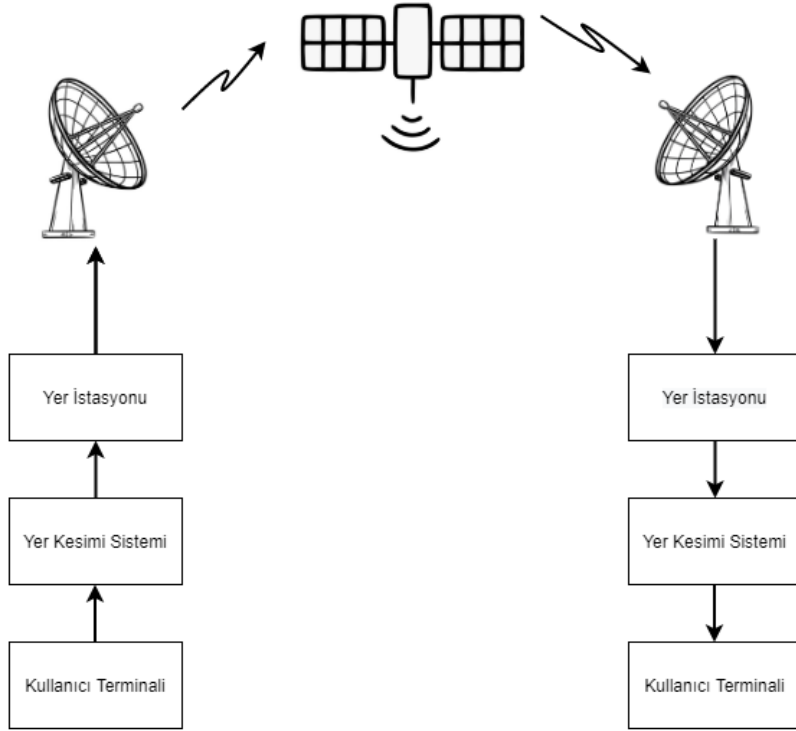
Eş. 2.18'de j alt indisi her bir kanalı göstermektedir.

3. DİJİTAL UYDU HABERLEŞME BİRLEŞENLERİ

Bu başlık altında dijital uydu haberleşmesi için gereken birleşenler ve bu birleşenlerin çalışma ve uygulanma prensipleri incelenmiştir. Öncelikle, fiziksel katman olarak adlandırılan ve verinin bir noktadan, başka bir noktaya aktarılması için gereken donanımlar verilmiştir. Sonrasında, bu verinin uygun ve doğru olarak aktarılabilmesi için gereken kodlama, modülasyon, frekans dönüştürme gibi yöntemler anlatılmıştır.

Uydular, kablolu haberleşmenin gerçekleştiremeyeceği kadar uzak noktalar arasında veya fiziki engeller sebebiyle kablosuz haberleşmenin gerçekleştirilemeyeceği iki istasyon arasında modüle edilmiş elektromanyetik dalgalar vasıtasıyla veri iletişimi gerçekleştirmek için kullanılırlar. Uydu üzerinden gerçekleştirilen veri transferi sırasında kullanılan hatlar yeryüzünden uyduya olan yukarı hat (uplink), uydudan yeryüzüne aşağı hat (downlink) ve uydular arasında (intersatellite) olmak üzere, verinin iletim yönüne göre 3 başlıkta sınıflandırılırlar. Bu tez kapsamında, sıklıkla kullanılan yukarı ve aşağı hatlar üzerinde durulmuştur.

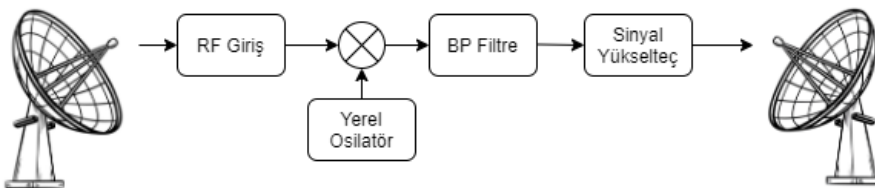
Uydu haberleşmesi iki temel birleşen üzerinden gerçekleştirilir. Bunlardan bir tanesi görev yükü ekipmanlarını, haberleşme ve kontrol için gerekli temel elektronik cihazların taşıyan uzay birleşenidir. Bir diğeri ise kullanıcı terminallerinden gönderilen ve alınan verileri, yine kullanıcı terminallerine ileten, alan ve uydu kontrolünün gerçekleştirildiği yeryüzü birleşenidir. Şekil 3.1’de genel hatlarıyla uzay ve yer istasyonları arası veri iletim yolu gösterilmiştir.



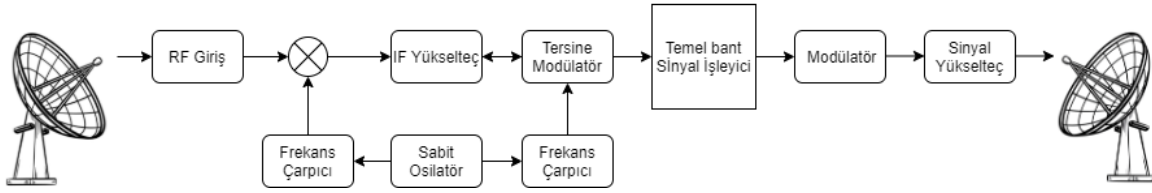
Şekil 3.1. İstasyonlar arası veri iletim yolu

Uydu haberleşmelerinde, aktif ve pasif olarak adlandırılan iki çeşit uydu tipi bulunmaktadır. Pasif uydular, yeryüzünden gelen sinyalleri güçlendirmeden, olduğu gibi geri yansıtmaktadır, bundan dolayı gönderilen sinyalin ancak bir kısmı alıcı antene ulaşabilmekte ve kayıplar meydana gelmektedir. Aktif uydularda ise yeryüzünden alınan sinyal yükselteçten geçirildikten sonra frekansı düşürülür ve alıcı istasyona gönderilir [27].

Uydu üzerinde bulunan ve sinyal güç yükseltmesi, frekans dönüşümü, filtreleme gibi işlemleri yapan birimlere aktarıcı (transponder) adı verilir. 2 temel aktarıcı çeşidi vardır. Bunlardan bir tanesi tekrarlayıcı (repeater), diğeri ise üretici (regenerative) aktarıcı olarak tanımlanmaktadır. Şekil 3.2’de tekrarlayıcı aktarıcı, Şekil 3.3’te ise üretici aktarıcı diyagramı verilmiştir.



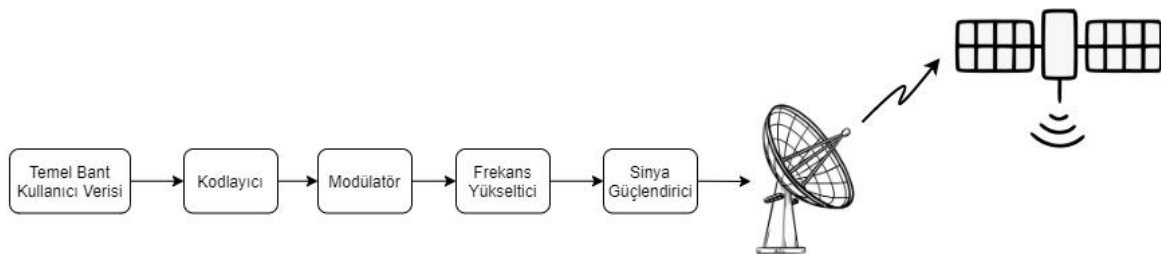
Şekil 3.2. Tekrarlayıcı aktarıcı diyagramı



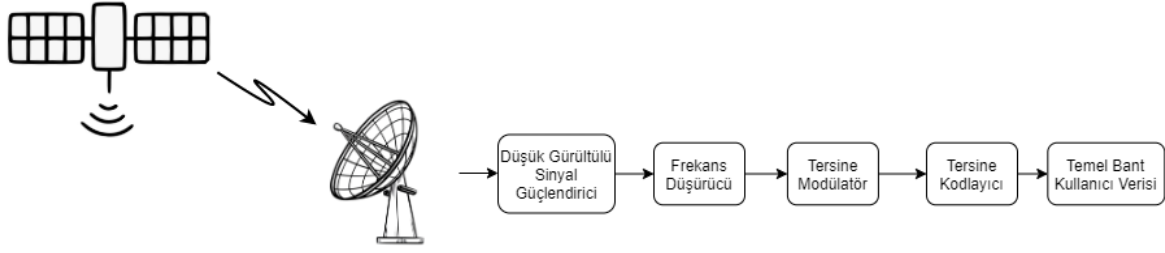
Şekil 3.3. Üretici aktarıcı diyagramı

Tekrarlayıcı aktarıcıya sahip uydularda alınan sinyalin frekansı düşürüldükten sonra bant-geçiren filtre (BP filtre) ile filtrelenir ve tekrar güçlendirilerek alıcı antene gönderilir. Üretici aktarıcıya sahip uydularda ise alınan sinyal tersine modüle edilebildiği için temel bant sinyale erişilerek uydu üzerinde veri tutma, veri işleme, veri yorumlama gibi işlemler uydu üzerinde gerçekleştirilebilir. Bu işlemlerden geçen veriler tekrar modüle edilerek güç yükseltecinden geçirilir ve yeryüzündeki alıcı istasyona gönderilir. Analog haberleşme sistemleri üretici tip aktarıcı kullanırken, dijital sistemler iki tipi de kullanabilirler [27].

Alıcı ve gönderici yer istasyonlarında ise kullanılabilen alan genişliği, anten ve diğer modüllerden kaynaklı ağırlıkların daha az önemli olması ve uzay koşullarına maruz kalmaması sebebiyle tasarımlar daha esnek olarak gerçekleştirilebilmektedir. Gönderici yeryüzü istasyonu, kullanıcıdan gelen ve yer kesimi sistemi tarafından aktarılan veriyi önce kodlar, daha sonra modüle eder, frekansını yükseltir ve kuvvetlendirerek uyduya gönderir. Uydudan yeryüzü alıcı istasyona gelen sinyal önce düşük gürültülü sinyal güçlendiricisiyle kuvvetlendirilir, sonra frekansı düşürülür, tersine modüle ve tersine kodlama işlemine tabi tutularak temel-bant sinyal olarak kullanıcıya aktarılır. Şekil 3.4'te gönderici yeryüzü istasyonu ve Şekil 3.5'te alıcı yeryüzü istasyonu diyagramları verilmiştir.

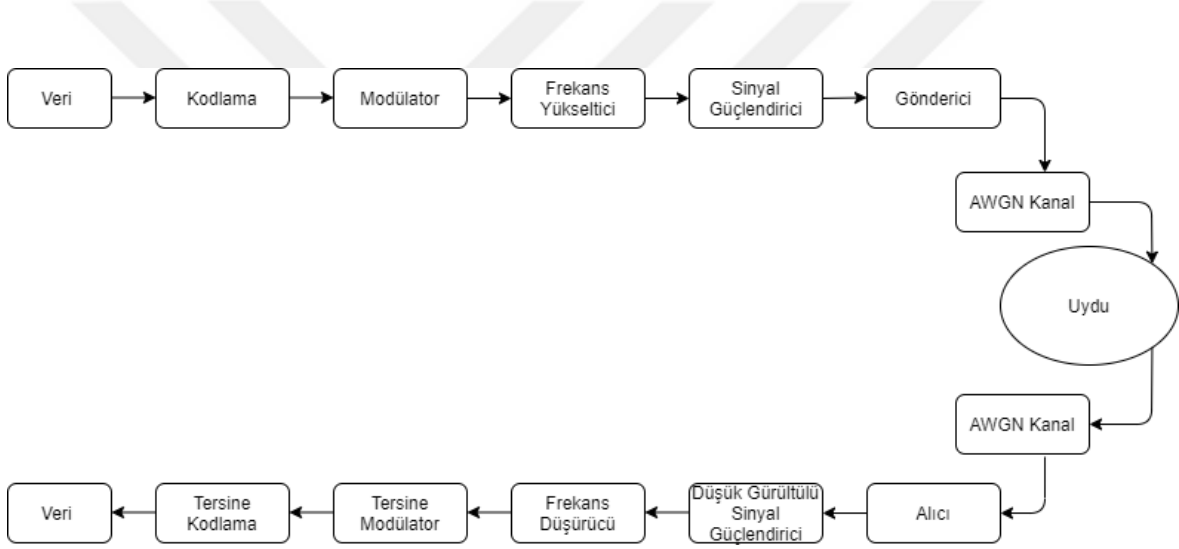


Şekil 3.4. Gönderici yeryüzü istasyonu diyagramı



Şekil 3.5. Alıcı yeryüzü istasyonu diyagramı

Uydu üzerinden, belirtilen iki nokta veya sınırları çizilmiş olan belirli alanlar arasında veri transferi yapmak için gerekli birleşenler yukarıda verilmiştir. Alıcı-gönderici yer istasyonları ve uydu istasyonu arasındaki veri iletişimini gösteren diyagram Şekil 3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.6. Alıcı-gönderici istasyonlar arasındaki veri iletişimi diyagramı

Verinin sağlıklı olarak aktarılması uydu ve tüm haberleşme sistemleri için önem taşımaktadır. Gönderilen sinyalin hem alıcı hem de gönderici tarafından doğru şekilde iletilmesi ve okunması için hem alıcı hem de gönderici tarafından uygulanması gereken bazı işlemler vardır. Haberleşme sistemlerinde bu işlemler, özel olarak tasarlanarak üretilmiş elektronik cihazlar ile gerçekleştirilmektedir. Haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici merkezler arasında senkronun sağlanabilmesi için bu cihazlar birbirlerine eşlenik ve tamamlayıcı olacak şekilde üretilirler. Örneğin, vericinin uyguladığı modülasyonu tersine modüle edebilmek için alıcı tarafta, verici tarafın kullandığı modülör cihazının matematiksel olarak tersini yapan cihaz bulunmalıdır. Bu tez kapsamında, ilerleyen başlıklar altında, veri transferi için gerekli olan işlemler anlatılmıştır.

3.1. Dijital Modülasyon

Uydu haberleşmelerinde modülasyon, bir taşıyıcı sinyalin, mesaj sinyalindeki veriye göre karakteristiğini değiştirerek mesaj verisini bir noktadan diğerine iletmesi şeklinde tanımlanmaktadır. Modülasyon çeşitleri analog ve dijital olarak iki temel gruba ayrılmaktadır. Bu başlık altında sadece, uydu haberleşmelerinde de kullanılan dijital modülasyon teknikleri anlatılmıştır.

Dijital modülasyon, kablosuz haberleşme ve uydu haberleşmeleri gibi bant-geçiren kanallarda taşıyıcı sinyalin genlik, faz ve frekans değerlerinden birinin veya birkaçının kombinasyonları şeklinde mesaj sinyaline göre değişmesi yöntemiyle gerçekleştirilir. Buna göre her bir dijital bant-geçiren modülasyon için özel bir polar koordinat gösterimi mevcuttur ve modülasyonlar, tek sembol ile iki ya da daha fazla bit gönderilmesine göre iki-seviye (binary) ya da M-seviye olarak (M-ary) iki sınıfa ayrılırlar [28]. Taşıyıcı sinyalin genliği değiştirilerek veri aktarımı yapılan modülasyon türüne genlik kaydırmalı modülasyon (Amplitude Shift Keying-ASK) adı verilir. Taşıyıcı sinyal fazı değiştirilerek veri aktarımı yapılan modülasyon türüyse faz kaydırmalı modülasyon (Phase Shift Keying-PSK) olarak adlandırılır. Taşıyıcı sinyalin, mesaj sinyaline göre frekansını değiştirdiği modülasyon türü ise frekans kaydırmalı modülasyon (Frequency Shift Keying-FSK) olarak tanımlanır. Modülasyon seviyelerine göre de başlarına binary ya da M-seviye ön eki eklenerek modülasyon seviyeleri sırasıyla BASK, BPSK, BFSK ya da M-ASK, M-PSK, M-FSK olarak kısaltılırlar. Bu tez kapsamında, haberleşmelerinde kullanılan, genlik ve fazın değişkenlerinin kombinasyonu olan Genlik ve Faz Kaydırmalı Modülasyon (APSK) da incelenmiştir.

M-seviye modülasyon türleri, kullanılan bant genişliğinin dar olduğu veya bant verimliliğinin yüksek olması istenilen uygulamalarda tercih edilmektedir. M-seviye modülasyon türleri, $M = 2^N$ adet farklı mesaj sinyali gönderebilme kabiliyetine sahiptir. N ise her bir mesajın barındırdığı bit sayısını göstermektedir. Her bir modüle edilmiş sinyal sembol deseni sadece bir adet mesaja aittir. Alıcıda bulunan tersine modülatör bu sembol desenini fark ederek hangi mesajın gönderildiğini tespit edebilmektedir. M-seviye modülatörler veri kaynağından gelen bit verileri N’li gruplara ayrılarak modüle etmektedir. Mesajı oluşturmak için geçen süre T_b , sinyal periyodu T_s arasında $T_s = T_b N$ ilişkisi vardır. Bit oranı $r_b = 1/T_b$ bit/saniyedir, sembol oranı $r_s = 1/T_s = 1/NT_b$ sembol/saniyedir.

Modüle edilmiş bir sinyal $T_s = NT_b$ süresince veri aktarır ve bu durumda, istenilen minimum bant genişliği değeri $1/T_s$ olarak belirlenir. T_s , T_b arasındaki oran göz önünde bulundurulduğunda M-seviye modülasyon, $1/N$ kadar daha az bant genişliğine ihtiyaç duymakta, bant verimliliği sağlanmaktadır. Bant verimliliği kazancı beraberinde bazı problemler de getirmektedir. Tersine modülasyon işleminde bit başına düşen enerji miktarı mesajın alıcı tarafından doğru okunabilmesinde önemli faktörlerden bir tanesidir. Sembol enerjisi sabit tutup, modülasyon seviyesi artırılırsa bit başına düşen enerji miktarını, mesaj sinyalinin tespiti için gerekli olan sınır değerinin altında kalacak ve bit hata oranında artış meydana gelerek ve veri transferinin güvenilirliği azalacaktır.

Dijital veri kaynağından gelen 0 ve 1 ikili sembollere göre taşıyıcı sinyal genlik, faz veya frekans değerlerini değiştirmektedir. Eş. 3.1’de taşıyıcı sinyal formülü verilmiştir.

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c) \quad (3.1)$$

Dijital modülasyonlar, Eş. 3.1’de verilen değişkenlere bağlı olarak adlandırılırlar. Buna göre A_c , taşıyıcı sinyalin genliğinin değişmesiyle yapılan modülasyona genlik kaydırmalı modülasyon, φ_c , fazın değişmesiyle yapılan modülasyona faz kaydırmalı modülasyon ve f_c , frekansın değişmesiyle yapılan modülasyona frekans kaydırmalı modülasyon denmektedir.

Analog kaydırmalı modülasyonlar için genel olarak Eş. 3.1’deki gösterim kullanılırken dijital kaydırmalı modülasyonlar için bir sembol süresi boyunca ölçülen bit enerjisi gösterimi tercih edilmektedir. Eş. 3.2’de dijital modülasyon genlik değeri verilmiştir. Formülde T_b bir sembol süresini göstermektedir.

$$A_c = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \quad (3.2)$$

Dijital modülasyonda, bant-geçiren modülasyon kabulü olarak adlandırılan ve taşıyıcı sinyalin frekansının, mesaj sinyali frekansından çok büyük olduğu kabul edilerek yapılan modüle edilmiş sinyalin gösterim şekli Eş. 3.3’te verilmiştir [28]. Bir taşıyıcı sinyalin, dijital mesaj sinyali tarafından modüle edilmesi formülü Eş. 3.4’te verilmiştir.

$$c(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \varphi_c) \quad (3.3)$$

$$s(t) = b(t)c(t) \quad (3.4)$$

Eş. 3.4'te $s(t)$ modülasyon sinyali, $b(t)$ mesaj sinyali ve $c(t)$ taşıyıcı sinyali göstermektedir. Eş. 3.3'te kolaylık için faz açısı $\varphi_c = 0$ olarak alınarak Eş. 3.3 ve Eş. 3.4 formunda gösterildiğinde modüle edilmiş sinyalin formül gösterimi Eş. 3.5'te verilmiştir.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.5)$$

Dijital modülasyonda bit başına gönderilen enerji formülü Eş. 3.6'da verilmiştir. Eş. 3.7'deki trigonometrik dönüşüm formülü kullanılarak Eş. 3.8 elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} E_b &= \int_0^{T_b} |b(t)|^2 dt \\ &= \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} |b(t)|^2 \cos^2(2\pi f_c t) dt \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\cos^2(2\pi f_c t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t)] \quad (3.7)$$

$$E_b = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |b(t)|^2 dt + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |b(t)|^2 \cos(4\pi f_c t) dt \quad (3.8)$$

Bant-geçiren modülasyon kabulüne göre $\cos(4\pi f_c t)$ sinüzoidal dalganın bir tam turu boyunca $|b(t)|^2$ sabit olarak alınmaktadır. Buna göre Eş. 3.9'da verilen integral denklemi sıfıra yakınsamaktadır [28]. Böylece Eş. 3.8, Eş. 3.10'da gösterilen hale dönüşmektedir.

$$E_b = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |b(t)|^2 \cos(4\pi f_c t) dt \approx 0 \quad (3.9)$$

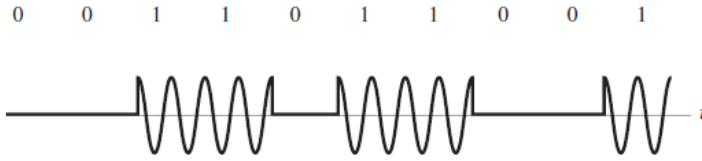
Eş. 3.9'dan görüleceği üzere modüle edilmiş sinyalin bit bazındaki enerjisi, mesaj sinyalinin bir periyot süresindeki enerjisine oranlanmış şekilde elde edilmektedir.

3.1.1. Genlik Kaydırmalı Modülasyon

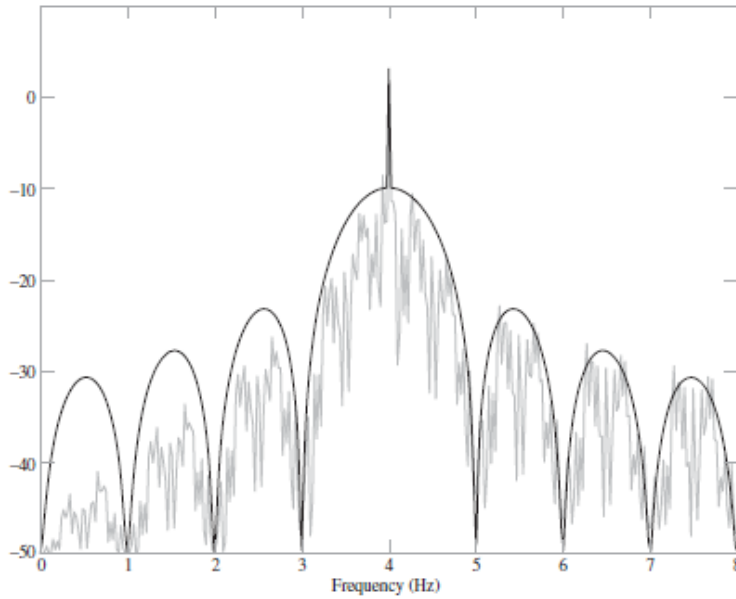
Mesaj sinyalinin ikili tabanda 0 ve 1 bitlerine karşılık olarak gönderdiği değere göre taşıyıcı sinyalinin genliğinin değişmesiyle oluşturulur. Mesaj sinyalinden gelen $\sqrt{E_b}$ değerinin 1 sembolünü ve 0 değerinin 0 sembolünü temsil ettiği kabul edildiğinde modüle edilmiş sinyal formülü Eş. 3.10’da verilmiştir.

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), & \text{sembol 1 için} \\ 0, & \text{sembol 0 için} \end{cases} \quad (3.10)$$

Şekil 3.7’de rastgele üretilen 0 ve 1 sembolleri için modüle edilmiş dalga şekli verilmiştir. Şekil 3.8’de ise 4 Hz frekansa sahip taşıyıcı ve 1 Hz frekansa sahip mesaj frekans ile oluşturulmuş sinyal spektrumu verilmiştir. Yatay eksen frekansları, dikey eksen gücü göstermektedir.



Şekil 3.7. Mesaj sinyaline karşılık genlik kaydırmalı modüle edilmiş dalga şekli



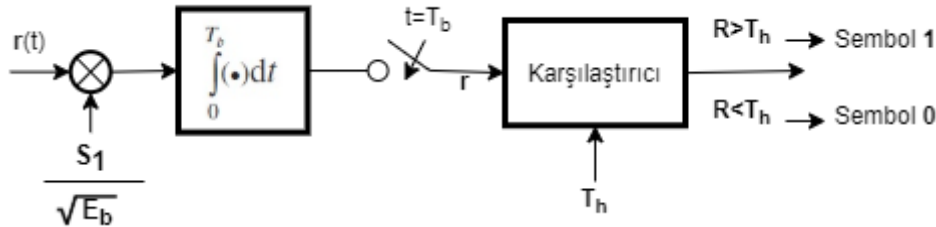
Şekil 3.8. Genlik kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]

Sembol 1 ve 0 için Eş. 3.10'da verilen modüle edilmiş sinyaller kanal üzerinden alıcı tarafa iletiildiği zaman hat boyunca bazı gürültü sinyallerine maruz kalmaktadır. Alıcı tarafta tersine modülasyon işlemi sırasında, bu gürültü sinyallerinin oluşturduğu enerji, sinyalin 0 veya 1 sembollerinden hangisi temsil ettiğine karar verilmesini zorlaştırmaktadır. Eş. 3.11'de toplanır beyaz gauss gürültüsü (AWGN) kanaldan geçmiş, alınan sinyal formülü verilmiştir. Formülde $w(t)$ ile zamana bağlı gürültü birleşeni gösterilmiştir. Bu karışıklığı gidermek ve uygun kararı vermek için belirlenen sınır değeri Eş. 3.12'de verilmiştir. Eşitlikte P_0 , P_1 değerleri sırasıyla 0 ve 1 sembollerin olasılıklarını göstermektedir.

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (3.11)$$

$$T_h = \frac{N_0}{2\sqrt{E_b}} \ln \left(\frac{P_0}{P_1} \right) + \frac{\sqrt{E_b}}{2} \quad (3.12)$$

Alınan sinyal üzerinde gerekli frekans dönüşümleri ve güçlendirme yapıldıktan sonra Şekil 3.9'da gösterilen devre diyagramı ile tersine modülasyon işlemine tabi tutulmuştur.



Şekil 3.9. Genlik kaydırmalı tersine modülasyon devre diyagramı

3.1.2. Frekans Kaydırmalı Modülasyon

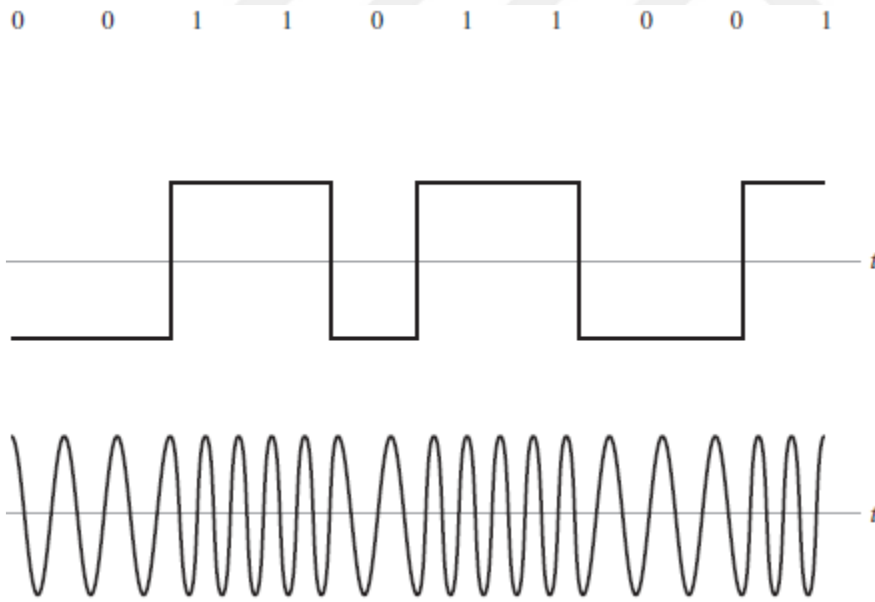
Mesaj sinyalinin ikili tabanda 0 ve 1 bitlerine karşılık olarak gönderdiği değere göre taşıyıcı sinyalin frekansının değişmesiyle oluşturulur. İkili-seviye ya da M-seviye mesaj sinyali gönderebilmektedirler. Her bir sembol frekansının temsil ettiği bit sayısı bir veya birden fazla olabilmektedir. Her bir mesajın bir bit sembolünü temsil ettiği modülasyona İkili frekans kaydırmalı modülasyon denirken, her bir mesajın birden fazla bit sembolünü temsil ettiği modülasyona M-seviye frekans kaydırmalı modülasyon denir.

İkili-seviye frekans kaydırmalı modülasyon (Binary frequency shift keying-BFSK)

BFSK, frekans kaydırmalı modülasyon türlerinin en düşük seviyeli olanıdır, s_1 değerinin 1 sembolünü ve s_2 değerini 0 sembolünü temsil ettiği kabul edildiğinde modüle edilmiş sinyal formülü Eş. 3.13'te verilmiştir. Verilen 0 ve 1 sembolleri için transfer edilen bit başına enerji miktarı aynıyken taşıyıcı sinyal frekansı değişmektedir.

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1), & \text{sembol 1 için, } i = 1 \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2), & \text{sembol 0 için, } i = 2 \end{cases} \quad (3.13)$$

0 sembolünden 1 sembolüne geçildiğinde veya tam tersi olduğunda modüle edilmiş sinyalin frekansı değişmektedir. Şekil 3.10'da rastgele üretilen 0 ve 1 sembolleri için modüle edilmiş dalga şekli verilmiştir.



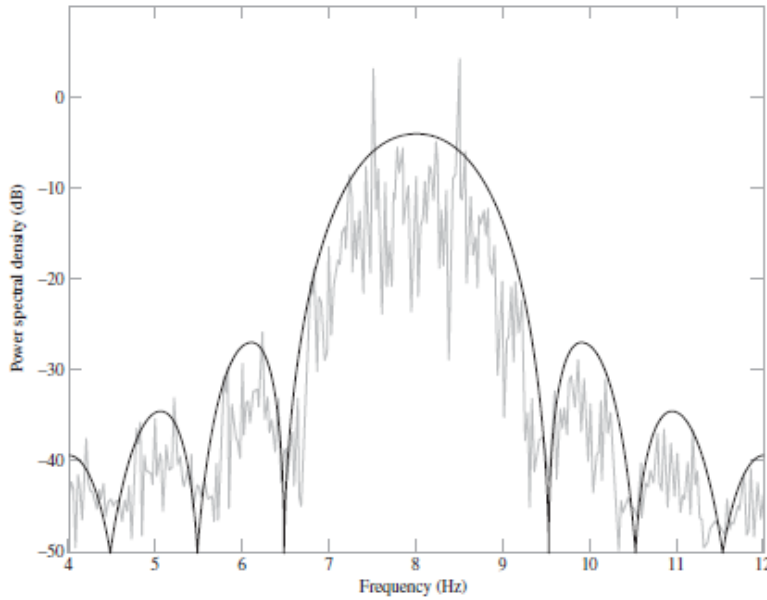
Şekil 3.10. Mesaj sinyaline karşılık genlik kaydırmalı modüle edilmiş dalga şekli

Sembol 0 ve 1 için kullanılan frekansların birbirlerine uzaklığı bit frekansının 2 katına eşittir ve modüle edilmemiş taşıyıcının frekansı, bu iki sembol için tanımlanan frekansın aritmetik ortalamasına eşittir [28]. Eş. 3.13'te ve Eş. 3.14'te sırasıyla sembol frekans hesap formülü hesabı ve bunların taşıyıcı frekansla olan ilişkileri verilmiştir. Formüllerde f_1 , sembol 0 frekansını, f_2 , sembol 1 frekansını göstermektedir.

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2T_b} \quad (3.14)$$

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (3.15)$$

8 Hz taşıyıcı ve 1 Hz mesaj sinyali frekanslarına sahip olan sinyaller ile oluşturulan modülasyon sinyali için frekans spektrumunda görülmesi beklenen frekans değerleri 8 Hz’de ana lob, taşıyıcı frekansın merkezi ve 7.5 ve 8.5 Hz’de ise modüle edilmiş sinyallerin frekanslarıdır. Şekil 3.11’de modüle edilmiş sinyalin frekans spektrumu gösterilmiştir.



Şekil 3.11. Frekans kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]

Eş. 3.14’te verilen formül, s_1 ve s_2 modüle edilmiş sinyallerin aynı fazda olmaları durumunda kullanılan bir eşitliktir. Aynı fazda olmamaları durumunda, sinyallerin birbirlerine olan dikliği bozulmaması için Eş. 3.16’da verilen minimum frekans aralığı eşitliği kullanılır. Formülde m frekans aralıklarının tam sayı cinsinden ifade etmek için kullanılmaktadır.

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{m}{T_b} \quad m = 1, 2, \dots \quad (3.16)$$

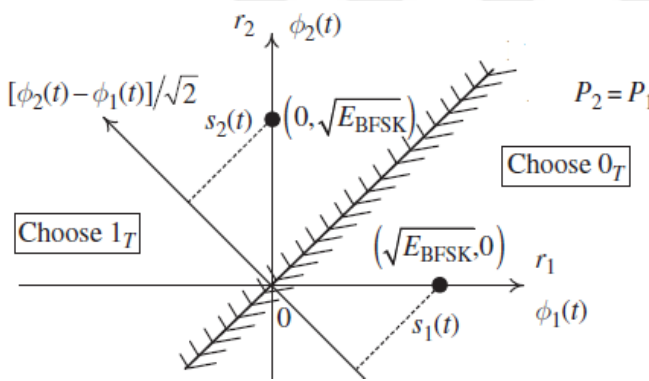
Buna göre sinyallerin dikken olarak kalması için gereken en az aralık, fazların eşit olduğu durumun en az iki katı olması gerektiğini göstermektedir [29]. Modüle edilmiş taşıyıcı frekans AWGN kanal üzerinden iletildiğinde, aynı genlik kaydırmalı modülasyonda olduğu

gibi kanal boyunca sinyal üzerine gürültü binecektir ve alıcı tarafta tersine modülasyon işlemlerinde hatalara neden olacaktır. Bunu engellemek ve iki sembolü birbirinden ayırmak için bir sınır değeri tanımlanmaktadır. Bu sınır değerini tanımlayabilmek için sinyaller iki dikey baz fonksiyonuna ayrılırlar. Eş. 3.17’de bu fonksiyonlar verilmiştir.

$$\phi_1 = \frac{s_1(t)}{\sqrt{E_b}} \quad \phi_2 = \frac{s_2(t)}{\sqrt{E_b}} \quad (3.17)$$

Baz fonksiyonları kullanılarak oluşturulan sınır değeri fonksiyonuna dik olarak çizilen çizgi, semboller için karar sınırını oluşturmaktadır [29]. Eş. 3.18’de sınır değeri fonksiyonu ve Şekil 3.12’de ise eşit olasılıklı olarak üretilen semboller için karar çizgisi verilmiştir.

$$T_h = (\phi_1 - \phi_2)/2 \quad (3.18)$$



Şekil 3.12. İkili-frekans kaydırmalı tersine modülasyon karar şeması [29]

M-seviye frekans kaydırmalı modülasyon (M-ary frequency shift keying modulation)

Dijital modülasyon tekniklerinin gelişmesiyle birlikte bir modülasyon sinyali sembolü ile birden fazla bit transferi gerçekleştirmek mümkündür. Bununla beraber bazı zorluklar da mevcuttur. Bu zorlukları aşmak için Eş. 3.19’da verilen formüle göre M-seviye frekans kaydırmalı modülasyon sinyalleri matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t), & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.19)$$

Eşitlikte T sinyal periyodunu, M modülasyon seviyesini göstermektedir. Gönderilen tüm sinyaller, faz durumlarının eşlenik olup, olmaması durumlarına göre Eş. 3.14 veya Eş. 3.16'ya göre birbirlerinden ayrılmış frekanslara, eşit periyot ve enerjiye sahiptirler. Eş. 3.19'da verilen modüle edilmiş sinyaller birbirlerine diktirler. Yani belirli bir alan altına kalan enerjileri toplamı sadece kendileri ile çarpıldıkları durumda sıfırdan farklı bir değere eşit olmaktadır. Diğer durumlarda ise bu çarpım sıfıra eşittir.

M-seviye frekans kaydırmalı modülasyonda, ikili-seviye tersine modülasyona benzer fakat farklı şekilde birimlik baz fonksiyonları tanımlanır. Bu fonksiyonlar sinyal sembolü nominal enerji değerine sahip olup Eş. 3.20'de gösterilmiştir. Eşitlikte E_s sembol enerjisini göstermektedir.

$$\phi_i = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_s}}, \quad i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.20)$$

M-seviye tersine modülatör, Eş. 3.11'de formüle edildiği şekilde AWGN kanaldan gelen gürültülü sinyalleri alarak Eş. 3.20'de verilen birimlik vektörler ile bu sinyallerin izdüşümünü oluşturur. İzdüşümü sinyalleri, varyansı $N_0/2$ ve ortalaması $s_i(t)$ tarafından belirlenen rastgele değişkenlerdir. Bu değişkenler istatistiksel olarak birbirinden bağımsız ve ilintisizdir [29]. Bu işlem yapılırken Eş. 3.21'de verilen formül kullanılmaktadır.

$$r_i = \int_0^{T_s} r(t) \phi_i dt \quad i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.21)$$

Oluşturulan izdüşümü sinyalleri kullanılarak karar verme mekanizması işletilir. Eğer mesaj sinyalleri eşit olasılıklı sinyallerse alıcı, minimum mesafeli alıcı gibi davranır [29]. Eş. 3.22'de minimum mesafe karar formülü verilmiştir.

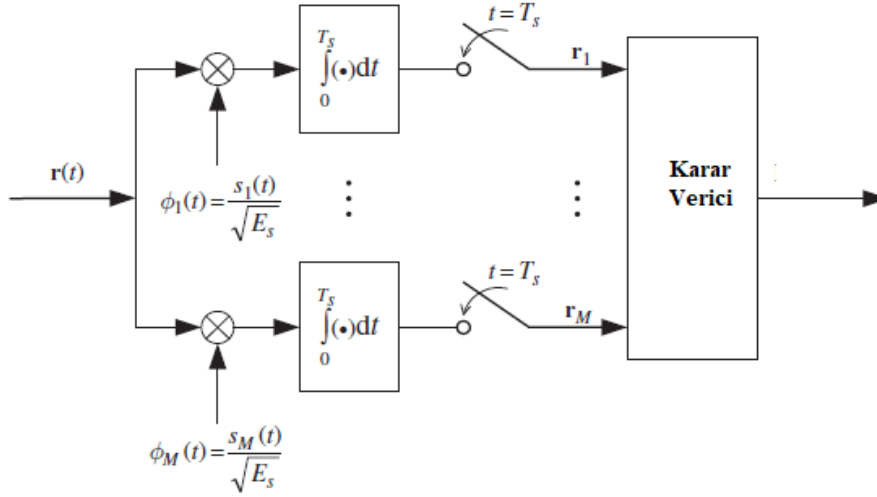
$$\sum_{k=1}^M (r_k - s_{ik})^2 < \sum_{k=1}^M (r_k - s_{jk})^2 \quad j = 1, 2, \dots, M; j \neq i$$

$$s_{ik}(t) = \begin{cases} \sqrt{E_s}, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad s_{jk}(t) = \begin{cases} \sqrt{E_s}, & j = k \\ 0, & j \neq k \end{cases} \quad (3.22)$$

Eşitlikte r_k alınan k. Sinyali, s_{ik} i. baz fonksiyonu, s_{jk} j. baz fonksiyonu göstermektedir. Bu durumda, i ve j indislerinin eşit olmaması halinde çarpanın sıfır olmasından dolayı karar verme mekanizması Eş. 3.23'te verilen şekle indirgenebilir.

$$(r_i - \sqrt{E_s})^2 + r_j^2 < r_i^2 + (r_j - \sqrt{E_s})^2 \quad (3.23)$$

Alınan bir sembol için, elektronik devreler tarafından matematiksel olarak yapılan tersine modülasyon ve karar verme mekanizmasının diyagramı Şekil 3.13'te verilmiştir.



Şekil 3.13. M-seviye frekans kaydırmalı tersine modülasyon karar mekanizması

3.1.3. Faz Kaydırmalı Modülasyon

Mesaj sinyalinin ikili tabanda 0 ve 1 bitlerine karşılık olarak gönderdiği değere göre taşıyıcı sinyalin fazının değişmesiyle oluşturulur. İkili-seviye ya da M-seviye mesaj sinyali gönderebilmektedirler. Her bir sembol fazının temsil ettiği bit sayısı bir veya birden fazla olabilmektedir. Her bir mesajın bir bit sembolünü temsil ettiği modülasyona İkili faz kaydırmalı modülasyon denirken, her bir mesajın birden fazla bit sembolünü temsil ettiği modülasyona M-seviye faz kaydırmalı modülasyon denir.

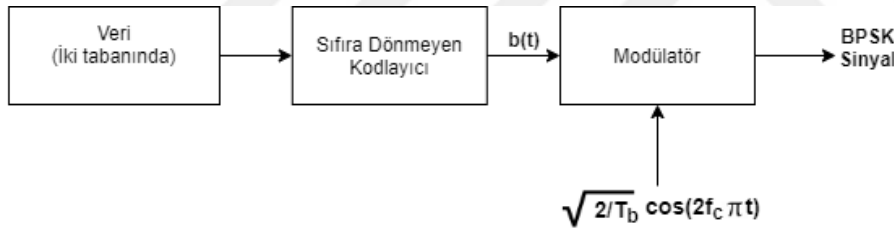
İkili-seviye faz kaydırmalı modülasyon (Binary phase shift keying-BPSK)

BPSK, faz kaydırmalı modülasyon türlerinin en düşük seviyeli olanıdır, s_1 sinyalinin 1 sembolünü ve s_2 sinyalinin 0 sembolünü temsil ettiği kabul edildiğinde modüle edilmiş sinyal formülü Eş. 3.24'te verilmiştir. Verilen 0 ve 1 sembolleri için transfer edilen bit başına enerji miktarı aynıyken taşıyıcı sinyal fazı değişmektedir.

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), & \text{sembol 1 için, } i = 1 \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), & \text{sembol 0 için, } i = 2 \end{cases} \quad (3.24)$$

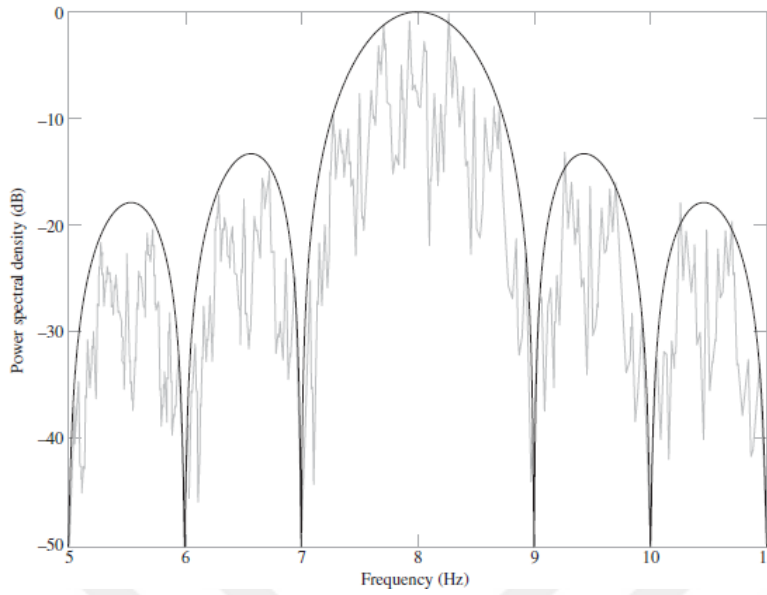
0 sembolü, 1 sembolünün trigonometrik gösterimine göre 180 derece faz kaydırılmış hali olarak tanımlanır. BPSK modülasyonda, modüle edilmiş dalga şekli genliği sürekli olarak $\sqrt{E_b/2T_b}$ değerinde sabittir. Bu durumun sonucu olarak bit başına gönderilen enerji miktarı ve dolayısıyla ortalama enerji miktarı sabittir. Dalga şekil tespit metodu bu modülasyon türü için geçerli olmamaktadır, bunun yerine eş fazlı tespit metodu kullanılmalıdır [28].

Bit bazında gelen veriler sıfıra dönmeyen kodlayıcı (NRZC) tarafından 1 sembolü için pozitif değer, 0 sembolü için negatif değer olarak üretilerek modülatöre yollanırlar. Burada NRZC'den gelen sinyal verileri taşıyıcı sinyale bindirilerek BPSK sinyale çevrilirler. Şekil 3.14'te BPSK modülatör akış diyagramı verilmiştir.



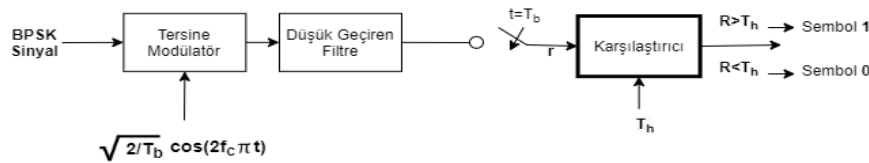
Şekil 3.14. BPSK modülatör akış diyagramı

8 Hz taşıyıcı ve 1 Hz mesaj sinyali frekanslarına sahip olan sinyaller ile oluşturulan modülasyon sinyali için Şekil 3.15'te frekans spektrumu gösterilmiştir. BASK modülasyon frekans spektrumu ile BPSK modülasyon frekans spektrumu arasında görünen temel fark taşıyıcı frekansın BPSK modülasyonda bastırılmış olmasıdır. Taşıyıcı frekansın bastırılmış olması BPSK sinyalinin dalga şekli ile tespitine imkân vermemektedir.



Şekil 3.15. Faz kaydırmalı modülasyon güç spektrum yoğunluğu [28]

Modülasyon işlemi tamamlanmış sinyal AWGN kanal üzerinden alıcı antene doğru gönderilir. Diğer modülasyon türlerinde de olduğu gibi kanal boyunca sinyal, gürültü sinyallerine maruz kalarak bozulur. Alıcı anten tarafından alınan modüle edilmiş sinyal, tersine modülasyon işlemi için dört temel adımdan geçirilir. İlk olarak, sinyal tersine modülatör modülünde taşıyıcı sinyal ile çarpılarak temel bant sinyal haline dönüştürülür. Daha sonra düşük geçiren filtre yardımıyla istenmeyen frekans aralıkları sinyal üzerinden temizlenir. Bir sonraki adımda sinyal, örneklenir ve karar modülüne aktararak 0 veya 1 sembollerinden hangisi olduğuna karar verilir. Şekil 3.16’da BPSK tersine modülatör akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.16. BPSK tersine modülatör akış diyagramı

Yukarıda adımları anlatılan sistem, faz uyumlu BPSK tersine modülatörler tarafından kullanılan akışa aittir. Faz uyumu, gelen sinyalin fazı ile alıcı tarafında bulunan ve tersine modülatör modülünde kullanılan sinyalin fazlarının senkron olduğu durumdur. BPSK dalga şeklinden tespit edilemediğinden dolayı faz uyumunu sağlamak için faz-eşlenik döngü (PLL) sistemleri kullanılır.

M-seviye faz kaydırmalı modülasyon (M-ary phase shift keying modulation-MPSK)

Özellikle uydu haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan modülasyon tekniklerinden bir tanesi MPSK modülasyondur. Bir sinyal aralığı boyunca taşıyıcı fazı, mesaj sayısı M kadar farklı değer alabilir, bu değerlerden her biri, bir mesaj sinyalini temsil etmektedir. Eş. 3.25'te MPSK modülasyon türü ile modüle edilmiş sinyal formülü verilmiştir.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} i \right), \quad 0 \leq t \leq T_s ; i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.25)$$

Modüle edilmiş i. sinyal, trigonometrik dönüşümle sinüs ve kosinüs birleşenlerine sahip şekilde genişletilebilir. Eş. 3.26'da modüle edilmiş sinyalin trigonometrik açılımı gösterilmiştir.

$$s_i(t) = \left[\sqrt{E_s} \cos \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right] \left[\sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \right] - \left[\sqrt{E_s} \sin \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right] \left[\sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \right] \quad 0 \leq t \leq T_s ; i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.26)$$

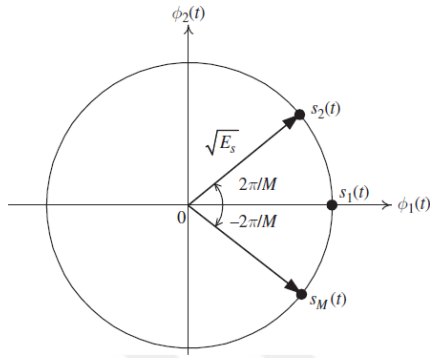
Formülde verilen $\sqrt{E_s} \cos \left(\frac{2\pi}{M} i \right)$ ve $-\sqrt{E_s} \sin \left(\frac{2\pi}{M} i \right)$ katsayılar sırasıyla eş-evre (in-phase) ve dördün (quadrature) birleşenleri olarak adlandırılır. Buna bağlı olarak, MPSK modülasyon eş-evre ve dördün birleşenlerinin, ayırık sinyal enerjisinin sürekli olarak $\sqrt{E_s}$ değerinde tutacak şekilde ilişkisi vardır [28]. Modüle edilmiş her bir mesaj sinyali iki bileşenli birimdik baz vektörleri cinsinden ifade edilebilir. Eş. 3.27'de baz vektörlerin formülü verilmiştir.

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad \phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.27)$$

Gönderilen i. sinyalin katsayıları, Eş. 3.27 kullanılarak formüle edildiğinde Eş. 3.28'de verildiği şekilde çıkmaktadır.

$$s_{i1} = \sqrt{E_s} \cos \left[\frac{(i-1)2\pi}{M} \right], \quad s_{i2} = \sqrt{E_s} \sin \left[\frac{(i-1)2\pi}{M} \right] \quad (3.28)$$

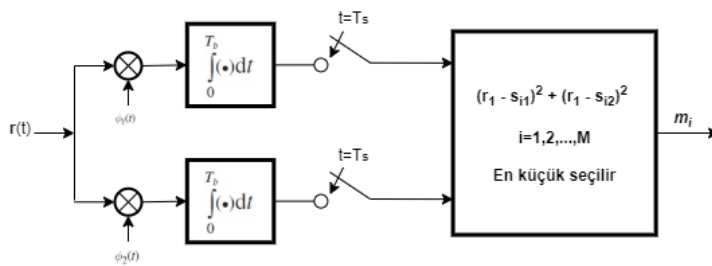
Modüle edilmiş sinyal eş-faz ve dördün katsayılarının karelerinin toplamının karekökü geometrik olarak yarıçapı $\sqrt{E_s}$ olan bir çember etrafında $\frac{2\pi}{M}$ aralıklarla yerleşmiş mesaj sinyallerini gösterecektir. Şekil 3.17’de MPSK modülasyona uğramış mesaj sinyallerinin çember çevresine yerleşimi gösterilmiştir. Bu yerleşime sinyal uzayı denilmektedir.



Şekil 3.17. MPSK sinyal uzayı [28]

Alıcı tarafta bulunan tersine modülatör AWGN kanaldan gelen MPSK sinyali tersine modüle ederek içerisindeki mesaj sinyalini elde etmek için MFSK modülasyona benzer bir yöntem uygular. Her sinyal birleşeninin ayrı ayrı izdüşümü fonksiyonları çıkartılır ve en-kısa mesafe karar verme yöntemiyle uygun mesaj seçilir. Eş. 3.29’da izdüşümü fonksiyonları gösterilmiştir. Şekil 3.18’de MPSK tersine modülasyon blok diyagramı verilmiştir.

$$r_1 = \int_0^{T_s} r(t)\phi_1 dt, r_2 = \int_0^{T_s} r(t)\phi_2 dt \quad (3.29)$$



Şekil 3.18. MPSK tersine modülasyon blok diyagramı

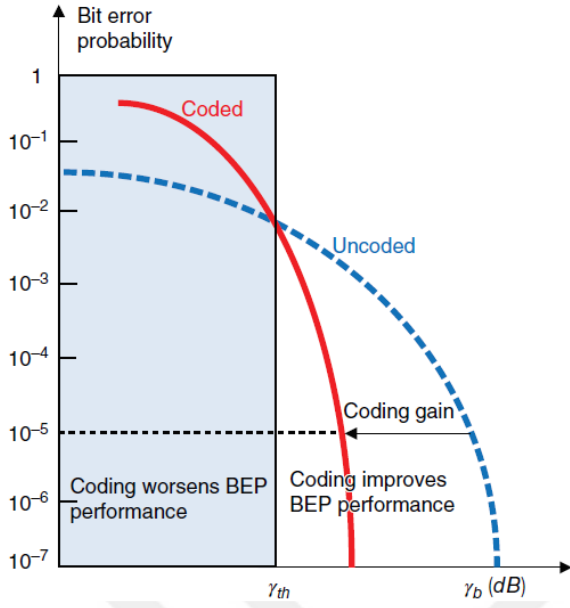
3.2. Kanal Kodlama

Tüm haberleşme sistemlerinde olduğu gibi uydu haberleşme sistemlerinde de öncelikli amaç verinin güvenilir olarak alıcı tarafa aktarılmasıdır. Bunun için sistem tasarımı yapılırken

kanal kodlama gibi veri güvenilirliğini artırıcı birleşenler eklenir. Dijital haberleşme sistemlerinde veri, bit ile ilişkilendirildiği için bit başına düşen enerji miktarı alıcı tarafın, gönderici tarafından gönderilen verileri doğru şekilde okuması önem taşımaktadır. Bit başına düşen enerji miktarının kanal gürültüsüne oranı E_b/N_0 , önceki başlıklarda belirttiği üzere, kanal boyunca maruz kaldığı zayıflatıcı etkenlere ve kanal gürültüsüne direkt olarak bağlıdır. E_b/N_0 oranının değiştirilemediği ya da artırılmadığı durumlarda hata kontrol kodları veri güvenilirliğini artırmada önemli rol oynamaktadır. Kodlama, kaynak kodlama ve kanal kodlama olarak ikiye ayrılırlar. Kaynak kodlama, veri içerisindeki gereksiz bitleri kaldırarak daha en az veri kaybı ile en yüksek iletim oranını sağlamaya çalışır. Kanal kodlamaysa sinyal zayıflamalarından kaynaklı olarak oluşabilecek hataları en aza indirmek amacıyla kullanılmaktadır [30]. Bu tez kapsamında sadece bazı kanal kodlama türleri incelenmiştir.

Kanal kodlama, bilgi verisine ek olarak eşlik biti eklenerek yapılmaktadır. Seçilen kodlama türüne göre eşlik biti (parity bit) ekleme yöntemi de değişmektedir. Kodlama yöntemine göre alıcı tarafta bulunan tersine kodlayıcı, hatalı bitleri sadece tespit edebilir veya hatalı bitleri bulduktan sonra bunları düzeltebilir. Kanal kodlama ile eşlik biti de gönderildiği için bant genişliği gereksinimi de artmakta, buna karşılık hata oranı azalmaktadır.

Birçok gerçek uygulamada zaman ve hız önemli bir kavram olduğu için kodlanmış veri ile kodlanmamış verinin gönderilme süresi eşit olacak şekilde uygulama yapılmaktadır. Bundan dolayı kodlanmış bit periyodu, kodlanmamış bit periyodundan daha kısa olmaktadır. Bunun sonucunda kodlanmış bit başına düşen enerji, kodlanmamış bit başına düşen enerjiden daha düşük olacağı için alıcı tarafta hata ihtimali artmaktadır fakat belirli bir sınır değer üzerinde E_b/N_0 oranı için bu hatalar eşlik bitleri tarafından düzeltilir. Sınır değer altında kalan E_b/N_0 oranı için ise bu düzeltme işlemi mümkün olmamaktadır [30]. Şekil 3.19’da kodlanmış ve kodlanmamış bit hata olasılık karşılaştırma grafiği verilmiştir.



Şekil 3.19. Bit hata olasılık grafiği ve kodlama kazancı [30]

Grafikten de görüleceği üzere sınır enerji değeri altında kalan kodlanmış bitler için hata olasılığı artmaktadır. Sınır üstünde ise hata oranı azalmakta ve enerji verimliliği sağlanabilmektedir. Sınır enerji değerinin üzerinde olan bir noktaya karşılık gelen hata olasılık değeri kodlanmış bit için, kodlanmamış bite göre daha düşük bir enerji ile elde edilebildiği görülmektedir. Kodlanmış ve kodlanmamış enerji değerlerinin dB cinsinden farkı kod kazancı olarak adlandırılmaktadır. Eş. 3.30’da kod kazancı formülü verilmiştir, formüle γ_{ucb} kodlanmamış, γ_{cb} kodlanmış enerji değerini göstermektedir. Artırılan bant genişliği karşılığında enerji verimliliği artmış ve hata olasılığı azalmıştır.

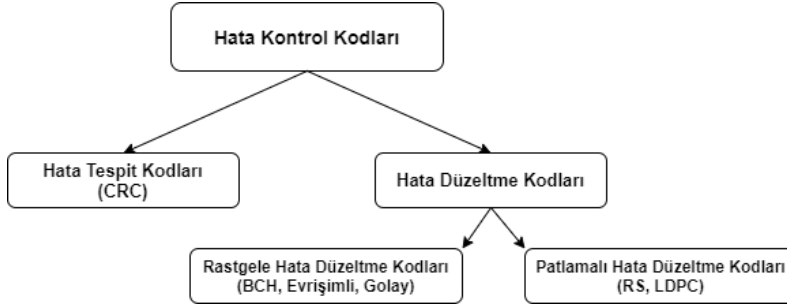
$$G_C = \gamma_{ucb} - \gamma_{cb} \text{ (dB)} \quad (3.30)$$

Hata kontrol kodları iki temel şekilde adlandırılırlar. Bunlardan bir tanesi hata tespit kodlamadır (error detection coding) ve sadece bilgi biti içerisinde bulunan hataları tespit edebilirler. Daha az eşlik biti gerektirdikleri için daha az bant genişliği gereksinimi vardır. Diğer kodlama türü ise hata düzeltme kodlamadır (error correcting coding), ayrıca ileri hata düzeltme kodlama (forward error correction coding-FEC) olarak da bilinirler. Hata ve hatanın yerini tespit ettikten sonra bu hatalı bitleri düzeltebilirler. Daha fazla eşlik biti olduğu için daha fazla bant genişliği gereksinimi oluştururlar.

Bilgi bitleri, hata tespiti için kullanılan eşlik bitleri eklenerek çerçeve şeklinde alıcıya gönderilirler. Alıcının, gönderici ile senkron olması, veri ve eşlik bitlerini ayırt edebilmesi ve hata kontrolü için bitlerin belirli bir düzen ile yerleştirilmesine çerçeve adı verilmektedir. Hata tespit kodlamada alıcı, gelen çerçeveyi kontrol eder ve eğer veri bitlerinde ya da eşlik bitlerinde hata bulursa hatayı düzeltemediği için o çerçeveyi düşürerek alıcıdan, geri besleme hattı üzerinden, yeni çerçeve göndermesini talep eder [30]. Bu durum tüm bitlerin doğru olarak okunabildiği çerçeve gelene kadar gönderici ile alıcı arasında devam eder. Yeni çerçeve talebi ve gönderimi gecikmelere neden olan bir işlemdir. Ayrıca geri besleme hattının olmadığı veya kanal yapısından kaynaklı olarak çerçevenin birçok defa tekrar gönderim sonrasında doğru şekilde iletilebildiği sistemlerde tekrar gönderim yöntemi kullanışlı olmamaktadır. FEC kodlama yönteminde ise hata tespiti ve düzeltilmesi eşlik bitleriyle yapılabildiğinden dolayı tekrar çerçeve gönderim yöntemine daha az ihtiyaç duyulmaktadır. FEC kodlamalar, kullanılan bant genişliğini artırdığından yukarıda bahsedilen yönlerden avantaj sağlarken bant verimliliğinde azalmaya neden olmaktadır. FEC kodlamalar, daha fazla bant genişliği karşılığında, hata düzeltme yetenekleri sınırlı olsa da daha fazla hatalı bit tespiti yapıp daha az zaman gecikmesi sağlamaktadır [30].

FEC kodlama yöntemleri blok kodlama ve evrişimli kodlama olarak iki temel gruba ayrılmaktadır. Blok kodlama yönteminde k -adet bilgi bitine sahip blok alınarak, n -adet bite sahip mesaj koduna çevrilir. Bu kodlama (n, k) şeklinde gösterilir, n değeri k değerinden büyüktür ve n değeri ile k değerinin matematiksel farkı eşlik bit sayısını vermektedir. Alıcı tarafta bulunan tersine kodlayıcı n -bitlik kod-kelimesini alarak olabilecek tüm kod-kelimeleriyle karşılaştırır ve gönderilen mesaj kodunu tahmin etmeye çalışır. Evrişimli kodlamada (convolution coding) ise aynı anda birçok bilgi bitine eşlik bitleri eklenerek oluşturulmaktadır. Evrişimli kodlama yöntemi, sıralı bitlerin, kodlayıcının dürtü tepkisi ile ayırık zamanlı olarak evrişim (convolutional sum) işlemine tabi tutulması olarak düşünülebilir [30].

Sistem gereksinimlerine, kanal yapısına, sistemi oluşturan yapıların kabiliyetlerine ve uygulama ihtiyaçlarına göre hata kontrol kodları değişiklik göstermektedir. Şekil 3.20'de hata kontrol kodlarının sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 3.20. Hata kontrol kodlarının sınıflandırılması

Çevrimsel fazlalık denetimi kodları (cyclic redundancy check) yüksek seviyede hata tespit etme yeteneğine sahiptirler. Hata düzeltme kodları ise AWGN kaynaklı olarak rastgele meydana gelen hataları ve gölgeleme (shadowing), zayıflama (fading) kaynaklı meydana gelen patlama hatalarını (burst error) düzeltmede iyi performans sergilemektedirler.

Şekil 3.20’de görüleceği üzere rastgele meydana gelen hataları düzeltmek için Bose-Chaudhuri ve Hocquenhem (BCH) kodlama ve evrişimli kodlama sıklıkla kullanılmaktadırlar. Reed-Solomon (RS) ve Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol kodlama (Low Density Parity Check-LDPC) yöntemleri ise patlamalı hataları düzeltme için kullanılan etkili kodlama yöntemleridir.

Tez kapsamında LDPC kodlama yöntemi anlatılmıştır. LDPC kodlama yöntemi dışında, lineer blok kodlar ve evrişimli kodlara da genel hatlarıyla yer verilmiştir.

3.2.1. Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodlama

LDPC kodlama, blok kodlama türünün daha düşük yoğunluğa sahip olan türüdür. LDPC kodlama hem kodlama hem de tersine kodlama yönünden yüksek verimliliğe sahip olduğu ve Shannon limit değerlerine yakın performans gösterebildikleri için oldukça ilgi görmektedir [31]. LDPC tersine kodlama yöntemi, maksimum benzerlik yöntemi kullanan diğer blok kodların aksine, yineleme döngüleri (iteration) kullandığı için diğer blok kodlarından ayrılmaktadır [32].

Blok kodlar k-bitlik mesaj verisini, eşlik bitleri kullanarak n-bitlik kod-kelimelerine çevirirler. Kod-kelimeleri oluşturulurken bir veya daha fazla eşlik biti kullanılarak kod-

kelimesi meydana getirilir. Bir mesaj kelimesini içeren k adet bit ile 2^k farklı mesaj-kodu meydana getirilebilir. Bu mesaj-kelimeleri ve eşlik bitleri kullanılarak 2^n farklı kod-kelime oluşturulabilmektedir. Eş 3.31’de mesaj-kodları ve kod-kelimesi içerisinde bulunan bit dağılımı verilmiştir. Formülde c_i kod-kelimelerini, b_i eşlik bitlerini, m_i mesaj bitlerini göstermektedir.

$$\begin{aligned}
 m &= [m_0, m_1, \dots, m_k], \quad m_i \in \{0,1\} \\
 c &= [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{n-1}] \\
 c_i &= \begin{cases} b_i, & i = 0, 1, \dots, n - k - 1 \\ m_{i+k-n}, & i = n - k, n - k + 1, \dots, n - 1 \end{cases} \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

Bu eşitlikte belirtilen $n - k$ adet eşlik biti, sistem tarafından daha önceden kullanılması planlanan kodlama kuralına göre belirlenir ve kod-kelimesi, mesaj-kodu vektörü ve eşlik biti vektörlerinin oluşturduğu bir satır matrisi olarak ifade edilebilir [30]. Eş 3.32’de eşlik biti vektörü ve mesaj-kodu vektörü tarafından oluşturulmuş kod-kelimesi yapısı verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 c &= [b : m] \\
 &= [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{n-k-1} \ m_0 \ m_1 \ \dots \ m_{k-1}] \quad (3.32)
 \end{aligned}$$

Eşlik bitleri, mesaj bitlerinin, üretici matrisin elemanlarıyla çarpımının toplamaları şeklinde yazılır. Üretici matrisin satırları lineer bağımsız sabit katsayılardan oluştuğu için eşlik denklemleri tekil hale getirilir ve bit hatları azaltılmaya çalışılır [30]. Eş 3.33’te eşlik bitlerinin lineer toplamalarının hesaplanma yöntemi gösterilmiştir. Eşitlikte P_{ij} i. Eşlik bitinin, j. mesaj bitine bağlılığına göre alacağı katsayı değişkenini göstermektedir.

$$\begin{aligned}
 b_i &= P_{i0}m_0 + P_{i1}m_1 + \dots + P_{ik-1}m_{k-1}, \quad i = 0, 1, \dots, n - k - 1 \\
 P_{ij} &= \begin{cases} 1, & \text{eğer } b_i \ m_j \text{ bağılıysa} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Eşlik matrisi ve mesaj satır matrisi kullanılarak eşlik bitleri manipüle edilebilmektedir. Bunun için Eş 3.34’te gösterildiği şekilde eşlik bitleri satır matrisi, mesaj satır matrisi ve üretici matrisin çarpımı şeklinde yazılır.

$$b = mP$$

$$P = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & P_{0,n-k-1} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ P_{k-1,0} & P_{k-1,1} & \cdots & P_{k-1,n-k-1} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Formülde P matrisi $k \times (n-k)$ boyutlu bir matristir. Eş. 3.31 ve Eş. 3.34 kullanılarak kod-kelime vektörü Eş. 3.35'te verilen şekilde yazılabilir. Eşitlikte I_k $k \times k$ boyutlu birim matrisi, G ise $k \times n$ boyutlu üretici matrisi göstermektedir.

$$c = [b : m] = [mP : m] = mG$$

$$G = [P : I_k] \quad (3.35)$$

Üretici matrisin k adet satırı lineer olarak bağımsızdır. Bundan dolayı üretici matrisin herhangi bir satırı, diğer satırların toplamı şeklinde yazılamaz. Üretici matris ve eşlik-kontrol matrisi birbirlerine diktir, yani çarpımları sıfırdır. Eş. 3.36'da üretici matris ve eşlik-kontrol matrisi ilişkisi verilmiştir. Eşitlikte H^T eşlik-kontrol matrisinin devrik halini göstermektedir.

$$GH^T = 0 \quad (3.36)$$

Eş. 3.36 içerisine Eş. 3.35 yazılarak çözüm yapıldığında eşlik-kontrol matrisi, Eş. 3.37'de gösterildiği yapıda bir matris olarak çıkmaktadır. Formülde P^T , P matrisinin devrik halini göstermektedir.

$$H = [I_{n-k} : P^T] \quad (3.37)$$

Alınan kod-kelimesi r 'nin geçerli bir kod-kelimesi olabilmesi için sağlaması gereken şart Eş. 3.38'de verilmiştir. Formülde s geçerli olan kod-kelimesini göstermekte olup, sendrom olarak adlandırılır.

$$s = \begin{cases} rH^T = 0, & \text{geçerli} \\ rH^T \neq 0, & \text{geçersiz} \end{cases} \quad (3.38)$$

Kod-kelimesinin hata durumuna, Eş. 3.38'de gösterilen şekilde, kod-kelimesinin eşlik-kontrol matrisi ile çarpım-toplamlarının 0'a eşit olup olmamasına bakılarak karar verilir.

İkili tabanda veri iletimi yapıldığı için bu işlem temel olarak eşlik-kontrol denklemlerini toplamının mod2'ye göre sonucunun 0'a eşit olup olmaması durumudur. Eş 3.39'da kod-kelimesi satır matrisi ve eşlik-kontrol matrisi verilmiştir. Formülde H^T eşlik-kontrol matrisinin devrik halini göstermektedir ve bu matrisin her bir satırı kod-kelimesi bitlerini, her bir sütunu ise eşlik-kontrol denklemlerini temsil etmektedir.

$$r = [r_0, r_1, \dots, r_{n-1}]$$

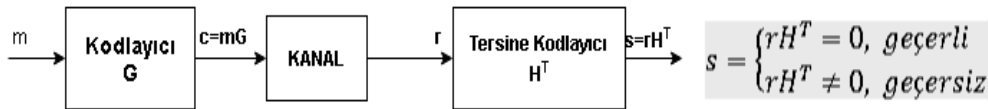
$$H^T = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \dots & h_{0,k-1} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{n-1,0} & h_{n-1,1} & \dots & h_{n-1,k-1} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Verilen iki matrisin elemanlarının çarpım-topamları eşlik-kontrol denklemlerini vermektedir. Eş 3.40'ta eşlik-kontrol denklem formülleri verilmiştir.

$$s_{0,j} = \sum_{j=0}^{k-1} \sum_{i=0}^{n-1} h_{i,j} r_i$$

$$s = \begin{bmatrix} h_{0,0}r_0 \oplus h_{1,0}r_1 \oplus \dots \oplus h_{n-1,0}r_{n-1} \\ h_{0,1}r_0 \oplus h_{1,1}r_1 \oplus \dots \oplus h_{n-1,1}r_{n-1} \\ \vdots \\ h_{0,k-1}r_0 \oplus h_{1,k-1}r_1 \oplus \dots \oplus h_{n-1,k-1}r_{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Sendrom matrisi s , eğer hata varsa, hangi eşlik-kontrol denkleminin kod-kelimesi vektörü r tarafından sağlanmadığını göstermektedir. Şekil 3.21'de kodlama ve sendrom tersine kodlama diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.21. Kodlama ve sendrom tersine kodlama diyagramı

LDPC kodlar, eşlik-kontrol matrisi içerisinde bulunan 1 sayısının az olması, yani düşük yoğunluklu olmasıyla lineer blok kodlardan ayrılmaktadır. Gerçek uygulamalarda, mevcut bir kod için düşük yoğunluklu eşlik-kontrol matrisi oluşturmak çok pratik bir yöntem değildir, fakat LDPC kodlarda öncelikle eşlik-kontrol matrisi oluşturulmakta, sonraysa üretici matris oluşturulmaktadır [32].

LDPC kodların eşlik-kontrol matrisleri düzenli ve düzensiz olmak üzere iki gruba ayrılırlar. Düzenli matrislerde her bir kod-kelimesi biti, sabit bir eşlik-kontrolü ile ve her bir eşlik-kontrol denklemi, kod-kelimesi biti ile sınırlandırıldıysa, yani matrisin sütunlarında bulunan 1'lerin sayısı, sütunlar arasında eşitse ve matrisin satırlarında bulunan 1'lerin sayısı her bir satır için eşitse bu matrisler düzenli matris olarak adlandırılırlar. Her bir sütunda bulunan 1'lerin sayısı w_c ile gösterilirken, her bir satırda bulunan 1'lerin sayısı w_r ile gösterilir. Bu özelliği göstermeyen matrislere ise düzensiz matrisler adı verilir. Eş 3.41 ve Eş. 3.42'de düzenli ve düzensiz $m \times n$ boyutlu matrisler için eşitlik formülleri verilmiştir. Formülde h_i matrisin satır elemanlarını, v_i ise sütun elemanlarını göstermektedir.

$$mw_c = nw_r \quad (3.41)$$

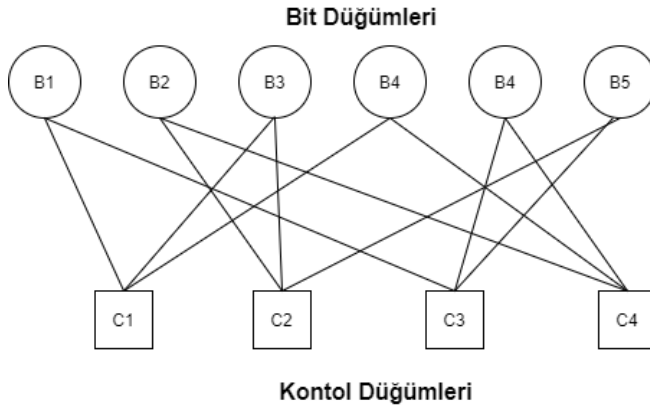
$$m(\sum_k h_i i) = n(\sum_k v_i i) \quad (3.42)$$

LDPC, düzenli eşlik-kontrol matrisinin her bir sütununda muhakkak 1'ler ve her bir satırında muhakkak 1'ler bulundurulur, iyi bir kodlama için $n \gg w_r$ ve $w_c > 3$ olması gerekli bir koşuldur. LDPC kodlar geniş minimum aralıklara sahip olduğu için patlama hatalarını düzeltmekte oldukça iyidirler [30].

LDPC kodlama yapıları

LDPC kodun mucidi Gallager tarafından oluşturulan yapıda, eşlik-kontrol matrisi, M kod-kelimesi içerisindeki bit sayısı, her bir sette M/w_c satır olmak üzere w_c adet sete bölünür. w_r adet 1 içeren satırların ilk seti 1'ler soldan sağa sıralanacak şekilde yerleştirilir. Diğer setler, ilk setin sütunlarının dizilimlerinin değiştirilmesiyle oluşturulur. Böylece matrisin her bir sütunun setlerinde w_c defada bir "1" girdisi olur.

LDPC kod yapısında sıklıkla kullanılan bir diğer yapı ise Tanner grafiği olarak adlandırılan grafik formudur. Bu yapı 2 taraftan oluşur. İlk taraf kod-kelimesi bitleri için olan ve bit-düğümüleri olarak adlandırılan taraftır. Diğer taraf ise eşlik-kontrol denklemleri içindir ve kontrol düğümleri olarak adlandırılırlar. Şekil 3.22'de Tanner grafiği örneği gösterilmiştir.



Şekil 3.22. Tanner grafiği örneği

Tanner grafik yapısının kullanımı LDPC tersine kodlama incelenirken anlatılacaktır.

LDPC Kodlama

LDPC kodlama eşlik-kontrol matrisi H 'ye Gauss-Jordan sadeleştirme işlemi yapılarak. Eş. 3.37'de verilen yapıya dönüştürülür. Sonrasında ise Eş. 3.36 kullanılarak H eşlik-kontrol matrisinden, G üretici matrisi bulunur. G üretici matrisi Eş. 3.35'te verilen yapıya sahiptir.

Öncelikle H matrisi satır sıralı hale getirilir. H matrisini bu yapıya dönüştürmek için temel satır operasyonları mod2 tabanında uygulanır. Bu işlemlerin ardından elde edilen H eşlik-kontrol matrisi aynı kod-kelimesi setine sahip olarak kalacaktır ve H_r olarak isimlendirilecektir.

Bir sonraki adım ise H_r matrisinin sadeleştirilmiş satır-sıralı matrise dönüştürülmesi işlemidir. Sadeleştirilmiş satır-sıralı matrisin her bir sütunun ilk elemanı 1 diğer elemanları sıfırdır ve H_{rr} olarak isimlendirilecektir.

Son adımda ise sütun değiştirme işlemi uygulanarak matris standart forma dönüştürülür ve H_{std} olarak adlandırılır. Bu durumda H_{std} matrisinin kod-kelimeleri, H matrisine göre oluşturulmuş kod-kelimelerinin değiştirilmiş versiyonu olacaktır. Bunu çözmenin bir yolu, H_{std} matrisine uygulanan değişimlerin tersini, gönderilmeden önce kod-kelimelerine uygulamaktır. Bir diğer yolsa, eğer kanal hafızalı değilse, yani bitlerin sıralaması önemli değilse değişim adımlarını H matrisine uygulamaktır [32].

Oluşturulan H_{std} eşlik-kontrol matrisi ve G üretici matris sırasıyla verici ve alıcıya bildirilir. Oluşturulan üretici matris genelde düşük yoğunluklu değildir ve kodlama sırasında işlem yoğunluğuna neden olur. Bu durumu çözmek için kullanılacak en iyi yöntem üretici matris yerine geri ikame yöntemiyle eşlik-kontrol matrisini kullanarak kodlama yapmaktır [32]. Eşlik-kontrol matrisi ile kodlama yapabilmek için matris, üst üçgen matrisi haline dönüştürülür ve tersine yer değiştirme işlemi uygulanır. Burada amaç eşlik-kontrol matrisi içerisindeki 1'leri olabildiğince azaltmaktır. Sadece satır ve sütun işlemleri yapılarak H , yaklaşık üst üçgen matrisi haline dönüştürülür. Eş. 3.43'te yaklaşık üst üçgen matrisi formu verilmiştir.

$$H_t = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Formülde T $(m - g) \times (m - g)$ boyutlu alt üçgen matrisi, tam rank H_t için A $(m - g) \times k$ boyutlu matrisi ve B $(m - g) \times g$ matrisi, C , D ve E matrisleri ise yaklaşım gösteriminin g satırlık boşluk matrislerini göstermektedir. g ise kodlama zorluğunu göstermektedir ve küçük g için düşük zorluk, büyük g için yüksek zorluk meydana gelmektedir.

H matrisi metoduyla üst üçgen formuna geçirildikten sonra Gauss-Jordan yöntemiyle E matrisini yok edilir, bu işlem H_t matrisine Eş. 3.44'te verilen çarpma işlemi uygulanmasına eşdeğerdir.

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} I_{m-g} & 0 \\ -ET^{-1} & I_g \end{bmatrix} H_t = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & 0 \end{bmatrix}$$

Bu işlem sonucunda

$$\tilde{C} = -ET^{-1}A + C$$

$$\tilde{D} = -ET^{-1}B + D \quad (3.44)$$

Bu işlemten sadece $\tilde{C}$ ve $\tilde{D}$ matrisleri etkilenmiş, geri kalan tüm matrisler aynı şekilde kalmıştır. $\tilde{H}$ eşlik-kontrol matrisi kullanılarak kodlama yapmak için kod-kelimeleri Eş. 3.45'te gösterilen şekilde üç kısma bölünmüştür.

$$c = [c_1, c_2, \dots, c_n]$$

$$= [\mathbf{u}, \mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2]$$

Formülde;

$\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_k]$, k -biti olan mesajdır.

$\mathbf{p}_1 = [p_{11}, p_{12}, \dots, p_{g1}]$, ilk g adet eşlik-biti tutan vektördür

$\mathbf{p}_2 = [p_{21}, p_{22}, \dots, p_{m-g1}]$, geri kalan eşlik-bitlerini tutan vektördür. (3.45)

Kod-kelimeleri Eş. 3.38'i sağlamalıdır. Kod-kelimesi ve $\tilde{H}$ matrisinin Eş. 3.38'de yerine konmasıyla oluşan denklemler Eş. 3.46 ve Eş. 3.47'de verilmiştir.

$$A\mathbf{u} + B\mathbf{p}_1 + T\mathbf{p}_2 = 0 \quad (3.46)$$

$$\tilde{C}\mathbf{u} + \tilde{D}\mathbf{p}_1 + 0\mathbf{p}_2 = 0 \quad (3.47)$$

Başlangıçta E matrisi sıfıra eşitlendiği için $\mathbf{p}_1$ vektörü, $\mathbf{p}_2$ vektöründen bağımsız olarak, sadece mesaj bitlerine bağlı olarak yazılmaktadır. Eş. 3.48'de $\mathbf{p}_1$ vektörü eşitliği verilmiştir.

$$\mathbf{p}_1 = \tilde{D}^{-1}\tilde{C}\mathbf{u} \quad (3.48)$$

Eğer $\tilde{D}$ tersi alınabilen bir matris değilse, tersi alınabilir bir matris olana kadar $\tilde{H}$ matrisinin sütunları değiştirilir. Eş. 3.46 ve Eş. 3.48 kullanılarak tersine yer değiştirme işlemiyle $\mathbf{p}_2$ vektörü hesaplanabilir. Eş. 3.49'da $\mathbf{p}_2$ vektörü eşitliği verilmiştir.

$$\mathbf{p}_2 = -T^{-1}(A\mathbf{u} + B\mathbf{p}_1) \quad (3.49)$$

LDPC tersine kodlama

LDPC kodlar tersine kodlama işlemine tabii tutulurken Tanner grafiğinde gösterildiği gibi kod-kelimesi bitleri, bit-düğüm ve kontrol-düğüm arasında, doğru kod-kelimesi bulunana kadar iletilirler. Hiçbir kontrol-düğüm, kendine bağlanan bit-düğüm dışında bir bit-düğüm ile iletişim halinde olmaz. Tersine kodlama algoritmaları, düğümlerde yapılan işlem veya düğümler arasındaki mesaj çeşidine göre değişik şekillerde isimlendirilirler.

Bit-düğümü, sahip olduğu mesaj değerini sadece bağlı olduğu kontrol-düğümüne bildirir. Kontrol düğümü, kendine bağlı olan bit düğümlerinden gelen mesaj değerini alır ve eşlik-kontrol durumunu sağlayıp sağlamadığını kontrol ederek olması gereken mesaj değerini ilgili bit-düğümüne iletir. Düğümler arasında mesaj değeri transfer edildiği için bu algoritmalara genel olarak mesaj-iletim algoritması adı verilir. Düğümler arasında iletilen bu mesaj değeri ikilik tabanda bit verileri olabileceği gibi olasılık değerleri de olabilir.

İkili silen kanal algoritması

Kodlanmış veri, ikili silen kanal üzerinden alıcıya gönderildiğinde alınan bitin 0,1 ve x olarak üç farklı değeri olabilir. Kanal yapısından kaynaklı olarak bitler ya kesin olarak doğrudur ya da silinebilirler. Silinen bitler x bilinmeyen ile gösterilmiştir. Bir adet silinmiş bit değeri olan bir eşlik-kontrol matrisi silinmiş değeri tespit ederek, silinmiş bit verisini gönderen bit-düğümüne düzeltilmiş bit değerini gönderir. Bu durum tüm bit değerleri bulunana kadar ya da algoritma yineleme sınır değerine ulaşana kadar devam eder.

Bit-değiştirme algoritması

Bir kanal üzerinden gönderilen bitlerin sadece 0 veya 1 olarak alındığı durumlarda tersine kodlama bit-değiştirme algoritması kullanılabilir, bu algoritma bir tür sert-karar algoritmasıdır. Kontrol-düğümü, kendine bağlı bit-düğümleri tarafından gönderilen bitlere dayanarak mod2 tabanında eşlik kontrolü yapar ve her bir bit-düğümüne ayrı ayrı olarak olması gereken bit değerini aktarır. Bit-düğümü ise bağlı olduğu her bir eşlik-kontrol düğümünden gelen verileri karşılaştırır ve sahip olduğu bit değeri, kontrol-düğümlerinin çoğunluğunun söylediği bit değerinden farklıysa bit değerini hemen değiştirir. Geçerli bir kod-kelimesi bulunduğunda tersine kodlama işlemi durdurulur. Bu sayede hem işlem fazlalığından kurtulur hem de çok uzun kod-kelimeleri için meydana gelecek yanlış kod-kelimesi çıkma ihtimalini azaltır [32].

Toplam-çarpım algoritması

Toplam-çarpım algoritması bir tür yumuşak-karar algoritmasıdır. Bu algoritma türünde düğümler arasında bit değerleri yerine olasılık değerleri iletilmektedir. Girdi bitleri ön olasılık, çıktı bitleri ya da geri bildirim bitleri ise son olasılık olarak adlandırılırlar ve tersine

kodlama işleminde logaritmik-olasılık (LLR) olarak ifade edilirler. Bir bitin değerinin 1 olması olasılığı $p(x = 1)$ ve 0 olma olasılığı $p(x = 0)$ olarak gösterildiğinde ikili tabandaki bir bitin logaritmik-olasılık oranı Eş. 3.50’de verilmiştir.

$$L(x) = \log \left(\frac{p(x=0)}{p(x=1)} \right) \quad (3.50)$$

Eğer 0 değerinin olasılığı, 1 değerinden büyükse LLR değeri pozitifdir ve ne kadar büyükse gelen bitin 0 olma olasılığı o kadar fazladır. Eğer 1 değerinin olasılığı, 0 değerinin olasılığından büyükse LLR değeri negatiftir ve gelen bitin 1 olma olasılığı o kadar fazladır. LLR değerinin işareti bit değerini verirken, büyüklüğü ise kesinliğini vermektedir.

Bu tersine kodlama türünde temel amaç her bir kod-kelimesi biti için son olasılık değeri bulmaktır. Bir bit için eşlik-bitlerinden gelen fazla bilgiye dışsal bilgi adı verilir. Dışsal bilgi, i . bitin, j . eşlik-kontrolü sağlayan olasılık değerinin logaritmik-olasılık oranıdır [32]. Eş. 3.51 i . bitin değerinin 0 veya 1 olması durumunda ise eşlik-kontrol denklemini sağlayan olasılık değeri formülü verilmiştir.

$$|x| = \begin{cases} P_{i,j}^{ext} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} (1 - P_{i'}^{int}), & i = 1 \\ 1 - P_{i,j}^{ext}, & i = 0 \end{cases} \quad (3.51)$$

Formülde $P_{i,j}^{ext}$ şundaki olasılığı, i' eşlik-kontrolü sağlayan biti göstermektedir. Hesaplanan bu olasılık değeri Eş. 3.50 içerisine yazıldığında dışsal bilgi formülü meydana gelmektedir. Eş. 3.52’de dışsal bilgi formülü verilmiştir. Formülde $E_{j,i}$ j . kontrol-düğümünden i . bit-düğümüne giden dışsal bilgiyi göstermektedir.

$$E_{j,i} = \log \left(\frac{\left(1 + \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{j,i'} / 2) \right)}{\left(1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{j,i'} / 2) \right)} \right)$$

$$M_{j,i'} = \log \left(\frac{1 - P_{j,i'}^{int}}{P_{j,i'}^{int}} \right) \quad (3.52)$$

Her bit ön logaritmik-olasılık oranı bildiği ve her eşlik-kontrol noktasından gelen logaritmik-olasılık oranına sahip olduğu için i . bitin logaritmik-olasılık oranı, tüm logaritmik-olasılık

oranlarının toplamına eşittir. Eş. 3.53'te i . bitin toplam logaritmik-olasılık oranlarını formülü verilmiştir.

$$L_i = r_i + \sum_{j \in A_i} E_{j,i} \quad (3.53)$$

Tüm bitlerin toplam logaritmik-olasılık oranları hesaplandıktan sonra bu bitlerin 0 veya 1 olduğuna karar verilerek tersine kodlanmış kod-kelimesi için bit vektörü oluşturulur. Bu vektör daha sonra H eşlik-kontrol matrisi ile çarpılır ve Eş. 3.38'i sağlaması beklenir. Sağlanması durumunda algoritma durur, aksi durumda ise sağlanana ya da sınır tekrar değerine ulaşıncaya kadar işlemlere devam edilir.

3.3. Haberleşme Mimarisi

Tıpkı insan iletişiminde olduğu gibi sistemler arası iletişimde de iki tarafın birbirini anlayabilmesi ve karışıklıkların meydana gelmemesi için takip edilmesi ve uyulması gereken belirli kurallar vardır. Bu kurallar başlangıçta karmaşık ve zor görünse de kaliteli iletişim için önemlidirler.

Geniş-bant yayınlara ve internete olan talep artışı nedeniyle hizmet kalitesini artırmak amacıyla uydu ağ mimarisi ve protokollerinde hızlı değişimler meydana gelmiştir. Uyduların, asimetrik yapıda olmaları, hat uyumsuzluklarına sahip olmaları ve kullanıcıların hareketli olması gibi kendilerine özgü hat karakteristiğine sahip olmalarından dolayı fiziksel katman, iletim katmanı ve ağ katmanı tasarımlarında birçok zorluklarla karşılaşmaktadır [33]. Bu zorlukları çözmek, gönderici ile alıcı arasındaki anlaşmazlıkları gidermek ve alt sistemlerde kullanılan elektronik malzemeler arasındaki uyumsuzlukları azaltmak için uygulama çeşidine göre değişik standartlar oluşturulmuştur. Bu tez kapsamında 2.Nesil Dijital Video Yayın (DVB-S2) standardı [14] incelenmiştir.

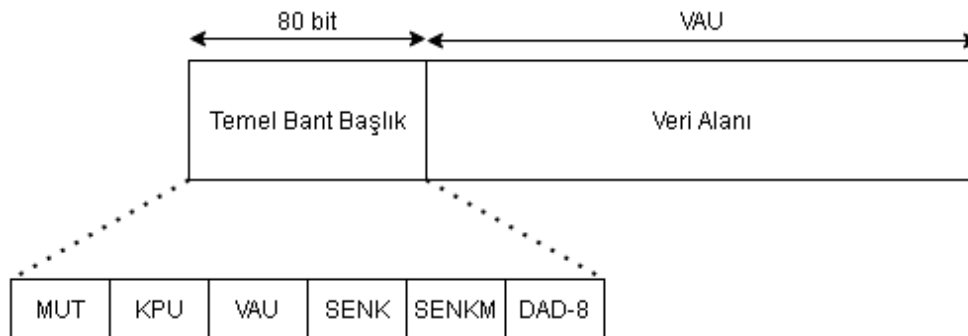
DVB-S2 standardı, modülasyon tipi, kodlama tipi ve oranı sayısının artırılması, giriş ara yüz protokolü eklenmesi, değişken ve uyarlanabilir kodlama-modülasyon özelliği sunmasıyla bir önceki standart olan DVB-S standardından ayrılmaktadır. Birçok nedenden ötürü bant genişliğine olan ihtiyacının artmasıyla birlikte Ka-bant ve üzeri bantlara olan ilgi de artırmış, fakat bu bantlar, yüksek bant genişliğiyle beraber birçok problemi de getirmiştir. Bu problemler, geleneksel en kötü senaryo yöntemi yerine daha esnek ve değişken iletim

yöntemleri kullanılarak enerji ve spektrum verimli olacak şekilde çözülebilmektedir. DVB-S2 standardı, değişen kanal koşullarına karşı sunduğu 28 farklı modülasyon-kodlama çiftiyle oluşturulabilen ACM özelliği sayesinde %30'a kadar kapasite artışı sağlayabilmektedir [14].

DVB-S2 standardı genel olarak alıcı-verici arasındaki uyumlu veri iletimi için gerekli olan adımları tanımlamaktadır. İlerleyen başlıklarda bu adımlar incelenmiştir.

3.3.1. Biçim Uyumlama

Bu aşamada giriş ara yüzü, giriş akış senkronizasyonu (tercihe bağlı olarak), boş paket silme, eğer giriş akışı paket bazlı ise 8li döngüsel artık doğrulama (CRC-8), eğer çoklu giriş varsa akış birleştirme, giriş akış bölme işlemleri uygulanır ve son olarak temel bant veri eklenerek tamamlanır. Şekil 3.23'te Biçim uyumlama işlemi sonrası meydana gelen veri formatı verilmiştir.



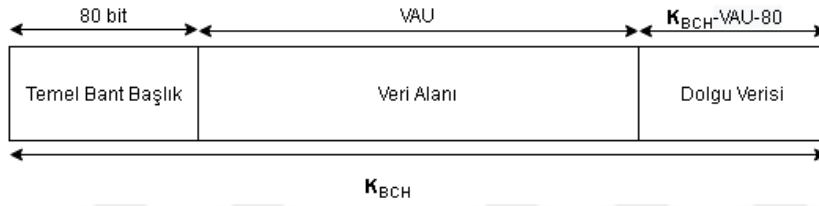
Şekil 3.23. Biçim uyumlama sonrası veri formatı

Temel bant başlık içerisinde bulunan temel bant başlık bitleri şu şekilde ayrılmıştır:

16-bit BUT (Biçim Uyumlama Tipi) kullanılacak biçim verisini tutmaktadır. 16-bit KPU (Kullanıcı Paket Uzunluğu) eğer veri paketleri varsa bunların uzunluğunu tutmaktadır. 16-bit VAU (Veri Alanı Uzunluğu) bilgi verisinin uzunluk bilgisini tutmaktadır. 8-bit SENK (Senkronizasyon) senkronizasyon bilgisini tutmaktadır. 16-bit SENKM (Senkronizasyon Mesafesi) senkronizasyon mesafesi bilgisini tutmaktadır. 8-bit DAD-8 (Döngüsel Artık Doğrulama-8) kodlama bilgisini tutmaktadır.

3.3.2. Akış Uyumlama

Biçim uyumlamadan sonra BCH kodlamaya uygun hale ve biçim uyumlama formatındaki veriyi K_{BCH} adetlik veri haline getirmek için dolgu bitleri eklenerek karıştırma işlemi gerçekleştirilir. Şekil 3.24'te Akış uyumlama işlemi sonrası meydana gelen veri formatı verilmiştir.

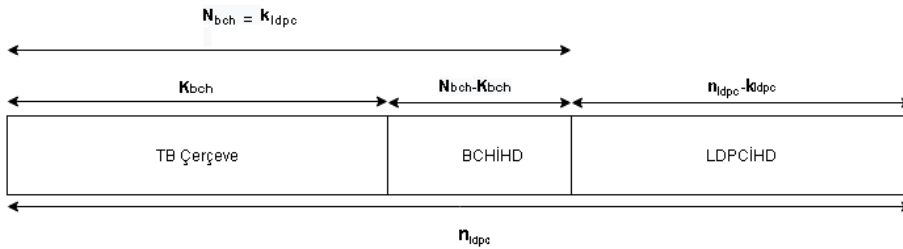


Şekil 3.24. Temel bant çerçeve formatı (TB Çerçeve)

3.3.3. İleri Hata Düzeltme Kodlama

İleri hata düzeltme kodlama (forward error correction coding-FEC) çerçevesini oluşturan kodlar dış kodlama BCH, iç kodlamada LDPC kodlama ve blok serpiştirici olmak üzere 3 kodlamadan oluşmaktadır.

K_{bch} bitlik temel bant çerçeve verileri dış kodlama adı verilen BCH kodlama ile kodlanarak N_{bch} bitlik yapıyı oluştururlar. Oluşturulan bu yapı, iç kodlama adı verilen LCPC kodlamanın mesaj bitleri olarak düşünülebilir, yani k_{ldpc} olarak adlandırılabilir. LDPC kodlama uygulanması sonrasında oluşan bit yapısı ise FEC çerçevesidir ve n_{ldpc} adet bit içermektedir. LDPC kodlamadan sonra blok serpiştirici kullanılarak bit sıralaması değiştirilir. Şekil 3.25'te ileri hata düzeltme kodlama işlemi sonrasında oluşan çerçeve formatı gösterilmiştir.



Şekil 3.25. İleri hata düzeltme kodlama çerçeve formatı

BCH Kodlama

BCH kodlar, LDPC kodların limit performansına ulaştığı bölgede meydana gelebilecek hataları ayıklamak için kullanılmaktadırlar. Fakat temel hata düzeltme işlemini LDPC kod gerçekleştirmektedir [34].

Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodlama (LDPC)

LDPC kodlar $k \times n$ boyutlu lineer kodlardır ve n değeri 64800 veya 16200 olabilmektedir. Bu değerler, ileri hata düzeltme kodlama (forward error correction coding-FEC) çerçevesini oluştururlar ve 11 farklı kodlama oranı mevcuttur (1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10).

Blok serpiştirici kodlama

Kanal dürtü tepkisi, kanal boyunca meydana gelen farklı etkenlerden kaynaklı olarak değişebilmektedir. Bu etkenlerin sık ya da seyrek olarak değişmesine bağlı olarak kanallar hızlı zayıflamalı veya yavaş zayıflamalı kanallar olarak adlandırılırlar. Kanal karakteristiğinin sabit kaldığı süreye tutarlılık süresi denir ve T_T ile gösterilir. Esasen, tutarlılık süresi bir sinyalin öz-benzerliğinin belirli bir sınırın üzerinde kaldığı süredir. Tutarlılık süresi, sinyal sembol süresinden büyük ise kanal, yavaş zayıflamalı kanal; tutarlılık süresi, sinyal sembol süresinden küçük kanal, hızlı zayıflamalı kanal olarak adlandırılır [35].

Doppler güç spektrumu, bir sinyalin, kanal boyunca meydana gelen hareketlerden kaynaklı olarak spektrum içerisinde nasıl dağılım gösterdiğini analiz etmek için kullanılmaktadır ve spektrum içerisindeki en yüksek frekans değerine maksimum doppler saçılması denir ve f_{dmax} ile gösterilir. Eş. 3.54'te tutarlılık süresi ile maksimum doppler saçılması arasındaki ilişki verilmiştir. Δv bağıl hızı göstermektedir.

$$T_T \approx \frac{1}{f_d}$$

$$f_{dmax} = \frac{\Delta v}{c} f_c \quad (3.54)$$

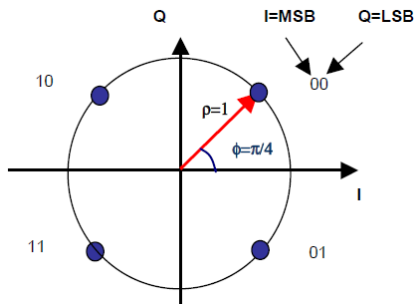
Kanal dürtü tepkisi T_T boyunca sabit kalacağından bu süre boyunca iletilecek ardışık sinyallerde patlama hataları meydana gelebilir. Rastgele bit hatalarına kıyasla, patlamalı hataları düzeltmek FEC kodlama için daha zordur. Patlama hataları sıralı bitlerde eş zamanlı hatalara neden olacağı için tersine kodlama işleminde kontrol-düğümünün düzeltme yapması mümkün olmayabilir. Bundan dolayı, LDPC kodlama sonrası blok serpiştirici uygulanarak ardışık bitler arasında mesafe, yani zaman farkı bırakılır.

3.3.4. Bit Küme Eşleme

Kodlama işleminin ardından seri olarak ilerleyen bitler seçilen modülasyon tipine göre QPSK için 2'li, 8-PSK için 3'lü, 16-APSK için 4'lü ve 32 APSK için 5'li gruplar halinde paralel hale dönüştürülerek ilgili modülasyonun kümelenme şemasına göre yerleştirilir. FEC çerçeveler bu işlemin ardında XFEC çerçeve olarak adlandırılırlar.

QPSK

QPSK modülasyon için, bitler normalleştirilmiş sembol enerjisi 1 olacak şekilde kümelenir. Sembolde 2 bit gönderildiği için 2'nin katları olan bitler ve onların ardışık bitler yani $2i$ ve $2i+1$. bitler eşlenir. Şekil 3.26'da QPSK kümelenme şeması verilmiştir.

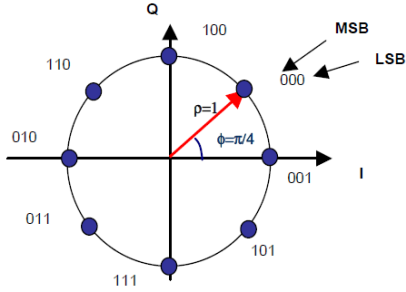


Şekil 3.26. QPSK kümelenme şeması

8-PSK

8-PSK modülasyon için, bitler normalleştirilmiş sembol enerjisi 1 olacak şekilde kümelenir. Sembolde 3 bit gönderildiği için blok serpiştiricinin çıkış bitlerinden 3'ün katları olan bitler

ve onların ardışık bitleri yani $3i$ ve $3i+1$ ve $3i+2$. bitler eşlenir. Şekil 3.27’de 8-PSK kümelenme şeması verilmiştir.



Şekil 3.27. QPSK kümelenme şeması

16-APSK

APSK modülasyon tipi bir çeşit kombinasyon modülasyondur. Yani hem genlik hem de faz kaydırılarak gerçekleştirilmektedir ve PSK modülasyona göre kümelenmeleri iç içe geçmiş iki çember ile gösterilir. İç çember 4 adet kod-kelimesi, dış çemberde ise 12 adet kod-kelimesi olacak şekilde oluşturulur. Dış yarıçap R_2 , iç yarı çap R_1 olmak üzere $\gamma = R_2/R_1$ oranı, Çizelge 3.1’de kodlama değerlerine göre verilen oranı sağlamalıdır.

Kümelenme genliği hesaplamak için iki yöntem vardır:

Sembol enerjisi 1 olarak kabul edilir ve Eş. 3.55’te verilen formülle bulunur.

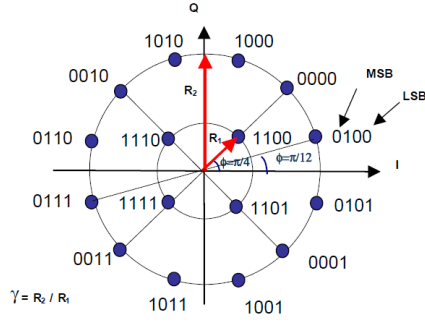
$$3[R_2]^2 + [R_1]^2 = 4 \quad (3.55)$$

Diğer yöntemde ise $R_2 = 1$ olarak alınır.

Çizelge 3.1. 16-APSK Optimum kümelenme yarı çap oranı

Kod oranı	γ
2/3	3,15
3/4	2,85
4/5	2,75
5/6	2,70
8/9	2,60
9/10	2,57

16-APSK modülasyon ile sembolde 4 bit gönderildiği için blok serpiştiricinin çıkış bitlerinden 4'ün katları olan bitler ve onların ardışık bitleri yani $4i$, $4i+1$, $4i+2$ ve $4i+3$. bitler eşlenir. Şekil 3.28'de 16-APSK kümelenme şeması verilmiştir.



Şekil 3.28. 16-APSK kümelenme şeması

32-APSK

APSK modülasyon tipi bir çeşit kombinasyon modülasyondur. Yani hem genlik hem de faz kaydırılarak gerçekleştirilmektedir ve PSK modülasyona göre kümelenmeleri iç içe geçmiş üç çember ile gösterilir. İç çember 4 adet kod-kelimesi, orta çemberde 12 adet kod-kelimesi, dış çemberde ise 16 adet kod-kelimesi olacak şekilde oluşturulur. Dış yarıçap R_3 , orta yarıçap R_2 , iç yarı çap R_1 olmak üzere $\gamma_1 = R_2/R_1$ ve $\gamma_2 = R_3/R_1$ oranları Çizelge 3.2'de kodlama değerlerine göre verilen oranı sağlamalıdır. Kümelenme genliği hesaplamak için iki yol vardır:

Sembol enerjisi 1 olarak kabul edilir ve Eş. 3.56'da verilen formülle bulunur.

$$4[R_3]^2 + 3[R_2]^2 + [R_1]^2 = 4 \quad (3.56)$$

Diğer yöntemde ise $R_3 = 1$ olarak alınır.

Çizelge 3.2. 32-APSK Optimum kümelenme yarı çap oranı

Kod oranı	γ_1	γ_2
3/4	2,84	5,27
4/5	2,72	4,87
5/6	2,64	4,64
8/9	2,54	4,33
9/10	2,53	4,30

3.3.6. Temel Bant Şekillendirme

Sembol girişimlerini önlemek amacıyla modülatör çıkışında yükseltilmiş kosinüs filtresi kullanılarak sinyalin spektrum aralığı daraltılır. Eş. 3.57’de yükseltilmiş kosinüs filtresi dürtü tepkisi verilmiştir. Formülde f_N Nyquist frekansı ve α ise azalma faktörünü göstermektedir.

$$H(f) = \begin{cases} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{\pi}{2f_N} \right) \left[\frac{f_N - f}{\alpha} \right] \right\}^{-\frac{1}{2}}, & f_N(1 - \alpha) \\ 1, & |f| < f_N(1 - \alpha) \\ 0, & |f| > f_N(1 - \alpha) \end{cases}$$

$$f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{R_s}{2} \quad (3.57)$$

3.4. Uyarlamalı Modülasyon ve Kodlama

Haberleşme sistemlerinde bant genişliği sınırsız bir kaynak olmadığı için sistemler bant genişliğini en verimli kullanacak şekilde tasarlanmaya çalışılır. Kanalin en kötü koşullarına bağlı olarak yapılan link bütçe hesapları, günümüzde sınırlı olan bant genişliği kullanımını verimsiz hale getirmektedir. Kanal kaynaklı zayıflamaların az olduğu anlarda yüksek seviyeli modülasyon ve kodlamalar seçilerek bant verimliliği artırılırken, zayıflamaların çok olduğu anlarda modülasyon ve kodlama seviyesi düşürülerek veri transferinin kopmaması hedeflenir.

Gönderici istasyonda son olarak temel bant şekillendirme işlemine tabi tutulan veriler, alıcı istasyonda kullanıcıya gönderilmek üzere bir dizi işlemden geçirilir. Alınan sinyal ilk olarak eşlenik filtreden geçirilerek zaman doğrultmasına tabii tutulur. Daha sonra, FKB kullanılarak çerçeve senkron hale getirilir. Bu ilk senkronizasyondan sonra pilot semboller çerçeveden çıkartılır. Çıkartılan pilot semboller 3 temel alt sistem tarafından kullanılır:

- Yaklaşık frekans alıcı döngüsü
- Kanal kestirim
- Faz eşleme döngüsü (PPL)

Pilot sembollerden arındırılmış veri bitleri sert/yumuşak karar algoritmalarına gönderilirler. Sert karar bitleri PLL'ye gönderilirken, yumuşak karar bitleri LDPC tersine kodlayıcıya gönderilir [34].

3.4.1. Sembol Zaman Doğrultma

Analog sinyaller dijital hale dönüştürüldükten sonra ilk olarak eşlenik filtreden geçerler. Eşlenik filtreler, SNR değerini artırmak ve doppler saçılmalarından kaynaklı olarak bozulan sinyal şeklinin tespiti için kullanılırlar [36]. Eşlenik filtrenin çıkışı zaman doğrultucuya aktarılır. Sinyal frekansını tespit ederek doğru oranda ve sinyal fazını tespit ederek, sinyal periyodundaki en doğru zamanda örnek almak için zaman doğrultma işlemi uygulanır [37]. Zaman doğrultucu, sembol örnek alıcıyı tetikleyerek sinyalin gerçek dalga şekline en yakın şekilde örneklenmesini sağlar.

3.4.2. Çerçeve Senkronizasyonu

FKB içerisinde bulunan 64 sembollük, 7 bitlik fiziksel katman sinyal kodu (FKSK) modülasyon-kodlama, pilot yerleşimi ve kodlanmış ve modüle edilmiş veri uzunluğu bilgisini içermektedir. 26 sembollük ÇBS'ye, kaydırma yapılarak kendi kopyalarıyla öz ilinti fonksiyonu uygulanır. Böylece çerçeve kestirim problemi tespit problemine dönüşmüş olur [34]. Bir kere çerçeve ve faz senkronizasyonu sağlandıktan sonra FKSK doğru şekilde tersine kodlandığı sürece çerçeve senkronizasyonu korunur [38]. Böylece paralel olarak gelen verileri tekleyici ile seri hale dönüştürdükten sonra hem kanal kestirim birimi hem de yaklaşık frekans alıcı döngüsü birimi beslenir.

3.4.3. Yaklaşık frekans alıcı döngüsü

Geniş frekans kayması olan durumlarda, yaklaşık frekans alıcı döngüsü, senkron çerçevelerin FKB'lerini kullanarak yaklaşık giriş frekansı tahmini yapar.

3.4.4. Kanal Kestirim

Uyarlamalı modülasyon ve kodlamalarda uygun modülasyon ve kodlama çiftinin seçilebilmesi için alıcı ve vericinin kanal durumunu bilmesi gerekmektedir. Bu bilginin iki tarafa da sağlanması için alıcı tarafa kanal durum modülü eklenir. Kanal durum modülü içerisindeki kanal kestirim birimi daha önce kendisine öğretilen sinyaller vasıtasıyla eğitilir ve aldığı sinyali bu sinyaller ile kıyaslayıp, kanalın sinyal-gürültü oranı (SNR) değerini hesaplayarak kanal durum modülüne iletir.

Kanal durum modülü alınan SNR değerine göre uygun modülasyon ve kodlama çiftini seçerek tersine modülatöre ve tersine kodlayıcıya geri bildirimde bulunur. Ayrıca, kanal durum modülü SNR bilgisini geri besleme hattı üzerinde alıcı tarafa da gönderir. Seçilecek modülasyon ve kodlama seviyeleri için SNR sınır değerleri kullanılır. SNR sınır değerleri bit hata olasılık (BER) değerine göre seçilmektedir. Seçilen BER değerine göre, SNR sınır değerleri farklılık gösterebilir. Her sistem başlangıçta sistem gereksinimlerine göre BER değeri ve buna bağlı olarak SNR sınır değerleri seçmelidir. Aksi takdirde gönderilen veriler düzeltilemeyecek şekilde bozulacaktır.

3.4.5. Faz Eşleme Döngüsü

Dijital PLL (DPLL) sistemler, analog PLL sistemlerin dijital hale döndürülmüş şeklidir. PLL sistemler tersine modülatör ya da frekans yakalayıcı olarak kullanılabilirler. Eğer faz ya da frekans takibi yapan bir sistemde kullanılıyorsa tersine modülatör, zamanla değişen frekansa sahip bir sinyalin frekans takibi veya taşıyıcı yakalıyorsa yakalayıcı olarak adlandırılırlar. Yakalayıcı olarak görev yapan PLL sistemler dar bant filtre olarak düşünülebilir.

PLL sistemler uydu sistemlerinde, özellikle alıcının gelen sinyalin faz ve frekans bilgisini bilemediği tutarlı olmayan sistemlerde tutarlı tersine modülatör, bit eşleyici veya sembol eşleyici olarak sıklıkla kullanılmaktadır [39]. DVB-S2 sisteminde, her pilot sembol daha önceki pilottan kalan bilgi ile frekans yakalama işlemini yapar.

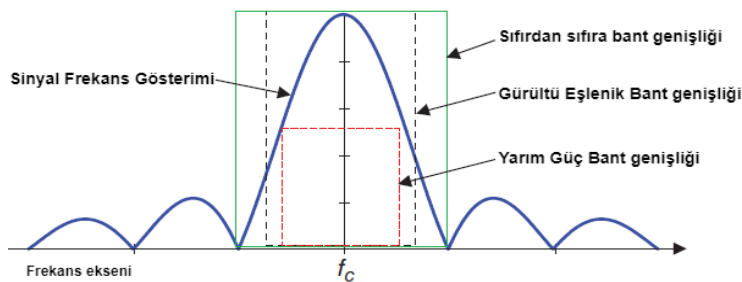
3.5. Performans Kriterleri

Servis kalitesinin amacı sistem birleşenlerinin performanslarının belirli bir seviyenin altına düşmesini engelleyerek toplam kaliteyi her durum için istenilen seviyenin üzerinde tutmaktır. Bu değişkenler ve seviyeleri genelde ağ sağlayıcı, servis sağlayıcı, ekipman üreticisi, kullanıcı, standartlar ve kanunlar tarafından sağlanır [40].

Her sistemin servis kalitesi değişkenleri, sistemin uygulama alanına ve bu alandaki alt uygulamalara bağlı olarak tanımlanır. Bu uygulama gereksinimlerine göre servis kalitesi değişkenleri farklılık gösterebilir. Uydu sistemlerinin telekomünikasyon alanında kullanılmasıyla birlikte birçok yeni servis kalite zorluğu meydana gelmiştir. Bu zorluklardan en kritik olanı ise uzay istasyonunun bir kere atmosfer dışına çıkmasıyla birlikte sistem değişkenlerine müdahale etmenin çok zorlaşmasıdır [40]. Bu yüzden sistem tasarımı öncesi ve sırasında tüm değişkenler özenle seçilmelidir. Bu başlık altında bazı servis kalitesi gereksinimlerine bağlı performans değişkenleri incelenmiştir.

3.5.1. Sembol-gürültü oranı

Sembol-gürültü oranı, taşıyıcı sinyal gücünün, belirli bir bant genişliğine sahip gürültü gücüne oranı olarak hesaplanmaktadır. Sinyallerin, dolayısıyla gürültünün bant genişliği birden fazla şekilde tanımlanabilir. Şekil 3.31’de bant genişliği çeşitleri gösterilmiştir.



Şekil 3.31. bant genişliği çeşitleri

Bant genişliği çeşitleri sıfırdan sıfıra, gürültü eşlenik ve yarım güç olmak üzere üç farklı şekilde tanımlanabilir. Sıfırdan sıfıra bant genişliği, sinyalin frekans ekseninde sıfıra değdiği ilk iki nokta arasında kalan alandaki bant genişliğini göstermektedir. Yarım güç bant genişliği sinyalin maksimum güç değerinden yarı güç değerine düştüğü iki nokta arasındaki

bant genişliği olarak tanımlanmaktadır. Gürültü eşlenik bant genişliği ise gerçek bir filtrenin geçireceği toplam gücün, ona eşlenik ideal bir dikdörtgen filtrenin bant genişliğiyle tanımlanmasıdır.

Alıcının düzgün olarak tersine modüle edebileceği en küçük sinyal gücüne sistem hassaslığı adı verilmektedir ve sistem hassaslığı hesabı için gürültü eşlenik bant genişliği kullanılmaktadır [41]. Sistem hassaslığı, tüm sistem boyunca meydana gelen gürültülerin toplamı olan gürültü tabanı ile sembol-gürültü oranı farkına eşittir. Eş. 3.58’de sistem hassaslık hesaplaması verilmiştir. Formülde SH sistem hassaslığını, GT gürültü tabanını ve GF gürültü faktörünü göstermektedir.

$$SH = GT + GF + C/N \quad (3.58)$$

Gürültü tabanı, bir sinyalin, gürültü eşlenik bant genişliğine sahip bir ideal filtreden geçmesi sonrasında sinyale eklenecek gürültü gücünü vermektedir. Eş. 3.59’da gürültü tabanı formülü verilmiştir. Formülde B bant genişliğini göstermektedir.

$$GT = 10 \log_{10}(kTB) \text{ (dB)} \quad (3.59)$$

Sistem hassaslığı, sistemin alınan sinyali düzgün olarak çözebilmesi için hat bütçe hesaplarında kullanılır, böylece gönderilmesi gereken sinyal gücü hesaplanabilir [41]. Eş. 3.60’ta hat bütçe hesabının, sistem hassaslığına bağlı bir fonksiyon olarak formüle edilmiş hali verilmiştir. Eşitlikte $P_{kayıp}$ toplam yol kaybını göstermektedir.

$$P_R = SH + P_{kayıp} - G_T - G_R \quad (3.60)$$

3.5.2. Bit Hata Oranı

Bit hata oranı (BHO), bit-gürültü enerjileri oranı ile ters orantılıdır. Bit başına düşen enerji, gürültü enerjisinden ne kadar büyük ise tersine modülatörün gelen bitleri ayırt etmesi o kadar kolay olacaktır. Tek bir sembol ile birden fazla bit gönderildiği durumlarda bu oran sembol-gürültü enerjileri oranı olarak değiştirilir. Eş. 3.61’de bit ve sembol gürültü enerjileri oranları arasındaki ilişki verilmiştir.

$$SNR = \frac{P_R}{N_0 B} = \frac{E_S}{N_0 B T_s} = \frac{E_b}{N_0 B T_b} \quad (3.61)$$

Kullanılacak modülasyon ve kodlama çiftine, uyarlamalı sistemler için çiftlerine, uygun olarak uygun sınır değerleri seçilmez ise bit hata oranı artacaktır. Eş. 3.62’de bit hata oranı hesaplaması verilmiştir.

$$BHO = \frac{\text{Toplam Hatalı Bit}}{\text{Toplam Gönderilen Bit}} \quad (3.62)$$

BHO uygulama çeşidine göre paket hata oranı (PHO), çerçeve hata oranı (ÇHO) olarak da tanımlanabilmektedir. Sistem gereksinimlerine bağlı olarak değişen bu oran DVB-S2 standardında $PHO = 10^{-7}$ olarak belirlenmiştir.

3.5.3. Sistem Kesintisizlik Oranı

Uydu sistemlerinin de diğer tüm sistemler gibi kendileri için belirlenen zaman aralığında sorunsuz olarak çalışması beklenmektedir. Gerçek uygulamalarda sistem kaynaklı, kanal kaynaklı veya diğer etkenlerden kaynaklı olarak veri iletiminde kesintiler yaşanabilmektedir. Sistemin kesintisiz olarak veya tanımlanan sınır değerinin altına düşmeden çalışması önemli bir performans göstergesidir. Eş. 3.63’te kesintisizlik hesaplama formülü verilmiştir.

$$\text{Kesintisizlik Oranı} = \frac{\text{Beklenen Çalışma Süresi} - \text{Kesinti Süresi}}{\text{Beklenen Çalışma Süresi}} \quad (3.63)$$

DVB-S2 standardında kesintisizlik oranının yıllık hizmet süresi boyunca %99,6’nın en kötü ayda ise %99’un altına düşmemesi beklenmektedir.

3.5.4. Bant Verimliliği

Gerek standartlar gerekse fiziksel etkenlerden dolayı sınırlı olan bant genişliğinin verimli kullanılması tüm haberleşme sistemleri için önem taşımaktadır. Bant genişliği verimini artırmak için yapılan birçok çalışma günümüzde kullanılmakta ve halen çalışmalara devam edilmektedir.

Sistemin tahsis edilen bandı verimli kullanmasıyla birlikte gönderilen verinin kullanıcı için hatasız şekilde okunabilir olması da önem taşımaktadır. Bu açıdan bant verimliliği, kullanılabilir doğru veri ile hızlı iletişim arasında bir denge kurmaktadır. Eş. 3.64'te bant verimliliği formülü verilmiştir.

$$\text{Bant verimliliği} = \frac{\left(\frac{B_T - B_H}{T}\right)}{B} \quad (3.64)$$

Birim saniyede gönderilen doğru bitlerin, birim bant genişliğine bölünmesiyle elde edilmektedir. Formülde B_T gönderilen toplam bit sayısını, B_H gönderilen toplam hatalı bit sayısını göstermektedir.

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI ve SONUÇLARI

Uydu sistemleri gibi karmaşık ve maliyetli sistemler için donanım tabanlı çalışmalar yapmak zor olmaktadır. Bu sebeple, Q-bant kanal modeli için uyarlamalı modülasyon-kodlama çalışması benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistemin benzetim ortamına aktarılması işlemi iki temel kısma ayrılmıştır:

- İstasyonlar arası transfer için gerekli olan donanımsal birleşenler.
- Transfer sonrasında kullanılan sistem birleşenleri.

İstasyonlar arası transfer için gerekli olan düşük gürültülü yükselteç, verici anten, alıcı anten düşük gürültülü blok dönüştürücü, faz eşlenik döngü bloğu, dijital dönüştürücü ve filtre yapılarının [2,42] verilen sistem yapısına benzer olduğu kabul edilmiştir. Alıcı ve verici içerisindeki veri üretici, modülatör, kodlayıcı, tersine modülatör, tersine kodlayıcı, kanal kestirim bloğu, sistem performans hesaplayıcı blok birleşenleri ise benzetim çalışmaları kapsamında MATLAB programında, donanımsal birleşenler ile uyumlu ve gerçek verilerden kopmadan tasarlanmıştır.

Ka ve üstü bantlar için uyarlamalı modülasyon ve kodlama çalışmaları daha önce istatistiksel kanal modelleri için yapılmıştır [43-44]. Ayrıca herhangi bir bant modeline ait olmayan mobil ağlar için ACM çalışmaları da değişen kanal modelleri için yapılmıştır [45]. Q-bantta ACM uygulaması ise [46] çalışması kapsamında yapılmıştır fakat sistem tasarımıdan daha çok sonuç odaklı olarak ilerlemektedir. Bu tez kapsamında, Q-bant kanal model için değiştirilebilir parametrelere sahip, anlaşılabilir ve sistem modeline göre adapte edilebilir bir sistem için benzetim çalışması yapılmıştır.

Benzetim çalışması kendi içerisinde üç temel faza ayrılmıştır. İlk faz Q-bant kanal modeli için oluşturulan kanal yapısı değişkenlerinin benzetim ortamına aktarılması, ikinci faz ise kanal yapısını değişkenliğine adapte olan alıcı-verici sistem oluşturulması ve son faz ise çıktıların karşılaştırılarak performans değişkenlerinin elde edilmesidir.

4.1. Q-Bant Kanal Modelinin Oluşturulması

Kanal modelleri zamanda değişkenlik gösterdikleri için genellikle istatistiksel olarak

modellenmektedirler. Kanal modellemesi, kanal karakteristiğinin, sinyal üzerine etkisinin istatistiksel olarak belirlenmesi olarak tanımlanabilir. Kanal modellemesi, seçilecek sistem birleşenleri, zayıflatıcı etkenlere karşı uygulanacak yöntemlerin belirlenmesi, hat bütçe hesabı marjı gibi sistem gereksinimlerine etki eden değişkenlerin önceden belirlenmesinde önemli rol oynamaktadır.

Kanal modelleri oluşturulurken iki temel yapı üzerine kurulabilirler. Bunlardan bir tanesi, sinyalin kanal boyunca açık görüş alanı (AGA) içerisinde kaldığı ve zayıflatıcı etkilere az maruz kalmış, güçlü sinyaller için tanımlanan, diğeri ise sinyalin kanal boyunca açık görüş alanı dışında (AGAD) kaldığı ve esas sinyalin birçok zayıflamış kopyasının alıcıya ulaştırıldığı kanal modelleri olarak tanımlanabilirler [47]. Kanal yapıları, kendilerini oluşturan faktörler dikkate alınarak uygun istatistiksel dağılım fonksiyonu veya fonksiyonlarıyla modellenirler.

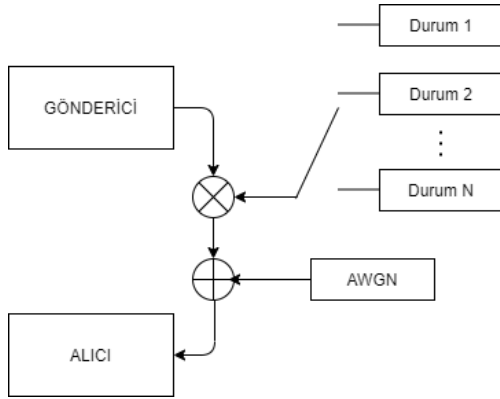
Kablosuz kanallar zamanla değişen kanallar olduğundan dolayı istatistiksel olarak sınırlandırılmış sınırlı sayıda durum içeren ve bu durumlar arasındaki geçişin olasılıklara bağlı olarak gerçekleştiği Markov zinciri ile modellenmeleri kullanışlı bir yöntemdir [48].

4.1.1. Markov zinciri

Markov zinciri yapısında gelecekteki kanal durumu sadece şundaki kanal durumuna bağlı olarak değişmektedir. Kanal boyunca oluşabilecek tüm etkenler göz önüne alınarak her etken için bir kanal durumu belirlenir, bu kanal durumu sayısı sonlu sayıdadır ve her durum için kullanılan bir olasılık yoğunluk fonksiyonu mevcuttur. Örneğin, yürürken cep telefonu ile konuşma yapan biri için görüş alanında kalması, ağaçlık bir alandan geçmesi, yüksek veya alçak binaların etrafında dolaşması gibi durumlarda meydana gelecek kanal yapıları için ayrı ayrı en uygun olasılık yoğunluk fonksiyonu seçilir veya oluşturulur. Bu kişi için ayrıca, bu kanal durumlarında bulunma olasılığı, durağan durum olasılık vektörü (DDOV) ve bulunduğu kanal durumlarından, ayrı ayrı diğer kanal durumlarına geçme olasılığı, durum geçiş olasılık matrisi (DGOM) oluşturulur.

Markov zincirleri kanal modellemeleri için kullanıldığında Markovian kanal olarak adlandırılırlar ve iletişim boyunca sinyal üzerine etki edebilecek tüm fenomenlerin istatistiksel şekilde birleştirebildiği için Rician, Rayleigh, AWGN gibi kanal modelleme

türlerinden daha gerçekçi sonuçlar vermektedir [48]. Şekil 4.1’de alıcı-verici arasında Markov zinciriyle oluşturulmuş kanal modeli gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Markov kanal modeli

Q-bant verileriyle, gerçeğe en yakın şekilde Markov kanal modeli oluşturabilmek için serbest uzay yol kayıpları, gölgeleme etkileri ve küçük ölçekli zayıflatma etkisi olmak üzere 3 durum incelenmiştir. Gölgeleme etkileri için, uzun vadeli olarak, alınan sinyal genliği kendi içerisinde 3 temel duruma ayrılmıştır. Bu durumlar sinyalin çok az dalgalandığı iyi durum, yüksek zayıflatma etkileri olan fakat alıcı tarafından tespit edilebilen orta durum ve sinyalin tespit edilemediği kötü durum olarak sınıflandırılmışlardır [2]. Çizelge 4.1’de Markov kanal modeli olasılık dağılım tanımları, Çizelge 4.2’de ise bu olasılık dağılımlarının aldığı sayısal değerler verilmiştir.

Çizelge 4.1. Markov kanal olasılık dağılım değerleri

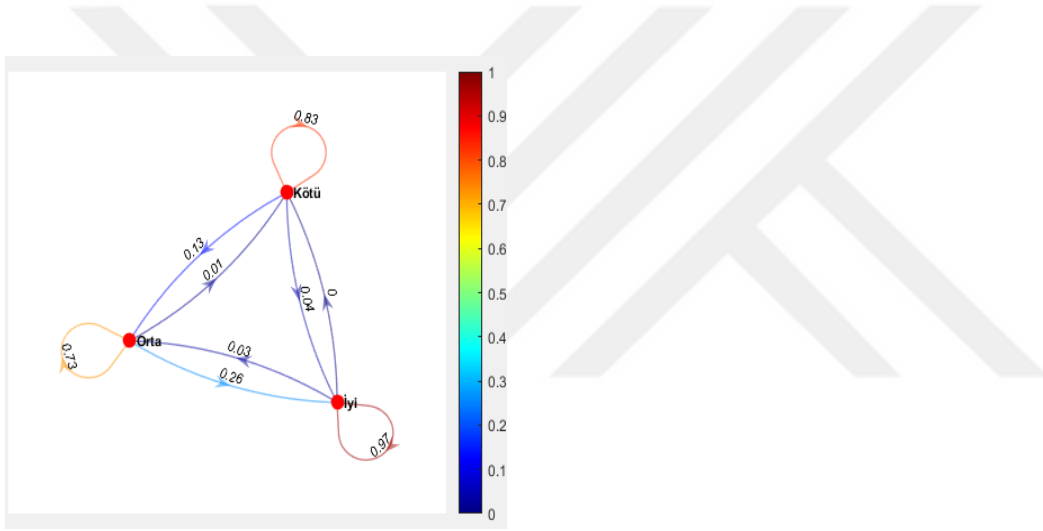
Durum Süresi	DDOV			DGOM		
Ölçüm süre	İyi durum	Orta Durum	Kötü Durum	P_{ii}	P_{io}	P_{ik}
				P_{oi}	P_{oo}	P_{ok}
				P_{ki}	P_{ko}	P_{kk}

Çizelge 4.1’de verilen ve P_{xy} şeklinde gösterilen değerler x durumundan, y durumuna geçiş olasılığını göstermektedir. Örneğin P_{ki} değişkeni kanal durumunun kötü durumdan iyi duruma geçme olasılığını vermektedir.

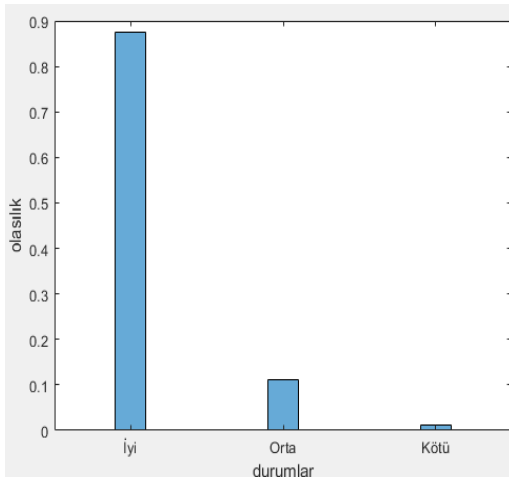
Çizelge 4.2. Markov kanal olasılık dağılım değerleri [2]

Durum Süresi	DDOV			DGOM		
15dk	0.876565	0.11192	0.011515	0.966465	0.032974	0.000562
				0.258561	0.72793	0.013509
				0.039695	0.134351	0.825954

Bu değerler ile oluşturulan 9000 adımlık Markov kanal durumu MATLAB programında oluşturulmuştur. Sistemin 15dk boyunca 0,1 saniye aralıklarla ölçüm almasından dolayı 9000 adım uygulanmıştır. Şekil 4.2’de Markov kanal modeli DDOV ve DGOM değerleri gösterilmiştir. Q-bant kanalı için oluşturulan Markov yapısı benzetime birebir olarak aktarılabilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4.2. DDOV ve DGOM benzetim sonuçları, (a) DGOM değerleri, (b) DDOV değerleri

4.1.2. Birleşik Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu

Kanallar istatistiksel olarak modellenirken fiziksel ortamlarda yapılan ölçümlerden yararlanılmaktadır. Özellikle Markov kanal modeli kullanılırken, alınan güç değerleriyle oluşturulan kanal durum sınırlarının belirlenmiş olması ve alınan değerleri bu durumlar içerisine en yüksek doğrulukla yerleştirilmiş olması büyük önem taşımaktadır. İstatistikte sınıf olarak adlandırılan bu durumların doğru şekilde sınırlandırılabilmesi için çeşitli algoritmalar kullanılmaktadır.

Her durum için, alınan sinyallerin olasılık yoğunluk fonksiyonu, ağırlıklı Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonunun lineer birleşimi olarak yazılabilmektedir. Eş. 4.1'de ağırlıklı Gauss olasılık yoğunluk formülü verilmiştir.

$$p(x) = \sum_{k=1}^N w_k \mathfrak{N}(x; \mu_k, \delta_k^2) \quad (4.1)$$

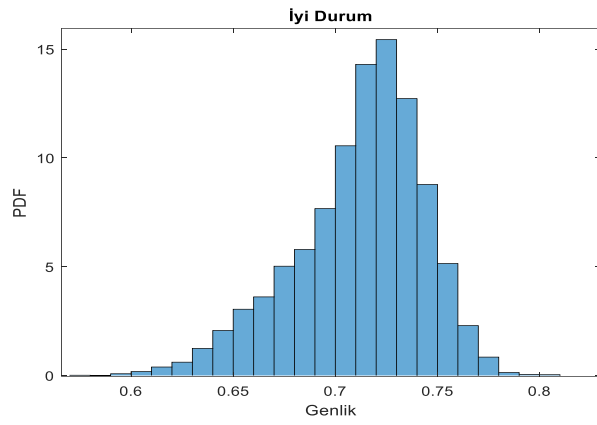
Q-bant kanal modeli için her durum 2 Gauss olasılık dağılımının bir fonksiyonu olarak oluşturulmuştur. Çizelge 4.3'te birleşik Gauss olasılık yoğunluk değişkenleri verilmiştir.

Çizelge 4.3. Birleşik Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu değişkenleri [2]

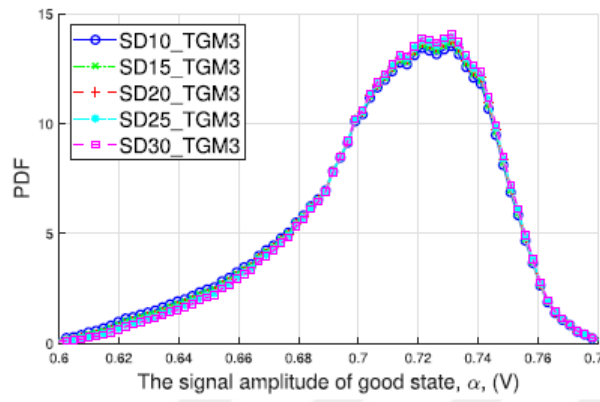
Durum	Ağırlık vektörü		Ortalama		Varyansı	
	w_1	w_2	μ_1	μ_2	δ_1	δ_2
İyi	0.63378441	0.366216	0.727214	0.68443	0.000381	0.000991
Orta	0.74316284	0.256837	0.610572	0.470644	0.470644	0.009401
Kötü	0.324595203	0.675405	0.313376	0.040384	0.042724	0.001149

Verilen değerler ile benzetim ortamında oluşturulan kanal durum olasılık yoğunluk grafikleri ve Q-bant kanal modeli karşılaştırmaları Şekil 4.3'te iyi durum için, Şekil 4.4'te orta durum için ve Şekil 4.5'te kötü durum için verilmiştir.

Veriler benzetim ortamında aynı şekilde aktarılmıştır. Markov kanal modeli kanal durumu değiştirdiğinde ilgili durumun olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılarak alınan sinyal gücü hesaplaması yapılmıştır.

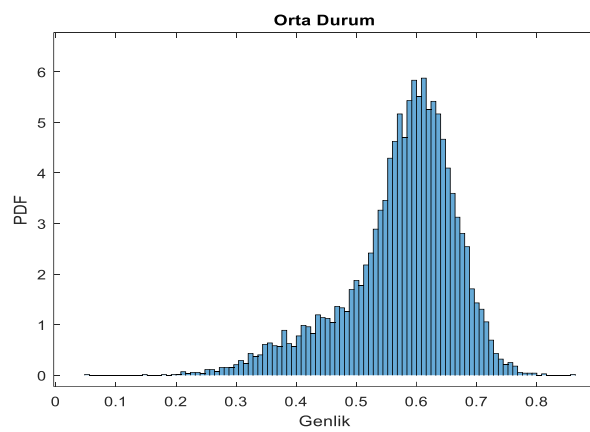


(a)



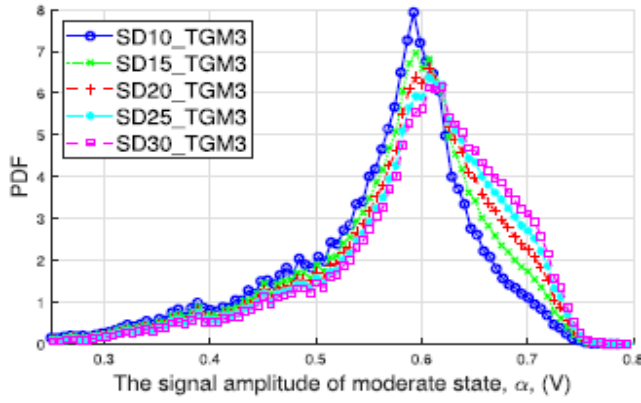
(b)

Şekil 4.3. İyi durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]



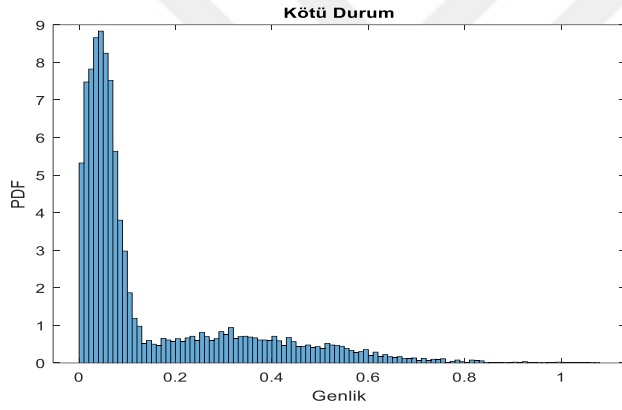
(a)

Şekil 4.4. Orta durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]

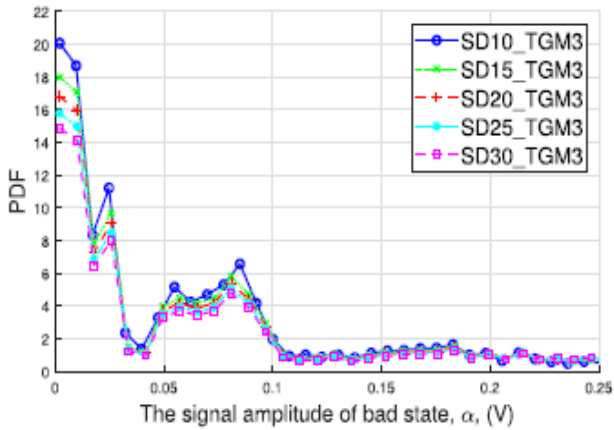


(b)

Şekil 4.4. (devam) Orta durum olasılık yoğunluk grafiği, Orta durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]



(a)

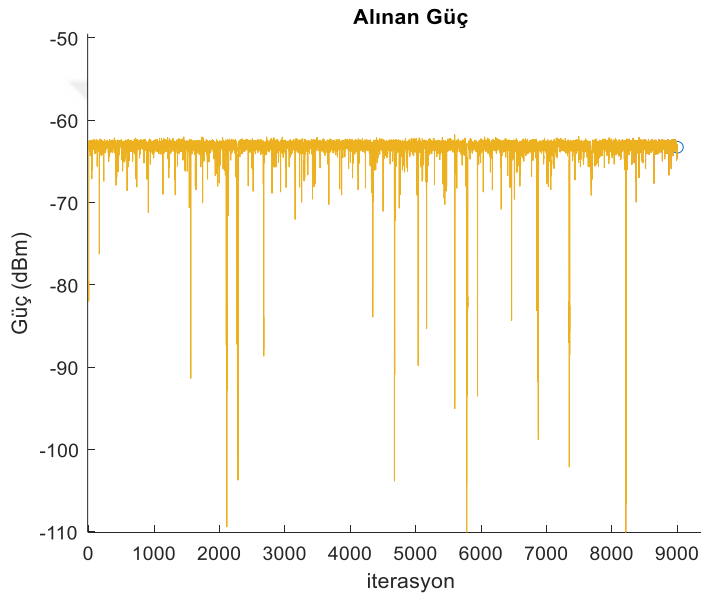


(b)

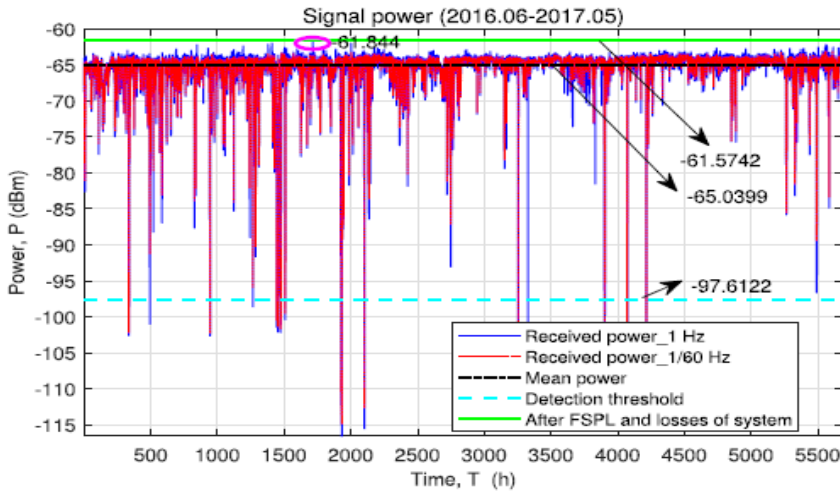
Şekil 4.5. Kötü durum olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan olasılık yoğunluk grafiği, Q-bant olasılık yoğunluk grafiği [2]

4.1.3. Sembol enerji-gürültü oranı hesabı

Kanal durumunun değişmesiyle gönderilen sinyal üzerine etki eden zayıflatıcı etkenlerin azalması veya artması durumuna göre, gönderilen sembol başına düşen enerji de değişmektedir. Benzetim doğrulanması için 9000 adımlık Markov kanal durumu koşturulmuş ve her kanal durumu için olasılık yoğunluk fonksiyonlarına bağlı olarak alınan güç değerleri Q-bant kanal modeli ile karşılaştırılmıştır. Şekil 4.6'da alınan güç değerleri verilmiştir.



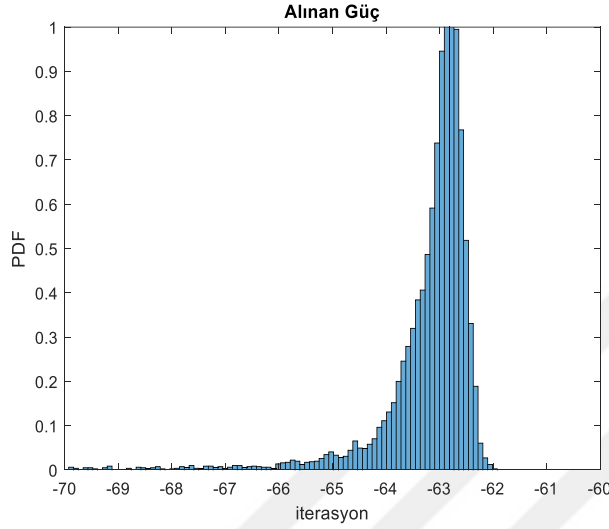
(a)



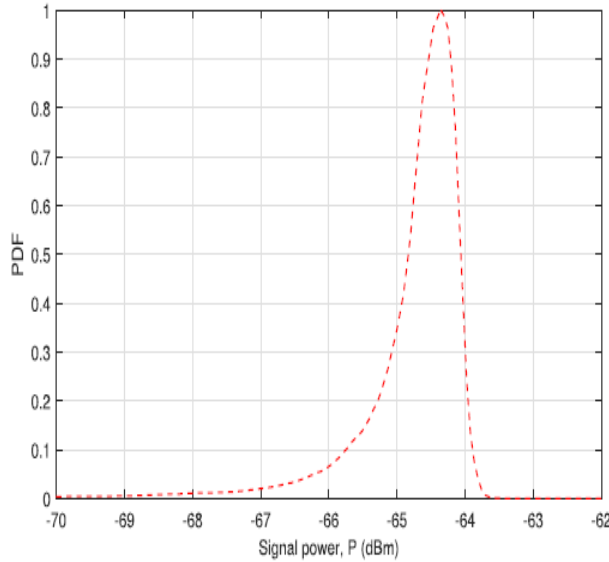
(b)

Şekil 4.6. Alınan güç değerleri, (a) Benzetim ortamında oluşturulan alınan güç değerleri, (b) Q-bant alınan güç değerleri [2]

Benzetim ortamı ve Q-bant kanal modeli arasında 1.2 dBm civarında bir fark görülmüştür. Bunun sebebi ise koşturulan Markov kanalının 9000 adımla sınırlandırılmış olmasıdır. Kanal durum değişim sayısının artmasıyla benzetim sistemi, gerçek sisteme yakınsayacak ve çok daha yakın değerler görülecektir. Alınan sinyal gücü değerleriyle oluşturulan olasılık dağılım grafiği Şekil 4.7’de verilmiştir.



(a) Benzetim ortamında oluşturulan alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği



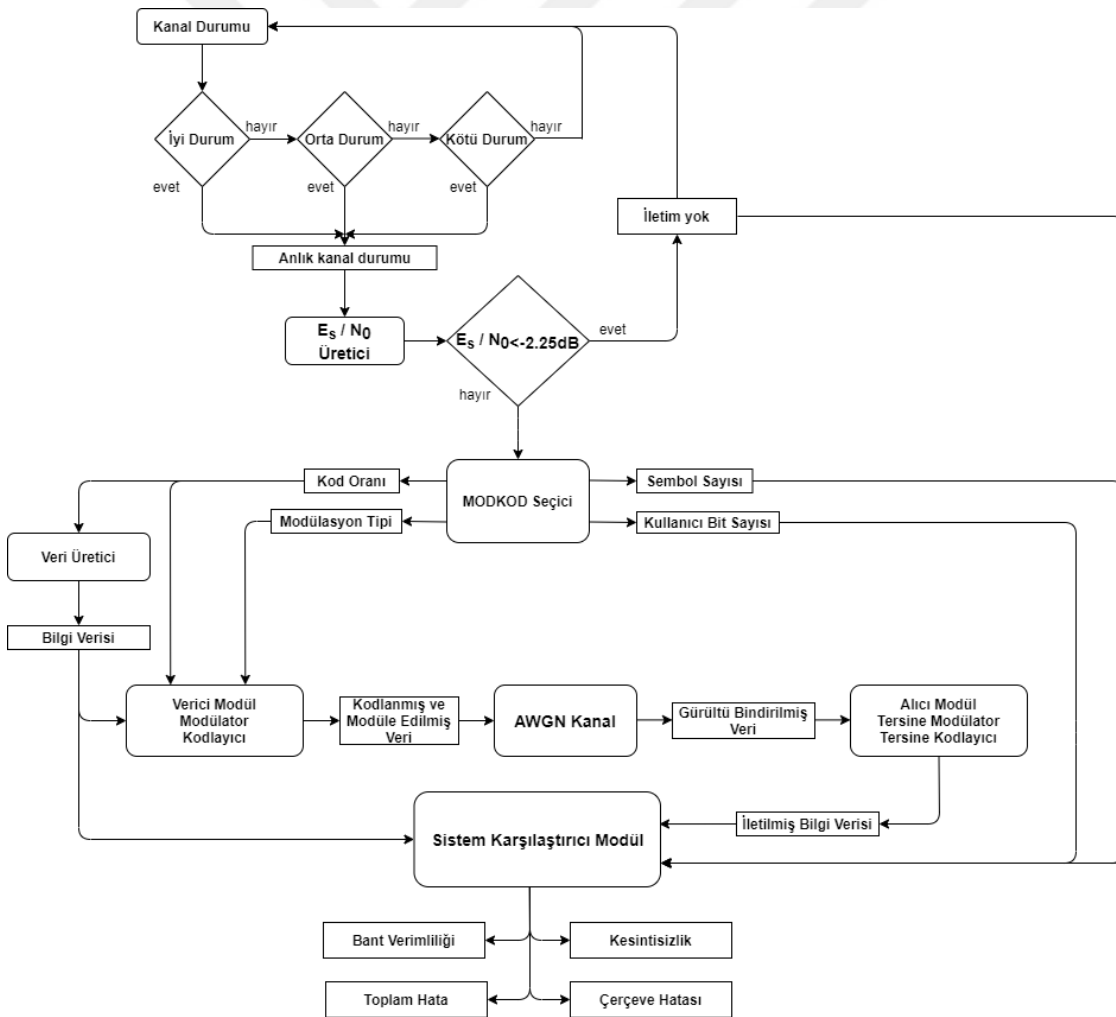
(b) Q-bant alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği

Şekil 4.7. Alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği, (a) Benzetim ortamında oluşturulan alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği, (b) Q-bant alınan güç değerleri olasılık yoğunluk grafiği

4.2. Benzetim Sistemi Birleşenleri ve Algoritma

Sistem benzetim ortamına aktarılırken gerçek sisteme en yakın şekilde tasarlanmıştır. Benzetim sistemi, sinyalin verici tarafta dijital ortamda kaldığı ve alıcı tarafta ise dijital ortama aktarılmasından sonra başlayan süreç için alıcı verici modül olarak tasarlanmıştır. Bunun dışında, alıcı tarafta bulunan ve uyarlamalı modülasyon ve kodlama için önemli olan kanal kestirim modülü ile hem alıcı hem de verici tarafa kanal durumu bilgisi aktarılmıştır.

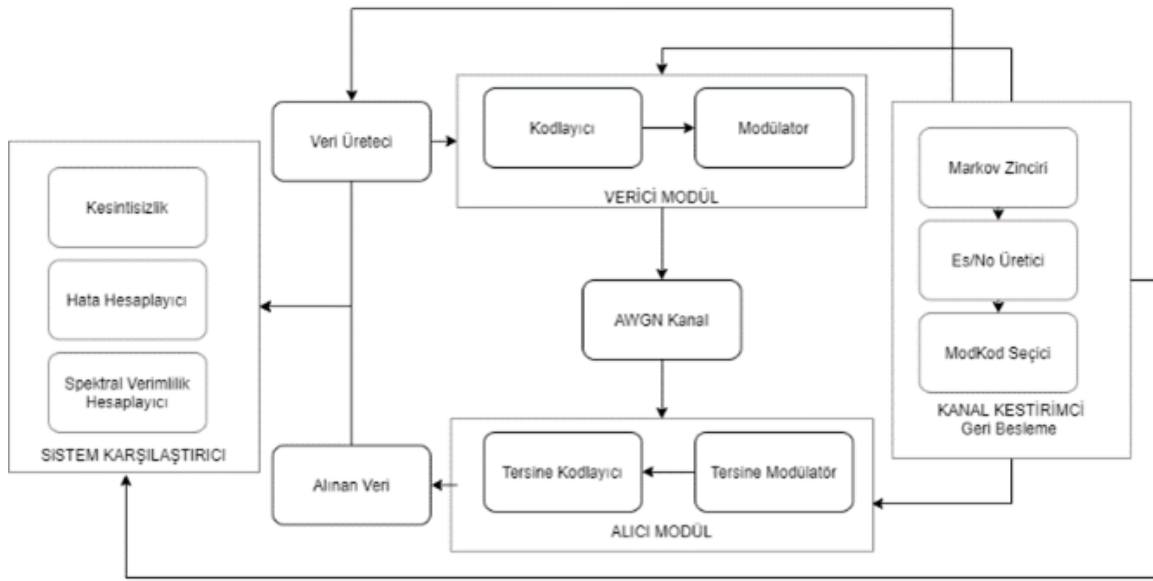
Sistem MATLAB programında oluşturulmuştur. Sistemin gerçeğe en yakın şekilde çalışabilmesi için uyarlanabilir modülasyon ve kodlama algoritması tasarlanmıştır. Şekil 4.8’de sistemin akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.8. Sistem akış diyagramı

Sistem genel haliyle şu şekilde çalışmaktadır:

Kanal kestirim modülünden gelen kanal durum bilgisi hem verici istasyona hem de alıcı istasyona aktarılır. Alıcı taraf, kanal kestirim modülünden gelen kanal durumunu bakarak uygun modülasyon ve kodlama değerini seçer. Seçilen kodlama değerine uygun olarak FKÇ 68400 bit olacak şekilde veri alınarak LDPC kodlamaya tabi tutulur. Bu işlem tamamlandıktan sonra modülatöre gönderilerek uygun modülasyon seviyesine göre modülasyon işlemi yapılır. Modülasyon işlemin ardından çerçeve AWGN kanal üzerinden geçirilerek alıcı modüle aktarılır. Alıcı modül, kanal kestirim modülünden gelen bilgiye bakarak uygun tersine modülasyon ve tersine kodlama işlemi uygulanır. Son olarak, alınan veri bloğu sistem karşılaştırmacı modüle gönderilerek performans parametreleri hesaplanır. Şekil 4.9’da sistem diyagramı verilmiştir.



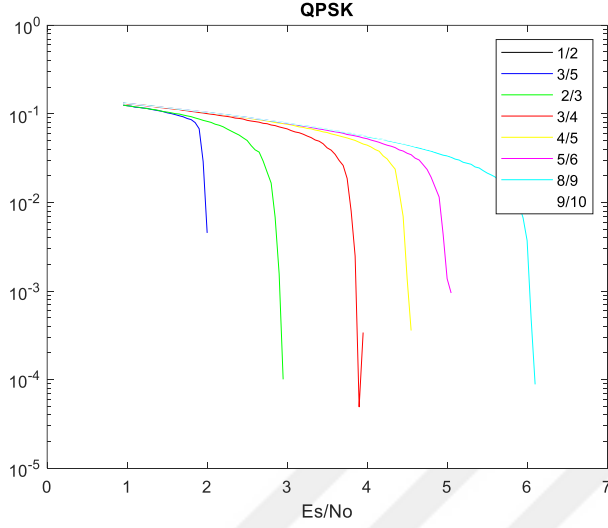
Şekil 4.9. Sistem diyagramı

4.2.1. Kanal Kestirim Modülü

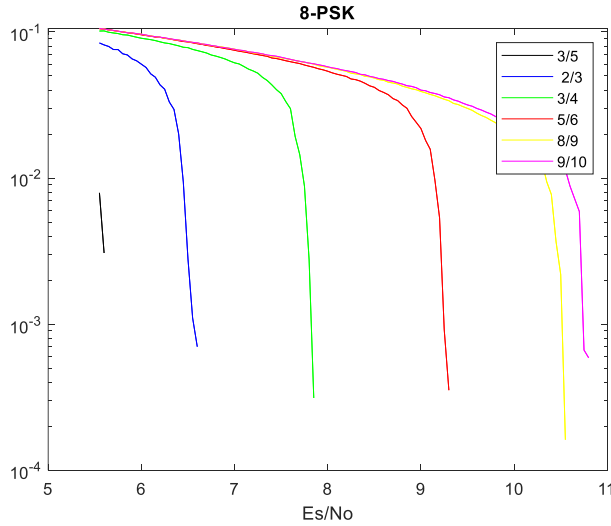
Bu modül 3 alt bileşenden oluşmaktadır. Temel işlevi kanalın durumunu alıcı ve vericiye ileterek MODKOD adı verilen en uygun modülasyon ve kodlama çifti üzerinden en düşük hata ve en yüksek verim ile iletim yapılmasını sağlamaktır.

Verici ve alıcı tarafından kullanılabilecek, sisteme tanımlanmış MODKOD değerleri,

uyarlanabilir modülasyon ve kodlama benzetimi öncesinde tüm modülasyon seviyeleri ve bu seviyelerde kullanılan kod oranları kullanılarak ayrı ayrı oluşturulmuştur. Böylece hem sınır değerleri tanımlanmış hem de sistemin güvenilirliği test edilmiştir. BHO 10^{-7} olarak seçilmiştir. Sınır değerleri DVB-S2 standardıyla benzer değerlere sahiptir. Şekil 4.10'da MODKOD sınır değerleri gösterilmiştir.

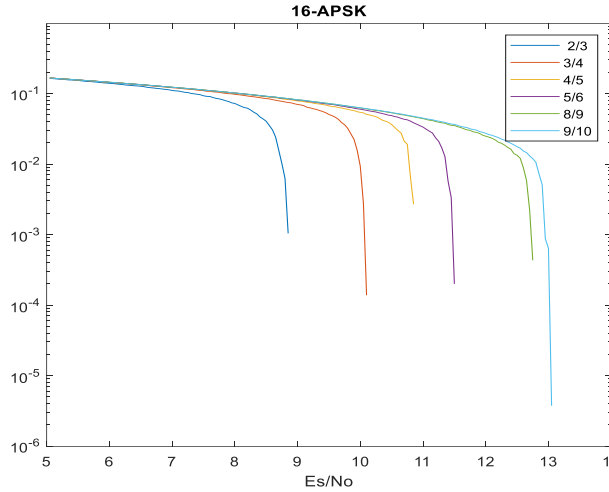


(a)

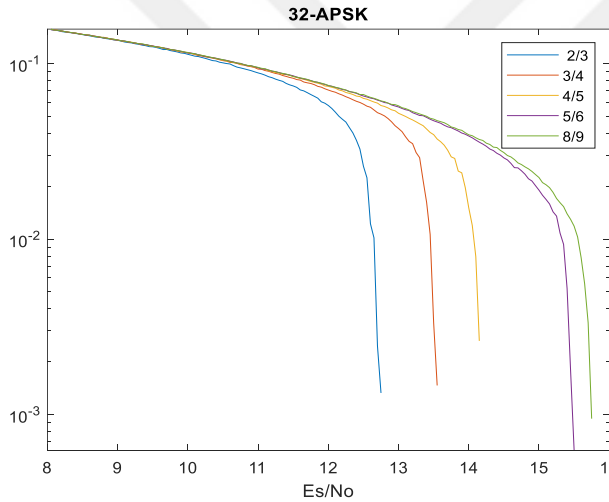


(b)

Şekil 4.10. MODKOD sınır değerleri, (a) QPSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (b) 8-PSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (c) 16-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (b) 32-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri



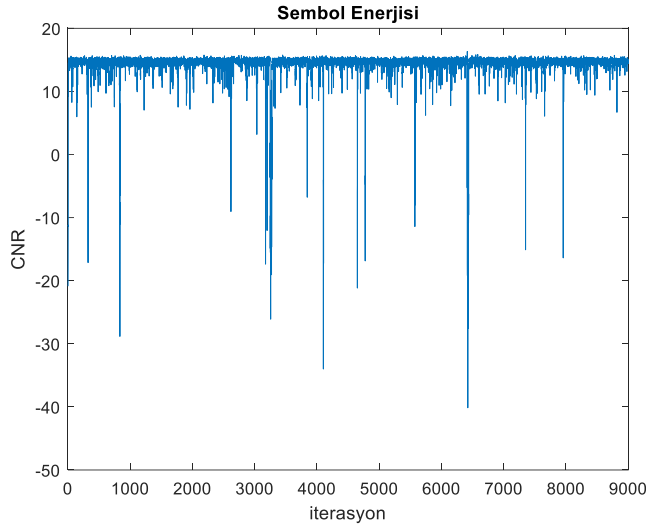
(c)



(d)

Şekil 4.10. (devam) MODKOD sınır değerleri, (a) QPSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (b) 8-PSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (c) 16-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri, (d) 32-APSK modülasyon ve kodlama sınır değerleri

Alınan sembol enerjisi, sembol periyodu ve gürültü bant genişliği arasındaki ilişki (3.58)'de verilmiştir. Sistemin -97,61 dBm sınır değeri olduğu ve 10 dB hassaslığa sahip olduğu düşünüldüğünde sistem hassaslığı -107,61 dBm olarak alınmıştır. Sistem 908K derecede ve 2,7 dB gürültü faktörü ile çalışmaktadır. Formül (3.56) ve (3.57)'de bu değerler yerine konulduğunda sembol ve gürültü bant genişliği 1 MHz olarak hesaplanmıştır. Sembol periyodunun bant genişliğine eşit olduğu durum için benzetim ortamında alınan sembol enerjisi grafiği Şekil 4.11'de verilmiştir.



Şekil 4.11. Alınan sembol enerjisi grafiği

Alınan sembol enerji değeri sınır değerleriyle karşılaştırıldıktan sonra alıcı, verici modüle ve sistem karşılaştırmacı modüle bu bilgi aktarılmıştır. Gerçek uygulamalarda, kolaylık için geri besleme kanalından sadece kanal durum bilgisi aktarılarak alıcı tarafa bulunan tablodan uygun değer seçimi yapılabilir.

4.2.2. Verici Modül

Verici modülde modülatör ve kodlayıcı olarak 2 yapı bulunmaktadır. Bu modül, kanal kestirim modülünden aldığı MODKOD değeri ve veri üreticiden aldığı veriyi DVB-S2 standardına göre önce Düşük Yoğunluklu Eşlik Doğrulama (LDPC) kodlama ile kodlar, sonra ise modüle ederek iletme hazır hale getirir.

Modülatör, QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK ve 64-APSK olarak 5 farklı seviyede modülasyon yapma yeteneğine sahiptir. Kodlayıcı ise $1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$, $4/5$, $5/6$, $8/9$, $9/10$ oranlarında kodlama yapabilmektedir.

Bölüm 3.3.3'te belirtildiği üzere FEC kodlama işlemi daha çok LDPC kodlama ile çözüldüğü için benzetim kolaylığı açısından BCH kodlama uygulanmamıştır. Ayrıca, DVB-S2 standardın kanal verimliliği hesabında pilot semboller hesaba katılmadığı ve benzetim ortamında sistem performansını etkilemediği için FKÇ içerisine pilot semboller eklenmemiştir.

4.2.3. AWGN Kanal

Modüle edilmiş veri bu kanal içerisinde alıcıya gönderilir. Bu kanalın amacı oluşabilecek diğer girişimleri, hat ve sistem gürültülerini benzetime ortamına katmaktır.

4.2.4. Alıcı Modül

Alıcı modül, AWGN kanal üzerinden aktarılan veriyi önce tersine modüle eder, sonra ise tersine LDPC kodlamaya tabi tutar. Alıcı modül bu işlemleri, kanal kestirim modülünden gelen MODKOD bilgisine göre yürütmektedir. Tersine modülasyon ve kodlama işleminin ardından alınan veri sistem karşılaştırmacı modüle gönderilir. Alıcı modül, verici modülde uygulanabilen modülasyon çeşidi ve kodlayıcı oranına uygun olarak çalışmaktadır.

Sistem içerisindeki elektronik malzemeler veya doppler saçılmalarından kaynaklı olarak alınan sinyalde frekans kaymaları meydana gelmektedir. Özellikle yüksek frekans ile iletim yapılan sistemlerde Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD) sırasında frekans çözünürlüğü nedeniyle frekans kaymaları meydana gelecek ve sinyal gücü analizinde problemler yaratacaktır [49]. Bunun önüne geçilebilmesi kullanılan yöntemlerden bir tanesi bölüm 3.4.5'te anlatılan PPL sistemidir.

Q-bant kanal modeli oluşturulurken, merkez frekansını, PLL frekans değerine göre değiştiren dijital bant geçiren filtre kullanılmıştır. Böylece, alınan sinyalin kaymış frekans değeri, PLL'den gelen frekans değerine yaklaştırılarak eşlenik filtre görevi gören bir filtre oluşturulmuştur. Burada amaç hızlı zayıflama etkilerini azaltmak ve alınan sinyalin SNR değerini artırmaktır. Bundan dolayı hızlı zayıflatıcı etkenlerin kompanze edilebildiği ve alıcı modüle gelen fiziksel katman çerçevesinin, her bir çerçevenin iletimi boyunca sabit kaldığı varsayılmıştır.

4.2.5. Sistem karşılaştırmacı modül

Sistemin tüm değişkenlerini bir araya getirerek performans çıktılarını hesaplayan modüldür. DVB-S2 standardında verilen performans kriterleri temel alınmıştır.

Bit hata hesaplayıcı

Veri üreticiden gelen kullanıcı verisi ile tersine kodlama işlemine tabi tutulmuş veri kıyaslanır ve çıkan hatalar her bir çerçeve ve toplam hata sayısı olarak ayrı ayrı tutulur. Çerçeve hata oranı, her bir çerçevede çıkan hatanın, o çerçevede gönderilen kullanıcı bit sayısına bölünmesiyle elde edilir. Toplam hata oranı ise her bir çerçeve için hesaplanan hataların toplamının, gönderilen toplam kullanıcı bit sayısına bölünmesiyle elde edilir.

Kesintisizlik

Eğer Es/No değeri belirlenen tüm sınır değerlerin altındaysa Kanal Kestirim modülünden veri iletimi gerçekleşmediğini bildiren bir uyarı alır. Tüm benzetim boyunca meydana gelen toplam kesinti sayısı, gönderilen toplam çerçeve sayısından çıkartılır ve bu fark toplam çerçeve sayısına oranlanarak kesintisizlik oranı hesabı yapılır.

Hata hesaplayıcı

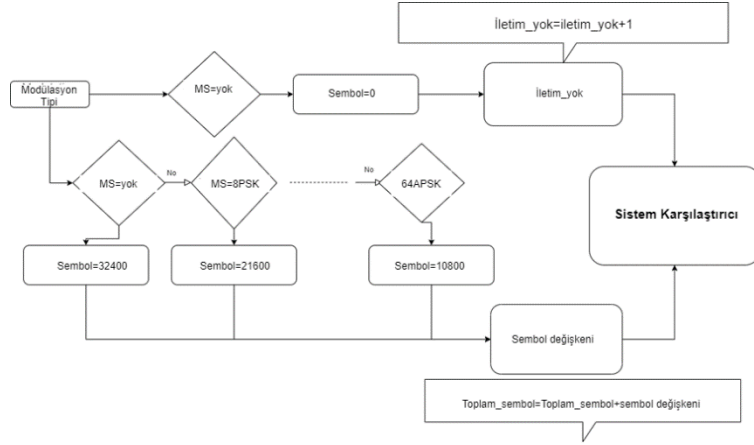
Alıcı modülden gelen veri ile Veri Üretici modülden gelen veriyi kıyaslayarak 1 çerçevenin iletimi sonrasında, kodlama bitleri hariç olarak, ne kadar hata meydana geldiğini hesaplar.

Spektral verimlilik hesaplayıcı

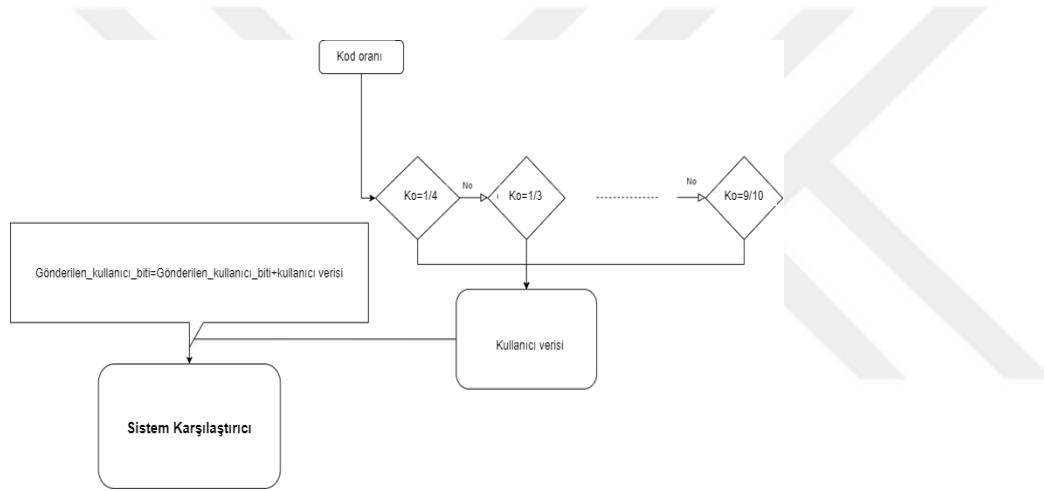
Tüm yapının en önemli değişkenlerinden bir tanesi bu yapıda hesaplanan veridir. Her bir çerçeve gönderildiğinde, kanal kestirim modülünden aldığı MODKOD değerlerine göre kaç bitin, kaç sembol ile gönderildiğini hesaplar. Gönderilen veri için hatasız kullanıcı verisi baz alınarak yapılmaktadır. İletim olmadığı durumlar da alınarak, toplam geçen süre ile toplam kullanılabilir bit oranlanır ve transfer hızı bit/saniye cinsinden bulunur.

Böylece, sistemin 1 çerçevenin iletimi ve tüm iletimler boyunca kullandığı transfer hızı ve bant genişliğini oranlayarak hem çerçeve gönderimi başına verimlilik hem de tüm iletim boyunca sağlanan verimlilik değişkenlerini tutar

Şekil 4.12’de kesintisizlik verisi ve transfer hızı için kullanılan, Şekil 4.13’te ise gönderilen toplam kullanıcı biti için kullanılan akış diyagramları verilmiştir.



Şekil 4.12. Kesintisizlik verisi ve transfer hızı hesaplanması akış diyagramı

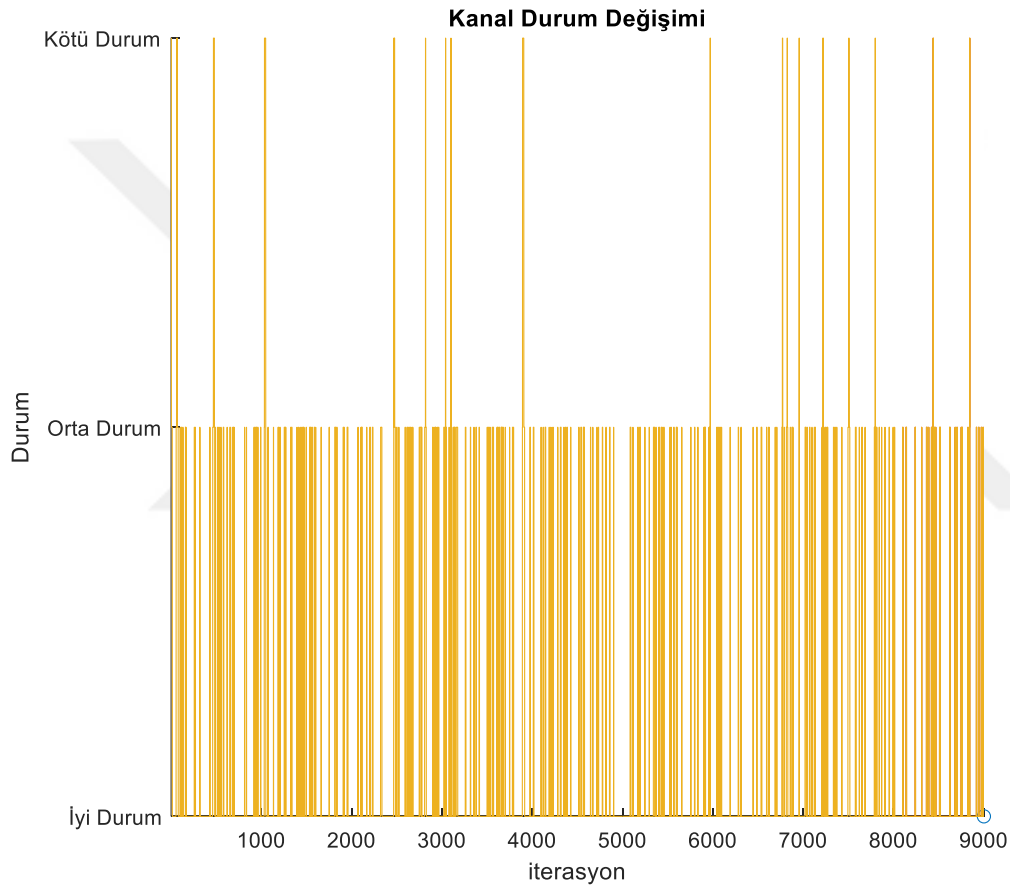


Şekil 4.13. Gönderilen toplam kullanıcı biti hesabı akış diyagramı

4.3. Benzetim sonuçları

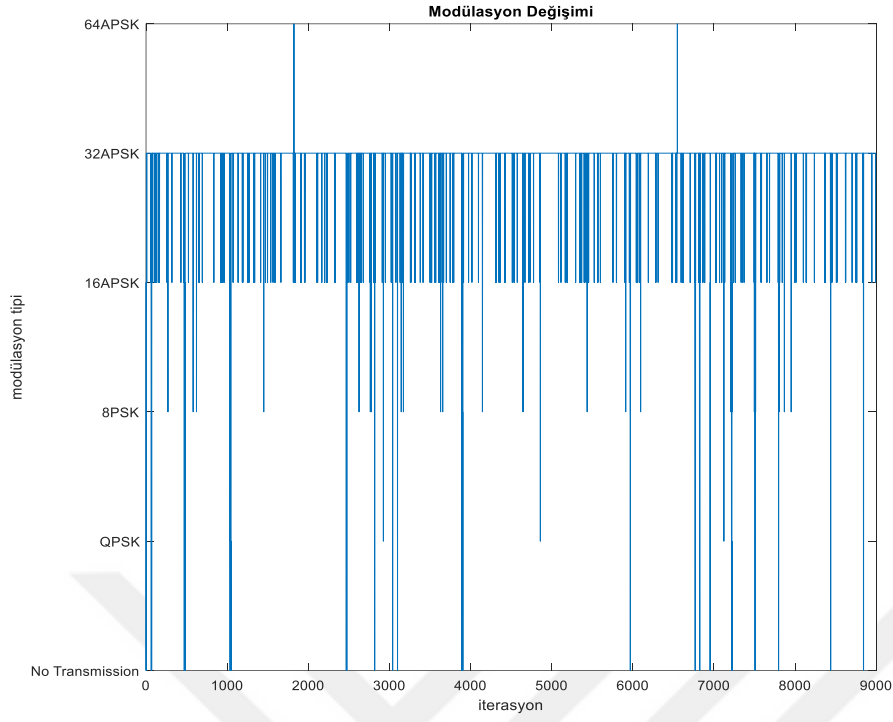
Benzetim sonuçları değerlendirilirken özellikle performans parametreleri dikkate alınmıştır. Benzetim yapısı genel hatlarıyla Q-bant kanal modeli için DVB-S2 içerisinde tanımlanan uyarlamalı kodlama ve modülasyon performans parametrelerini incelemek üzere kurgulanmıştır. Ayrıca, belirli alınan güç ortalamasına sahip kanal modelinin sabit modülasyonda gösterdiği performansı, uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği ile karşılaştırmak için sabit modülasyon ve değişken kodlama çeşitleri için de benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu bölüm altında, benzetim çıktılarının daha anlamlı olması ve kanal değişkenliğinin sisteme etkisini görebilmek için Markov kanal durum değişimleri benzetim girdisi olarak verilmiştir.

Benzetim içerisindeki en önemli birleşenlerden bir tanesi kanalın, Q-bant kanal modeline benzer olarak değişmesidir. Bu değişimlerin benzetim sistemi tarafından takip edilip, uygun MODKOD çiftinin seçilerek DVB-S2 standardında verilen performans değişkenlerini yakalayabilmesi de önem taşımaktadır. Sistemin bunu yapabilmesi için kanal değişimini kaçırmadan kendini uygun modülasyon ve kodlama seviyesine çekmesi önemlidir. Şekil 4.14'te kanal değişimine uygun olarak sistemin modülasyon ve kodlama değişimi gösterilmiştir.

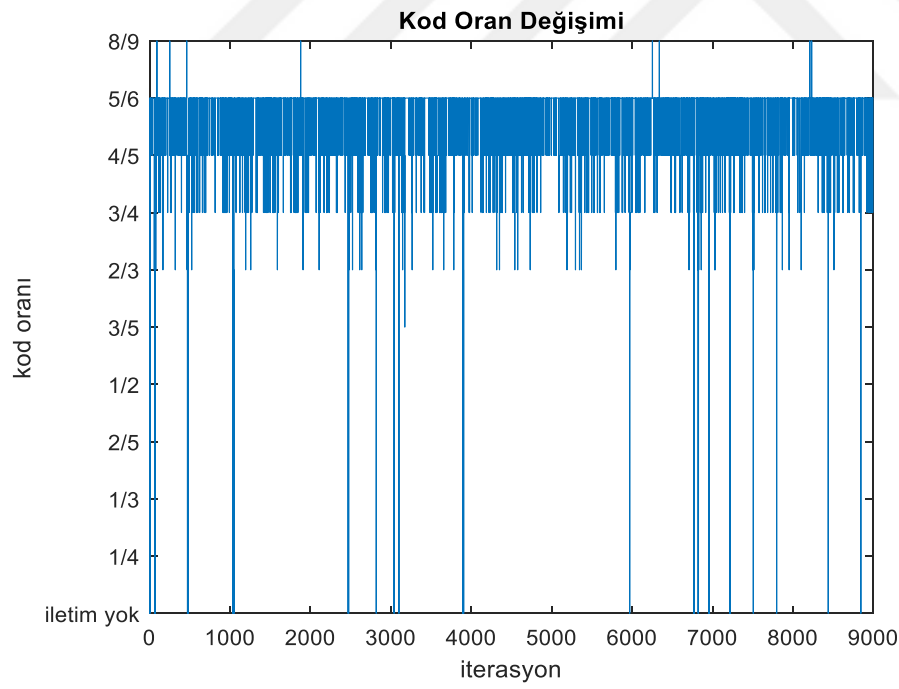


(a)

Şekil 4.14. Kanal durumuna göre değişen modülasyon ve kodlama, (a) Kanal durum değişimi, (b) Kanal durumuna bağlı olarak değişen modülasyon tipi, (c) Kanal durumuna bağlı olarak değişen kod oranı



(b)

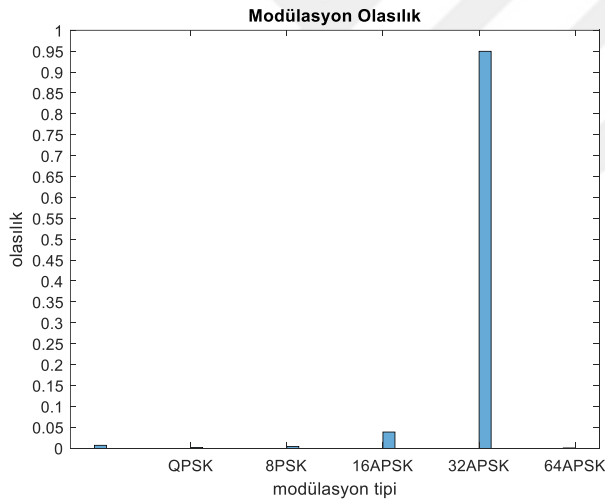


(c)

Şekil 4.14. (devam) Kanal durumuna göre değişen modülasyon ve kodlama, (a) Kanal durum değişimi, (b) Kanal durumuna bağlı olarak değişen modülasyon tipi, (c) Kanal durumuna bağlı olarak değişen kod oranı

Kanal değiştikçe sistem en uygun modülasyon ve kodlama değerini seçerek sistemi sürekli olarak canlı tutmayı başarmıştır. Derin zayıflama anlarında ise belirlenen sınır hata oranının altına düşüleceği için sistem transferi tamamlayamamıştır.

Sistem tüm modülasyon çeşitlerini kullanabilmiştir fakat kanal durumuna göre kullanım olasılık oranı değişmiştir. Sistem kanal durumu el verdiği en yüksek modülasyonu seçerek verimliliği artırmaya çalışmıştır. Şekil 4.15'te kullanılan modülasyon tiplerine göre olasılık grafiği verilmiştir. Modülasyon olasılık grafiği incelendiğinde, kanal yapısından kaynaklı olarak, genellikle 32-APSK modülasyon tipi kullanıldığı görülmüştür. 32-APSK modülasyon için kod değerine göre değişen tanımlanmış aralık 12.87 dB ile 15.87 dB arasında değişmektedir. Bu aralık, kanal boyunca meydana gelen zayıflamalardan sonra alınan ortalama sinyal gücü değeri ile paralellik göstermektedir. Benzetim öncesinde beklendiği gibi uyarlamalı modülasyon için 32-APSK yoğun olarak kullanılmıştır.

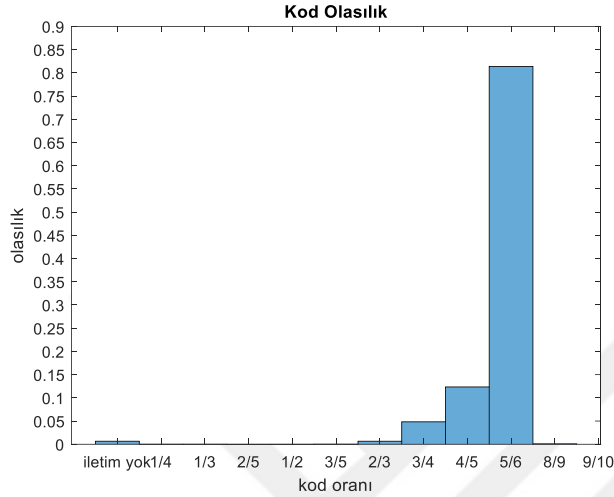


Şekil 4.15. Modülasyon kullanım olasılık değerleri

Kanal boyunca meydana gelen zayıflatma etkileri 32-APSK modülasyon için tanımlanan sınırın altına düştüğünde, sistem yeni kanal durumuna göre en uygun modülasyon tipine geçmektedir.

Alınan güç, ortalaması etrafında yükselmeler ve alçalmalar gösterdiği için kodlama oranlarıyla bant verimliliğini en az etkileyecek şekilde, her bir modülasyon tipi için ayrı ayrı kodlama değerleri DVB-S2'ye göre seçilmiştir. Şekil 4.16'da tüm transfer boyunca kullanılan kodlama oranı değerleri verilmiştir.

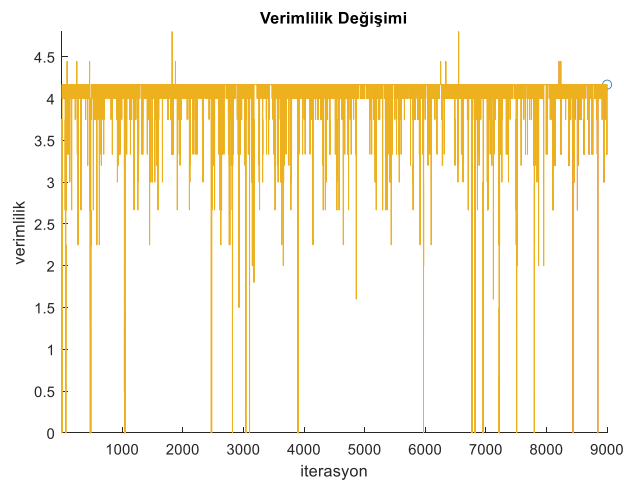
Burada da aynı modülasyon da olduğu gibi kullanım özellikle 5/6 kodlama oranlarında yoğunlaşmıştır. Kodlamalar, modülasyon tiplerinin performansını artırmada kullanıldıkları için kod oranın, en çok kullanılan modülasyon tipine göre şekillenmesi beklenmektedir. 32-APSK, 5/6 kod oranı için belirlenen aralık 14.28 dB ile 15.69 dB arasında tanımlanmıştır.



Şekil 4.16. Kod oranı kullanım olasılık değerleri

Değişen kodlama ve modülasyon ile hattın bant verimliliği de sürekli olarak değişmektedir.

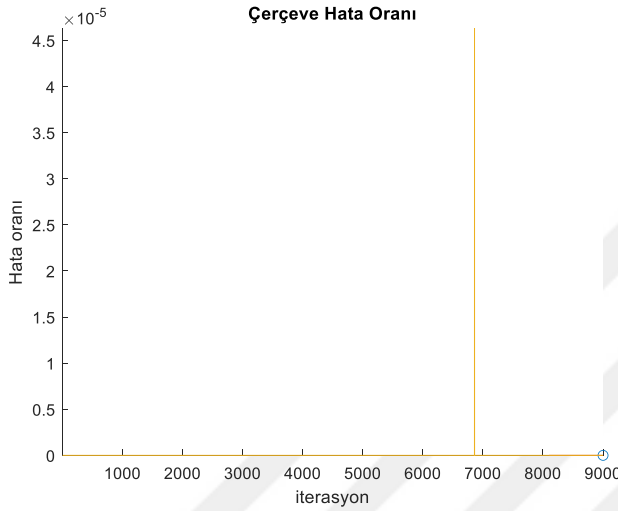
Şekil 4.17’de seçilen MODKOD değerleri için verimlilik değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.17. MODKOD değerleri için bant verimliliği değişimi

Çerçeve başına verimlilik kanal durumuna paralel olarak artma veya azalma göstermiştir. Sistem, verimliliği DVB-S2 standartları içerisinde tutmaya çalışırken hata oranlarını da

dikkate almıştır. Haberleşme sistemlerinin temel amacı güvenilir veri transferi olduğu ve bant verimliliği hesabında hata sayıları da kullanıldığı için uygun sınır değerlerine sahip olan sistem sadece 1 paket transferi sırasında hata ile karşılaşmıştır. Bu hata hem sistemin toplam hatasını hem de o çerçeve için gerçekleşen hatayı göstermektedir. DVB-S2 standardında verilen 10^{-7} paket başına hata oranı, tüm çerçeve için 4.5×10^{-5} seviyesinde kalmıştır. Şekil 4.18’de kanal durumuna göre meydana gelen hata oranları verilmiştir.



Şekil 4.18. Kanal durumuna göre hata oranları

Diğer modülasyon tiplerinin de kullanılmasıyla birlikte, en kötü senaryoya bağlı olarak yapılan ve sistem bant verimliliğini düşüren sabit modülasyon ve kodlama yöntemine göre daha yüksek bant verimliliği sağlanmıştır. Sistemin hat bütçesi, en kötü senaryo yöntemine göre değil de 32-APSK için hesaplanmış olsaydı bu durumda da enerji verimliliği azalacak ve kesintisizlik oranında artış görülecekti. QPSK, 8-PSK ve 16-PSK modülasyon tiplerinin sistem tarafından devreye sokulmasıyla hem enerji verimliliği sağlanmış hem de kesintisizlik oranı artırılmıştır.

Sabit modülasyon ve değişken kodlama benzetimi QPSK, 8-PSK, 16-APSK ve 32-APSK modülasyon tipleri için yapılmıştır. Bu benzetimler için uyarlamalı modülasyon ve kodlama benzetim sistemi sabit modülasyon sistemine çevrilmiş, geri kalan sistem birleşenleri aynı tutulmuştur.

Kesintisizlik ve bant verimi uyarlamalı modülasyon ve kodlama benzetimi çıktıları, sabit modülasyon ve değişken kodlama ile yapılmış benzetim çıktılarıyla karşılaştırılmıştır.

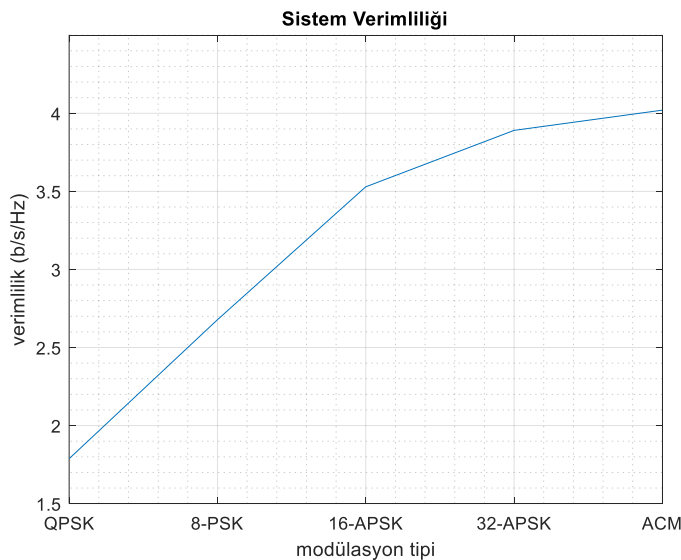
Çizelge 4.4'te performans karşılaştırma tablosu verilmiştir.

Çizelge 4.4. Performans karşılaştırma tablosu

MT	TBS	TS	BV	TH	ÇHO	İY	HK
ACM	477356400	117535320	4,020	2	0.00462	59	0,9934
QPSK	521363520	289850400	1,787	0	0	54	0,9940
8PSK	520579080	193168800	2,677	1030	0.0265	57	0,9936
16APSK	514533960	143613000	3,529	0	0	135	0,9850
32APSK	458256600	111015360	3,890	572	0.01	523	0,9410

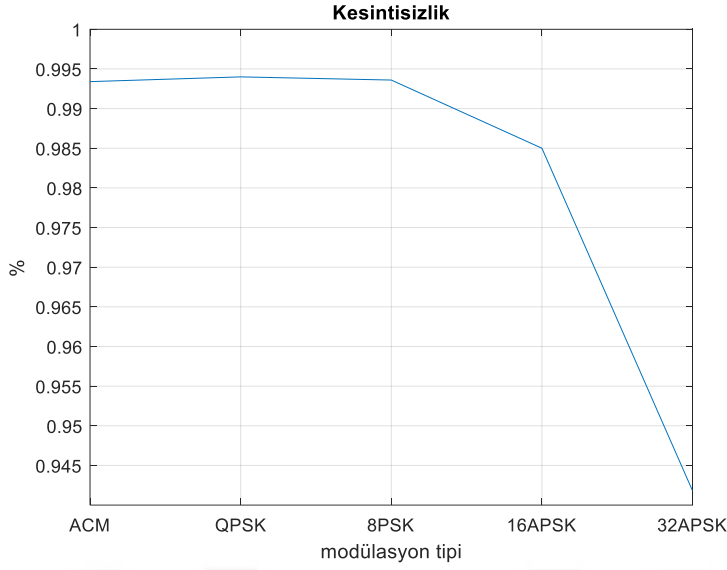
Çizelgede MT modülasyon tipini, TBS gönderilen bit sayısını, TS toplam gönderilen sembol sayısını, BV bant verimliliğini, TH toplam hata miktarını, ÇHO çerçeve hata oranını, İY iletim olmayan durumları ve HK hat kesintisizliğini göstermektedir. Çizelge oluşturulurken ÇHO için (3.62), HK için (3.63) ve BV için (3.64) kullanılmıştır. Geri kalan veriler benzetim ortamından alınmıştır.

Her üç değişken için de uyarlamalı modülasyon ve kodlama tekniğinin, sabit modülasyon ve değişken kodlama tekniğinden iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Şekil 4.19'da sabit modülasyon tipine göre hesaplanan bant verimliliği grafiği verilmiştir.



Şekil 4.19. Sistem bant verimliliği grafiği

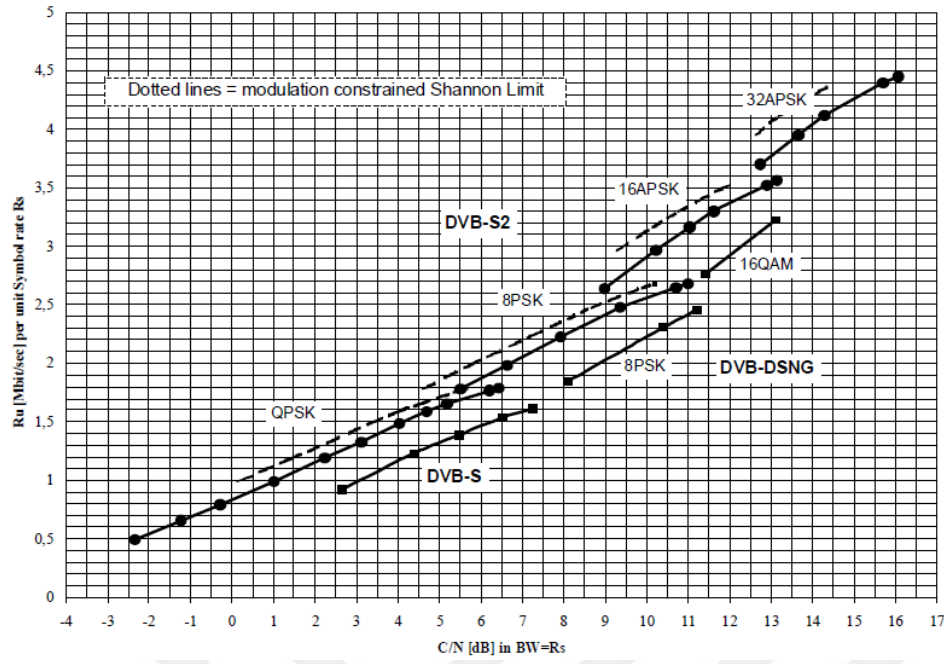
Önemli performans değişkeni olan hat kesintisizliği grafiği de Şekil 4.20'de verilmiştir.



Şekil 4.20. Sistem Hat kesintisizliği grafiği

Sabit modülasyon ve değişken kodlama tipleri, modülasyon seviyesi yükseldikçe hat kesintisizliği açısından kötüleşmektedir. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği hat kesintisizliği açısından QPSK ve 8-PSK ile neredeyse aynıdır. Fakat bant verimliliği açısından QPSK'dan %224, 8-PSK'dan %150 daha iyi performans göstermektedir. 16-APSK ile kıyaslandığında verimlilik açısından %13 daha iyi iken kesintisizlik oranları yakındır. 32-APSK ile bant verimliliği açısından %3, hat kesintisizliği açısından %5,5'luk performans farkı mevcuttur.

Q-bant kanal modeli için oluşturulan kanal yapısında uygulanan uyarlamalı modülasyon ve kodlama tekniği benzetimi sonrasında elde edilen çıktılar DVB-S2 standardı ile karşılaştırılmıştır. Hat kesintisizliği açısından yıllık %99,6 olan standart gereksinimin %0.26 gerisinde kalmıştır. İlgili standartta uyarlamalı kodlama ve modülasyon için toplam bant verimliliği değeri bulunmamakla birlikte, benzetim adımları incelendiğinde verilen MODKOD çifti için standart gereksinimi sağlandığı görülmüştür. Ayrıca, sabit modülasyon ve değişken kodlama tekniği benzetim sonuçlarının Şekil 4.21'de DVB-S2 standardında verilen kullanıcı biti için bant verimliliğini gösteren grafik ile uyduğu ve uyarlamalı modülasyon ve kodlama tekniğinin bant verimliliği açısından diğer teknikten iyi olduğu düşünüldüğünde, sistemin Q-bant kanal modeli için toplam bant verimliliği gereksinimi karşıladığı düşünülmüştür.



Şekil 4.21. DVB-S2 bant verimlilik grafiği



5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Kablosuz haberleşme sistemleri askeri, profesyonel ve sivil alanlarda birçok değişik uygulama için kullanılmaktadır. Her alan için tanımlanmış bant aralıkları mevcut olsa da uygulamaların çeşitlenmesi, kullanıcı sayısının artması gibi etkenlerle birlikte tahsis edilen bant genişlikleri yetersiz kalmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynakları ihtiyaçlarımızı karşılayana kadar şu anda kullandığımız ve sınırlı olan enerji kaynaklarını verimli kullanmak büyük önem taşımaktadır. Bu iki parametre kablosuz haberleşme sistemlerini sınırlandıran önemli kaynaklardandır. Bant ve enerji verimliliğini artırmak, veri iletim hızını artırırken, maliyetleri düşürerek kullanıcıya, servis sağlayıcıya ve çevremize avantaj sağlayacaktır. Her geçen gün artan kullanıcı sayısı ve talepleri düşünüldüğünde verimliliğe katkı sunan her teknik ve yöntem önemli bir iş başarmaktadır. Kablosuz haberleşme alanında boşa harcanan finansman giderlerinin azalması bilimsel ve teknolojik çalışmalara daha fazla destek verilebileceği anlamına gelmektedir. Bu gözle bakıldığında UMK tekniği sadece teknolojik yenilik getiren bir araç olmaktan çıkmakta, birçok manada insanlığa hizmet sunmaktadır.

Bu kapsamda, UMK çalışması çıktılarının gerçek kanal modeli ile örtüştürerek doğruluğunu ve bu çalışmanın ileriki yıllarda yardımcı araç olmasını sağlamak amacıyla Q-bant kanal yapısına göre zayıflamalara uğramış gerçek sinyal verileri kullanılmıştır. Ayrıca, Markov kanal modeli ile kanalın istatistiksel olarak değişmesi sağlanmıştır. Benzetimde DVB-S2 standardında belirtilen çerçeve yapısı, modülasyon ve kodlama teknikleri kullanılmıştır. Böylece belirli bir bilgi birikimi ile oluşturulmuş performans kriteri ile benzetim çıktıları karşılaştırılabilmiştir. Donanım tabanlı sistem maliyetlerinden kaynaklı olarak çıktılar sadece benzetim ortamından elde edilebilmiştir. Benzetim sistemi oluşturulurken yapılan kabuller ve bu kabullerin temelleri açıklanmıştır.

Kanal yapısı benzetim ortamına aktarılırken iyi, orta ve kötü olmak üzere 3 duruma ayrılmıştır. Bu durumlar benzetim ortamında Markov kanal modeli test yazılımı ile koşturulduğunda DDOV ve DGOM çıktı değerleri ve gerçek veriler yaklaşık olarak aynı çıkmıştır. Koşturulan adım sayısı artıkcı benzetim olasılık değerleri gerçek değerlere yakınsamaktadır. Fakat benzetim zorluğu nedeniyle adımlar sınırlandırılmıştır. Her kanal durumunda, alınan sinyalin olasılık yoğunluk fonksiyonu benzetim ortamında oluşturulmuş

ve bu fonksiyonların çıktıları ile gerçek veriler karşılaştırılmıştır. Alınan ortalama güç değeri için gerçek ve benzetim değerleri arasında 1.2 dBm fark görülmüştür. Bu fark benzetim hatası olarak kabul edilmiştir.

Benzetim sistemi çıktıları DVB-S2 standardında belirtilen kesintisizlik, bant verimliliği ve hata oranı performans kriterlerine göre karşılaştırılmıştır. Q-bant UMK sisteminin %99,34 oranında kesinti yaşamadan iletişim gerçekleştirebildiği görülmüştür. Bu durumun en kötü ay kriterinin %0,3 üzerinde çıkmış, ortalama kesintisizlik değerinin ise %0,26 altında kalmıştır. Sistemin kesintisizlik performansını artırabilmesi için sınır değerlerinin değişmesi ya da hat bütçesinde artırıma gidilmesi gerekmektedir. Enerji verimliliği dikkate alındığında MODKOD değişim sınırlarının daha keskin belirlenmesi sistemin kesintisizlik performansını artırmak için daha iyi bir yöntem olarak düşünülmüştür. UMK tekniği, 32-APSK modülasyon tipi hariç olmak üzere, SMDK tekniğine göre hat kesintisizliği açısından benzerlik göstermiştir. 32-APSK modülasyon tipine göre ise %5,5 daha iyi performans göstermiştir. Bant verimliliği açısından UMK tekniği, SMDK tekniğinden daha iyi performans ortaya koymuştur. En yüksek verimliliğe sahip 32-APSK modülasyon tipinden %3 daha iyi performans göstermiştir. Ayrıca DVB-S2 standardına göre en yüksek bant veriminin 4.5 b/s/Hz olduğu düşünüldüğünde, 4.020 b/s/Hz performans ile bu değere yaklaşmıştır.

Benzetim ortamında, kanal zayıflamaları sonrasında alınan ortalama CNR değerinin 14.36 dB olmasından dolayı SMDK tekniği için bant verimliliği açısından en uygun modülasyon tipinin 32-APSK olduğu görülmüştür. Fakat bu durumda hat kesintisizlik oranı çok azalarak toplam bant verimliliğini etkilemektedir. QPSK, 8-PSK veya 16-APSK kullanılması durumunda hat kesintisizliği artmakta fakat bant verimi oldukça azalmaktadır. SMDK tekniği kullanıldığında, UMK tekniğinin sağladığı bant verimi ve kesintisizlik değerlerini sağlamak için hat bütçe marjının artırılması gerektiği görülmüştür. Q-bant kanal modeli için UMK tekniği benzetim değerleri, DVB-S2 standardını yakalayabilmekte ve SMDK tekniğine göre daha yüksek bant ve enerji verimi ile iletim gerçekleştirebilmektedir. Q-bant uydu haberleşme sistemlerinin UMK tekniğiyle birlikte yüksek hız, yüksek bant verimi ve düşük enerjili sistemler olarak yakın gelecekte hayatımızı kolaylaştıracak birçok yenilik için hizmet vermesi öngörülmektedir.

KAYNAKLAR

1. Miao, G., and Song, G. (2014). Energy and Spectrum Efficient Wireless Network Design. Cambridge: Cambridge University Press, 24-30
2. Bai, L., Wang, C. X., Goussetis, G., Wu, S., Zhu, Q., Zhou, W., and Aggoune, E. H. M. (2019). Channel Modeling for Satellite Communication Channels at Q-Band in High Latitude. *IEEE Access*, 7, 137691-137703.
3. Wang, C. X., Haider, F., Gao, X., You, X. H., Yang, Y., Yuan, D., and Hepsaydir, E. (2014). Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks. *IEEE communications magazine*, 52(2), 122-130.
4. Ge, X., Tu, S., Mao, G., Wang, C. X., and Han, T. (2016). 5G ultra-dense cellular networks. *IEEE Wireless Communications*, 23(1), 72-79.
5. Rossi, T., Maggio, F., De Sanctis, M., Ruggieri, M., Falzini, S., and Tosti, M. (2014, March). System analysis of smart gateways techniques applied to Q/V-band high throughput satellites. *IEEE Aerospace Conference*, 1-10.
6. Ruggieri, M., Riva, C., De Sanctis, M., and Rossi, T. (2012, October). *Alphasat TDP# 5 mission: Towards future EHF satellite communications*. *IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL)*, 1-6.
7. Rappaport, T. S., Sun, S., Mayzus, R., Zhao, H., Azar, Y., Wang, K., and Gutierrez, F. (2013). Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!. *IEEE access*, 1, 335-349.
8. ITU. (2019). *Propagation data required for the design of Earth-space land mobile telecommunication systems*. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.681-11-201908-I!!PDF-E.pdf
9. Panagopoulos, A. D., Arapoglou, P. D. M., and Cottis, P. G. (2004). Satellite communications at Ku, Ka, and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 6(3), 2-14.
10. İnternet: European Space Agency Earth Online. (2013). Alphasat I / Inmarsat-XL (Inmarsat-Extended L-band Payload) / Inmarsat-4A F4. URL: <https://earth.esa.int/web/eoportal/satellite-missions/a/alphasat>, Son Erişim Tarihi: 20.10.2020
11. Rossi, T., Cianca, E., Lucente, M., De Sanctis, M., Stallo, C., Ruggieri, M., and Codispoti, G. (2009, March). *Experimental Italian Q/V band satellite network*. *IEEE Aerospace conference*, 1-9.
12. Castanet, L., Bolea-Alamañac, A., and Bousquet, M. (2003, May). Interference and fade mitigation techniques for Ka and Q/V band satellite communication systems. In *Proc. 2nd International Workshop of COST Action* (280).

13. Zhang, S., Chen, Y., and Xu, S. (2010, September). *Improving energy efficiency through bandwidth, power, and adaptive modulation*. 72nd Vehicular Technology Conference, 1-5.
14. ETSI, E. N. (2014). *Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications*. https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_60/en_30230701v010401p.pdf
15. Maral, G., Bousquet, M., and Sun, Z. (2020). *Satellite communications systems: systems, techniques and technology* (5th Edition). United Kingdom: John Wiley and Sons, 1-17.
16. Guest A.N. (2013) Telemetry, Tracking, and Command (TTandC). In: Pelton J.N., Madry S., Camacho-Lara S. (eds) *Handbook of Satellite Applications* (1)., 1067-1078. Springer.
17. İnternet: European Space Agency Earth Online. (2016). ITU Radio Regulations, Article 1, Definition of Radio Service, Section 3. URL: <http://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.43.48.en.101.pdf>, Son Erişim Tarihi: 20.10.2020
18. ITU. (2002). RECOMMENDATION ITU-R S.673-2. *Terms and definitions relating to space radiocommunications*, 1-6.
19. İnternet: NASA. (2016). How big are radio waves?. URL: https://www.nasa.gov/directorates/heo/scan/communications/outreach/funfacts/txt_radiowaves.html, Son Erişim Tarihi: 20.10.2020
20. ITU. (2015). RECOMMENDATION ITU-R V.431-8. *Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications*, 1-3.
21. Bousquet M. (2013) Satellite Communications and Space Telecommunications Frequencies. In: Pelton J.N., Madry S., Camacho-Lara S. (eds) *Handbook of Satellite Applications*. (1)., 239-270. Springer.
22. IEEE. (2019). Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands. <https://standards.ieee.org/standard/521-2019.html>
23. ITU. (2017). Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.618-13-201712-I!!PDF-E.pdf
24. ITU. (2019). *Propagation data required for the evaluation of interference between stations in space and those on the surface of the Earth*. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.619-4-201908-I!!PDF-E.pdf
25. ITU. (2017). *Characteristics of precipitation for propagation modelling*. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-I!!PDF-E.pdf

26. Acharya, R. (2017). *Satellite signal propagation, impairments and mitigation* (first edition). Cambridge: Academic Press, 247-299.
27. Matin, M. A. (2018). *Communication Systems for Electrical Engineers*. Cambridge: Springer, 107-124.
28. Haykin, S., and Moher, M. (2007). *An Introduction to Digital and Analog Communications*. Int: John Wiley and Sons, 262-296
29. Nguyen, H. H., and Shwedyk, E. (2009). *A first course in digital communications*. Cambridge University Press, 263-301.
30. Safak, M. (2017). *Digital communications*. John Wiley and Sons, 286-398.
31. Shokrollahi A. (2002) An Introduction to Low-Density Parity-Check Codes. In: Khosrovshahi G.B., Shokoufandeh A., Shokrollahi A. (eds) Theoretical Aspects of Computer Science. TACSci 2000. Lecture Notes in Computer Science. 2292., 175-197. Springer.
32. Johnson, S. J. (2006). Introducing low-density parity-check codes. *University of Newcastle, Australia*, 1.
33. Kota, Sastri L., Giovanni Giambene. (2006). Cross-layer protocols for satellite communication networks: part I. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 24(5), 319-322.
34. Albertazzi, G., Cioni, S., Corazza, G. E., Neri, M., Pedone, R., Salmi, P., and Villanti, M. (2005). On the adaptive DVB-S2 physical layer: design and performance. *IEEE Wireless Communications*, 12(6), 62-68.
35. Riahi, A., Riahi, S. (2015, September) Study of different types of noise and their effects on digital communications. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 4(9), 313-322.
36. Levanon, N., and Mozeson, E. (2004). *Radar signals*. John Wiley and Sons, 20-34.
37. Litwin, L. (2001). Matched filtering and timing recovery in digital receivers. *RF design*, 24(9), 32-49.
38. Sun, F. W., Jiang, Y., and Lee, L. N. (2004). Frame synchronization and pilot structure for second generation DVB via satellites. *International journal of satellite communications and networking*, 22(3), 319-339.
39. Purkayastha, B. B., and Sarma, K. K. (2015). *A digital phase locked loop based signal and symbol recovery system for wireless channel*. India: Springer, 1-26.
40. Oodan, A., Ward, K., Savolaine, C., Daneshmand, M., and Hoath, P. (2003). *Telecommunications Quality of Service Management: from legacy to emerging services* (No. 48), 45.

41. Roupheael, T. J. (2014). *Wireless Receiver Architectures and Design: Antennas, RF, synthesizers, mixed signal, and digital signal processing*. Academic Press, 107-135.
42. Nessel, J., Morse, J., Zemba, M., Riva, C., and Luini, L. (2014). *Preliminary results of the NASA beacon receiver for Alphasat Aldo Paraboni TDP5 propagation experiment*. IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, 1-8.
43. Cioni, S., De Gaudenzi, R., and Rinaldo, R. (2004, November). *Adaptive coding and modulation for the reverse link of broadband satellite networks*. IEEE Global Telecommunications Conference, 2, 1101-1105.
44. Cioni, S., De Gaudenzi, R., and Rinaldo, R. (2003, December). *Adaptive coding and modulation for the forward link of broadband satellite networks*. IEEE Global Telecommunications Conference, 6, 3311-3315.
45. Zarka, N., Khalil, A., and Assimi, A. (2016). Adaptive Modulation and Coding Simulations for Mobile Communication Networks.
46. Csurgai-Horváth, L. (2019). Receiver station in Budapest for Q/V band satellite site diversity and adaptive coding and modulation experiments with Alphasat. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 37(3), 149-162.
47. Fontæn, F. P., and Espiæira, P. M. (2008). *Modelling the wireless propagation channel: a simulation approach with Matlab*. (5). John Wiley and Sons, 1-29.
48. Sánchez-Salas, D. A., Cuevas-Ruíz, J. L., and González-Mendoza, M. (2012). Wireless channel model with Markov chains using MATLAB. In Katsikis, V. (Ed.), *MATLAB-A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*, 2, 1-28. InTech.
49. Zemba, M. J., Morse, J. R., and Nessel, J. A. (2014, July). Frequency estimator performance for a software-based beacon receiver. In *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 1574-1575.



GAZİ GELECEKTİR..