

**YENİ NESİL CNAV-2 SEYRÜSEFER MESAJININ İYİLEŞTİRİLMESİ VE
MODERNİZASYONU: CNAV-2M**

Ahmet Esat SÜZER

Doktora Tezi

Havacılık Elektrik ve Elektronik Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Hakan OKTAL

Eskişehir

Eskişehir Teknik Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Mart 2022

Bu tez çalışması BAP Komisyonu tarafından kabul edilen 20DRP243 no.lu proje kapsamında desteklenmiştir.

DANIşMAN ONAYI

Danişmanlığını yürüttüğüm Doktora ęrencisi Ahmet Esat SZER, YENİ NESİL CNAV-2 SEYRÜSEFER MESAJININ İYİLEşTİRİLMESİ VE MODERNİZASYONU: CNAV-2M başlıklı tez çalışmasını tamamlamıştır. Hazırlamış olduğu tez tarafımda incelenmiş ve öğrencinin tez savunma sınavına alınması bilimsel ve etik açıdan uygun grlmştır.

Tez Daniřmanı

Prof. Dr. Hakan OKTAL

ÖZET

YENİ NESİL CNAV-2 SEYRÜSEFER MESAJININ İYİLEŞTİRİLMESİ VE MODERNİZASYONU: CNAV-2M

Ahmet Esat SÜZER

Havacılık Elektrik ve Elektronik Anabilim Dalı

Eskişehir Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Mart 2022

Danışman: Prof. Dr. Hakan OKTAL

Küresel Uydu Seyrüsefer Sistemleri (Global Navigation Satellite Systems, GNSS) günümüzde yapay zeka, otonom kara araçları, acil durumlarda konum tespiti, insansız hava araçları ve özellikle havacılık gibi hayati öneme sahip uygulama alanlarında kritik rol oynamaktadır. Uydudan gönderilen seyrüsefer mesaj bitlerinde meydana gelen hatalar, genellikle gürültü, zayıflama, kanal sönümlenmesi, parazit, fiziksel kusurlar kanaldan kaynaklı olarak uydudan alıcıya iletim sırasında meydana gelmektedir. Bu durumu en aza indirmek ve gelen seyrüsefer mesajının güvenilirliğini artırarak daha doğru çözümlenmesini sağlamak için birçok haberleşme sisteminde olduğu gibi GNSS sistemlerinde de herhangi bir yeniden iletim talebi olmaksızın gürültülü kanallar üzerinde meydana gelen bu hataları düzeltme yeteneğine sahip İleri Hata Düzeltme (Forward Error Correction) mekanizmasından faydalanılır.

Geçmişten günümüze kadar geline süreç içerisinde GNSS'te hataları düzeltmek ve veri bütünlüğünü kontrol etmek için Hamming, Bose–Chaudhuri–Hocquenghem (BCH), Konvolüsyonel ve Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (Low Density Parity Check, LDPC) kodları olmak üzere dört yöntem tercih edilmiştir. Bahsedilen bu dört yönteme ilave olarak Turbo ve özellikle son yıllarda oldukça popüler olan Polar kodlama ve gelişmiş versiyonları literatürde yoğun ilgi görmektedir. Yarı-Döngüsel Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (Quasi-Cyclic Low Density Parity Check, QC-LDPC), Turbo, Polar ve Döngüsel Artıklık Denetimi Destekli Polar (Cyclic Redundancy Check Polar, CRC-Polar) kodlama gibi yöntemlerin GNSS mesaj yapısına uygulanması durumunda sergileyeceği performansı karşılaştıran ve özellikle işbirliği ve uyumluluk programı çerçevesinde yakın gelecekte GPS, GLONASS, Galileo ve BeiDou olmak üzere bütün uydu seyrüsefer sistemleri tarafından ortak yayınlanacak yeni nesil CNAV-2

mesajında kullanımı üzerine herhangi bir çalışmaya rastlanılmamıştır. Bu kapsamda, yedi kıyaslama ölçütü ışığında ortam gürültüsüne bağlı olarak yeni nesil CNAV-2 mesaj yapısı için özellikle yenilikçi haberleşme sistemlerinde kullanılan doğruluğu ve gürültüye karşı dayanıklılığı yüksek Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar gibi çeşitli kanal kodlama yöntemlerinin sergileyecekleri performansı detaylı ve bütünsel olarak incelenerek modernize edilmiş yeni bir CNAV-2 mesaj yapısı önerilmiştir. Matrix Laboratory (MATLAB) ortamında geliştirilen simülasyon modeline dayalı olarak Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar yöntemleri CNAV-2 mesaj yapısına uygulanmış ve her bir yöntemin sergilediği performans kıyaslama ölçütüne bağlı olarak mevcut durumlar referans alınarak değerlendirilmiştir.

Bu değerlendirmeler ışığında, mesaj yapısı değiştirilmeden mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine CRC-Polar yapısının kullanılması ile gürültüye karşı daha dayanıklı ve daha iyi performans sergileyen yeni bir CNAV-2 mesajı önerilmiştir. CRC-Polar yönteminin uygulanması sonucunda alt-çerçeve 1 için 10^{-3} BER oranında 0.9 dB, 10^{-2} BER oranında alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3 için 0.72 dB ve 1.63 dB' lik bir kazanç sağlanmaktadır. Çalışmanın bir adım ötesinde elde edilen bu iyileştirme sonucunda CRC-Polar yönteminde kullanılan eşlik bitlerinin sayısı azaltılarak 1800 bit uzunluğunda ve 18 saniye süreye sahip CNAV-2 mesajı ile aynı BER performansı sergileyen ancak daha düşük mesaj uzunluğu ve daha düşük süreye sahip CNAV-2M olarak isimlendirilen modernize edilmiş yeni bir yapı önerilmiştir. Bu doğrultuda, yapılan kapsamlı analiz sonrası CNAV-2M mesajının uzunluğu 1500 –bit ve süresi de 15 saniyeye düşürülmüştür. Bu durum, mesaj uzunluğunda sağlanan 300 –bitlik azalma ve 3 saniye sürenin kısaltılmasına, dolayısı ile yaklaşık %16.6 oranında bir tasarruf edildiği anlamına gelmektedir. Böyle bir durumda, CNAV-2M mesajını iletmek için 12 yerine 10 epok zamanı yeterli olmaktadır. CNAV-2 mesajının bütün uydu sistemleri tarafından ortak yayınlanacak olması dolayısı ile bu çalışmadan elde edilen sonuçların, mevcut uyduya dayalı konum belirleme sistemlerin modernizasyon çalışmalarına önemli katkılar sunacağı ve özellikle Türkiye gibi yerli ve milli hedefler doğrultusunda gelecekte kendi bölgesel uyduya dayalı seyrüsefer sistemini kullanmayı hedefleyen ülkelerin uydu sistemlerini geliştirme noktasında kritik bir rol oynayacağı düşünülmektedir.

Anahtar Sözcükler: GNSS, GPS, Seyrüsefer mesajı, Kanal kodlama, Modernizasyon.

ABSTRACT

IMPROVEMENT AND MODERNIZATION OF THE NEXT GENERATION CNAV-2 NAVIGATION MESSAGE: CNAV-2M

Ahmet Esat SÜZER

Department of Avionics

Eskişehir Technical University, Institute of Graduate Programs, March 2022

Supervisor: Prof. Dr. Hakan OKTAL

Global Satellite Navigation Systems (GNSS) play a critical role in vital areas including especially aviation, artificial intelligence, autonomous land vehicles, location detection in case of emergency situations and unmanned aerial vehicles. Errors in the navigation message that is sent from a satellite occur usually owing to the channel effects such as noise, attenuation, fading, interference, and physical defects. As in many systems, GNSS uses Forward Error Correction (FEC) mechanism, which is capable of correcting the aforementioned errors that take place on noisy channels without any re-transmission request, to increase the reliability of the navigation message.

From the past to the present, four different methods, namely Hamming, Bose–Chaudhuri–Hocquenghem (BCH), Convolutional and Low Density Parity Check (LDPC) codes, have been utilized to correct errors and to check data integrity in GNSS. Apart from these four methods, Turbo, especially Polar coding and its advanced versions, which have been very popular in recent years, have been attracted significant attention from a number of researchers. However, it has been not coincided with any study that compares the performance of methods such as QC-LDPC, Turbo, Polar and CRC-Polar on the message structure of satellite systems and especially the next generation CNAV-2. CNAV-2 differs from the conventional navigation message since it will be broadcasted by all satellite systems consisting of GPS, GLONASS, Galileo and BeiDou in the near future within the framework of interoperability and compatibility program. In this framework, Convolutional, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar, and CRC-Polar methods that are used in innovative communication systems and have more accuracy and robustness against noise are holistically and elaborately investigated for the new generation CNAV-2. Depending on the light of seven benchmarks under different noise levels, CNAV-2 message is improved and modernized, respectively. For this purpose,

The CNAV-2 performance of Convolutional, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar and CRC-Polar is evaluated based on the benchmarks using the developed simulation model in the Matrix Laboratory (MATLAB) environment.

In the light of the obtained results, when the CRC-Polar instead of the available channel coding methods without modifying the message structure, the proposed CNAV-2 message exhibits more robust against the noise and has a better performance. Along with the use of the CRC-Polar, the gain of the sub-frame 1 at 10^{-3} BER is measured to be 0.9 dB in comparison with the reference value while those of the sub-frame 2 and 3 at 10^{-2} BER are found to be 0.72 dB and 1.63 dB, respectively. In the next step, the number of parity bits used in the CRC-Polar method is reduced and then the CNAV-2M message structure having a lower message length and lower duration is proposed. The analysis results indicate that the CNAV-2M message including 1800 –bit and 18 seconds duration can be reduced to 1500-bit and to 15 seconds duration. The 300-bit reduction in message length and the reduction of 3 second duration mean that there is a significant improvement of approximately 16.6% in message length. Moreover, the CNAV-2M message needs only 10 epoch time instead of 12 epoch time. Since the CNAV-2 message is broadcasted together by all satellite systems, the results obtained from this study will contribute significantly to the modernization studies of the available satellite-based positioning systems. Furthermore, it will play a vital role in the system design for the countries such as Turkey, which aim to develop their own regional satellite-based navigation system in the future in line with domestic and national targets.

Keywords: GNSS, GPS, Navigation message, Channel coding, Modernization.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimi başından doktora eğitimi sonuna kadar her zaman yanımda olan, yönlendiren, değerli fikir, görüş ve önerilerde bulunan, öğrendiği ve bildiği her türlü bilgiyi paylaşmaktan kaçınmayan, duruşu, kimliği, yaklaşımı ile hayatın her anında bana örnek teşkil eden, yoğunluğunda bile bana vakit ayıran çok kıymetli danışmanım ve büyüğüm Prof. Dr. Hakan OKTAL' a sonsuz teşekkür ederim.

Çalışma boyunca akademik olarak yönlendiren ve çalışmanın olgunlaşmasına büyük katkı sağlayan tez izleme ve savunma komitesi üyeleri Prof. Dr. Gökhan ÇINAR ve Prof. Dr. Nuray AT hocalarıma teşekkür ederim.

Tez savunma jürisinde yer alan ve tez hakkında olumlu görüşlerini beyan eden değerli hocalarım Dr. Öğr. Üyesi Ayşe KAHVECİOĞLU, Dr. Öğr. Üyesi Gülay ÜNAL ve Dr. Öğr. Üyesi Kadriye YAMAN hocalarıma ayrıca teşekkür ederim.

Göreve başladığım günden itibaren desteklerini esirgemeyen arkadaşlarım ve meslektaşlarım Selim Gökcan KARATOP, Osman Serhat SARAN, Erhan İPEK, Ulvi AÇIKÖZ ve Mühendislik Direktörü Dr. Şevket GÖĞÜSDERE olmak üzere tüm çalışma arkadaşlarıma ayrı ayrı teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışma boyunca bana destek olan Oğuz İSTİF, Yunus NALBANT, Mansur ÖZDEMİR, Ali Ergin GÜRSOY, Ali Algın AYDOĞDU, Utku GÖKÇE, Nurullah GÜRCAN, Yahya KARA, İbrahim ASLAN ve Burak ÇİMEN olmak üzere bütün ATEL Teknoloji ve Savunma A.Ş. çalışanları ile Mehmet AKTAR, Deniz Cem KILIÇ, Selman İlker ÇEÇEN, Hakan KAYA ve Mehmet Ömer AKAR'a teşekkür ederim.

Bu tez süresince söz, davranış, eylem ve çalışma tarzı ile bana motivasyon kaynağı olan başta Ümit ÖLMEZ ile Araş. Gör. Ali TATLI olmak üzere Araş. Gör. Cemal IŞILAK, Dr. Öğr. Üyesi Vehbi Emrah ATASOY, Araş. Gör. Murat AYAR ve diğer tüm dostlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

İsmi aklıma gelmeyen ve üzerimde emeği geçen başta değerli öğretmenlerim ve hocalarım olmak üzere herkese şükranlarımı sunarım.

Bütün hayatım boyunca yanımda yer alan, gösterdikleri sabır, anlayış ve sevgiyle beni her zaman umutlandıran, bugünlere ulaşmamda oldukça büyük emek ve fedakarlık göstermiş aileme de sonsuz teşekkür ederim.

Bana gösterdikleri sabır ve yardımlarının yanı sıra, sonsuz sevgisi, manevi desteği ve özverisi ile çalışmamı tamamlamam da oldukça büyük emeği geçen eşim ve kızıma sevgilerimi sunuyorum. Bu çalışmayı da değerli eşim Seda SÜZER ve kıymetli kızım Eda SÜZER'e ithaf ediyorum.

Ahmet Esat SÜZER



ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Bu tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın hazırlık, veri toplama, analiz ve bilgilerin sunumu olmak üzere tüm aşamalarında bilimsel etik ve kurallara uygun davrandığımı; bu çalışma kapsamında elde edilen tüm veri ve bilgiler için kaynak gösterdiğimi ve bu kaynaklara kaynakçada yer verdiğimi; bu çalışmanın Eskişehir Teknik Üniversitesi tarafından kullanılan “bilimsel intihal tespit programı”yla tarandığını ve hiçbir şekilde “intihal içermediğini” beyan ederim. Herhangi bir zamanda, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun saptanması durumunda, ortaya çıkacak tüm ahlaki ve hukuki sonuçları kabul ettiğimi bildiririm.

Ahmet Esat SÜZER

İÇİNDEKİLER

Sayfa

BAŞLIK SAYFASI	i
JÜRİ VE ENSTİTÜ ONAYI.....	ii
DANIŞMAN ONAYI	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR	viii
ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ.....	x
İÇİNDEKİLER	xi
TABLolar DİZİNİ	xiii
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xviii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Araştırması	3
1.2. Amaç ve Katkı	5
1.3. İçerik	7
2. KANAL KODLAMA YÖNTEMLERİ.....	8
2.1. GNSS’te Kullanılan Kanal Kodlama Yöntemleri	9
2.1.1. Hamming kodu	9
2.1.2. Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) kodu.....	10
2.1.3. Konvolüsyonel kod	12
2.1.4. Düşük yoğunluklu eşlik kontrolü (Low density parity check, LDPC).....	13
2.2. Diğer Kodlama Yöntemleri	14
2.2.1. Yarı-döngüsel düşük yoğunluklu eşlik kontrolü (Quasi cyclic-low density parity check, QC-LDPC)	14
2.2.2. Turbo kod.....	17
2.2.3. Polar kod	21

2.2.4. Döngüsel artıklık denetim destekli Polar kod (Cyclic redundancy check aided Polar code, CRC-Polar)	24
3. YENİ NESİL SEYRÜSEFER MESAJI: CNAV-2 MESAJI.....	26
3.1. Serpiştirici ve Ayırıştırıcı.....	26
3.2. CNAV-2 Mesaj Yapısı.....	31
4. SEYRÜSEFER MESAJININ İKİLİK TABANA DÖNÜŞÜMÜ.....	41
4.1. Ondalık Tabandan İkili Tabana Dönüşüm Yöntemi.....	41
5. KIYASLAMA ÖLÇÜTLERİ.....	46
5.1. Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER)	46
5.2. Blok Uzunluğu (Block Length, BL)	46
5.3. Kod Oranı (Code Rate, R).....	46
5.4. Karmaşıklık (Complexity) veya Big-O Notasyonu	46
5.5. İşlem Süresi (Execution time)	48
6. SİMÜLASYON SONUÇLARI	49
6.1. CNAV-2 Mesajının İyileştirilmesi	51
6.2. Modernize Edilmiş CNAV-2 Mesajı: CNAV-2M.....	83
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	103
7.1. CNAV-2 Mesajının İyileştirilmesine Yönelik Sonuçlar.....	106
7.2. CNAV-2M Mesajına Yönelik Sonuçlar.....	109
KAYNAKÇA.....	112
EKLER	129
ÖZGEÇMİŞ	

TABLÖLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 2.1. Hamming kod özellikleri	9
Tablo 2.2. GPS (32,26) genişletilmiş Hamming kodu algoritması [27]	11
Tablo 2.3. BCH kodların karakteristik özellikleri.....	12
Tablo 4.1. İşaretili ve işaretsiz sayı örnek uygulaması	42
Tablo 4.2. Negatif sayının ikinin tümleyeni yöntemi ile gösterilmesi	43
Tablo 4.3. Ortalama anomali M0-n'nin ikilik tabana dönüştürülmesi.....	45
Tablo 4.4. İkilik tabandaki ortalama anomali M0-n'nin ondalık tabana dönüştürülmesi	45
Tablo 5.1. Kanal kodlama yöntemine dayalı kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	47
Tablo 6.1. Simülasyon model parametreleri	52
Tablo 6.2. Kod oranı için simülasyon modelinde kullanılan parametreler	84
Tablo 6.3. CRC-Polar için kod oranına göre kullanılan CRC polinomları [53, 207–209]	85
Tablo 6.4. Alt-çerçeveler için kod oranına dayalı karşılaştırmalı analiz	91
Tablo 6.5. CNAV-2M mesaj özellikleri.....	96
Tablo E.1.1. RINEX formatı içerisinde bulunan parametreler	129
Tablo E.1.2. CNAV-2 mesajı RINEX formatı.....	130
Tablo E.1.3. CNAV-2 RINEX formatı örnek uygulama	130
Tablo E.1.4. IS-GPS-800H ile RINEX formatı arasındaki birim uyumsuzlukları	131

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1. Haberleşme sisteminin temel yapısı	1
Şekil 2.1. FEC sınıflandırması [53]	8
Şekil 2.2. BeiDou sisteminde kullanılan BCH yöntemi	12
Şekil 2.3. Konvolüsyonel kod şeması.....	13
Şekil 2.4. Örnek RSC yapısı	18
Şekil 2.5. Genel Turbo kod yapısı	18
Şekil 2.6. Turbo kodlayıcı yapısı	19
Şekil 2.7. Kanal polarizasyonu	22
Şekil 2.8. W2 için kanal birleştirme	22
Şekil 2.9. CRC'ye dayalı Polar kod yapısı	25
Şekil 3.1. Rasgele hatalı kanal modeli.....	27
Şekil 3.2. Hata patlamalı kanal modeli.....	27
Şekil 3.3. Hata patlaması	28
Şekil 3.4. Blok serpiştirici yapısı.....	29
Şekil 3.5. Serpiştirici ve ayrıştırıcı örnek uygulaması.....	30
Şekil 3.6. CNAV mesaj yapısı.....	32
Şekil 3.7. CNAV mesajında kullanılan kodlama tekniği.....	33
Şekil 3.8. Yeni nesil CNAV-2 mesaj yapısı	34
Şekil 3.9. BCH51,8 kodlayıcı mimarisi	35
Şekil 3.10. Alt-çerçeve 2 LDPC H600x1200 matrisi.....	37
Şekil 3.11. Alt-çerçeve 3 LDPC H274x548 matrisi	38
Şekil 3.12. CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan 38x46 serpiştirici yazma modu	39
Şekil 3.13. CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan 38x46 serpiştirici okuma modu	39
Şekil 6.1. Çalışmanın genel çerçevesi	50
Şekil 6.2. CNAV-2 mevcut kodlama yöntemlerinin karşılaştırmalı analizi	53
Şekil 6.3. Alt-çerçeve 1 (SF1) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması	54
Şekil 6.4. Alt-çerçeve 2 (SF2) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması	55

Şekil 6.5. Alt-çerçeve 3 (SF3) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması	56
Şekil 6.6. Alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleşim (SF2SF3) senaryosu için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması.....	57
Şekil 6.7. Tek çerçeve (ALLSF) senaryosunda kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması	58
Şekil 6.8. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 1 BCH yönteminin karşılaştırılması.....	59
Şekil 6.9. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 2 LDPC tekniğini karşılaştırılması.....	59
Şekil 6.10. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 3 LDPC tekniğini karşılaştırılması.....	60
Şekil 6.11. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 1 BCH tekniğini karşılaştırılması	61
Şekil 6.12. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 2 LDPC tekniğini karşılaştırılması	61
Şekil 6.13. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 3 LDPC tekniğini karşılaştırılması	62
Şekil 6.14. Çeşitli senaryolar altında Konvolüsyonel kodlama performansı	63
Şekil 6.15. Çeşitli senaryolar altında Turbo kodlama performansı	63
Şekil 6.16. Çeşitli senaryolar altında düzenli LDPC kodlama performansı	64
Şekil 6.17. Çeşitli senaryolar altında Polar kodlama performansı	64
Şekil 6.18. Çeşitli senaryolar altında CRC-Polar kodlama performansı	65
Şekil 6.19. Çeşitli senaryolar altında QC-LDPC _{BG2} 'nin performansı	65
Şekil 6.20. Çeşitli senaryolar altında QC-LDPC _{BG1} 'nin kodlama performansı	66
Şekil 6.21. Alt-çerçeve 1 (SF1) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	67
Şekil 6.22. Alt-çerçeve 2 (SF2) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	67
Şekil 6.23. Alt-çerçeve 3 (SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	68
Şekil 6.24. Alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleşim (SF2SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	69
Şekil 6.25. Tek çerçeve (ALLSF) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı	69
Şekil 6.26. Konvolüsyonel tekniği için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi.....	70
Şekil 6.27. Turbo yöntemi için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi	71
Şekil 6.28. Düzenli LDPC için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi	72

Şekil 6.29. Polar için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi	72
Şekil 6.30. CRC-Polar için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi.....	73
Şekil 6.31. QC-LDPC _{BG2} için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi	73
Şekil 6.32. QC-LDPC _{BG1} için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi	74
Şekil 6.33. Alt-çerçeve 1 (SF1) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi.....	75
Şekil 6.34. Alt-çerçeve 2 (SF2) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi.....	75
Şekil 6.35. Alt-çerçeve 3 (SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi.....	76
Şekil 6.36. SF2SF3 senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi	77
Şekil 6.37. ALLSF senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi	78
Şekil 6.38. Konvolüsyonel yöntemin kodlama ve çözümleme süresi değişimi	78
Şekil 6.39. Turbo için kodlama ve çözümleme süresi değişimi	79
Şekil 6.40. Düzenli LDPC için kodlama ve çözümleme süresi değişimi	80
Şekil 6.41. Polar için kodlama ve çözümleme süresi değişimi	80
Şekil 6.42. CRC-Polar için kodlama ve çözümleme süresi değişimi	81
Şekil 6.43. QC-LDPC _{BG2} için kodlama ve çözümleme süresi değişimi.....	81
Şekil 6.44. QC-LDPC _{BG1} için kodlama ve çözümleme süresi değişimi.....	82
Şekil 6.45. Performansı iyileştirmeye yönelik önerilen CNAV-2 mesajı	82
Şekil 6.46. R = 0.20 kod oranı için yöntemlerin performansı	84
Şekil 6.47. R = 0.25 kod oranı için yöntemlerin performansı	85
Şekil 6.48. R = 0.30 kod oranı için yöntemlerin performansı	86
Şekil 6.49. R = 0.33 kod oranı için yöntemlerin performansı	86
Şekil 6.50. R = 0.54 kod oranı için yöntemlerin performansı	87
Şekil 6.51. R = 0.57 kod oranı için yöntemlerin performansı	87
Şekil 6.52. R = 0.60 kod oranı için yöntemlerin performansı	88
Şekil 6.53. R = 0.63 kod oranı için yöntemlerin performansı	88
Şekil 6.54. R = 0.54 kod oranı için yöntemlerin performansı	89
Şekil 6.55. R = 0.60 kod oranı için yöntemlerin performansı	90
Şekil 6.56. R = 0.63 kod oranı için yöntemlerin performansı	90

Şekil 6.57. $R = 0.66$ kod oranı için yöntemlerin performansı	91
Şekil 6.58. CNAV-2 epok zamanı	92
Şekil 6.59. CNAV-2M mesajı	95
Şekil 6.60. CNAV-2M mesajı için epok zamanı	95
Şekil 6.61. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 1 performansı	96
Şekil 6.62. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 2 performansı	97
Şekil 6.63. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 3 performansı	97
Şekil 6.64. CNAV-2M' in alt-çerçeve performansları	98
Şekil 6.65. $R = 0.30$ kod oranı için alt-çerçeve 1 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı.....	98
Şekil 6.66. $R = 0.57$ kod oranı için alt-çerçeve 2 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı.....	99
Şekil 6.67. $R = 0.63$ kod oranı için alt-çerçeve 3 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı.....	99
Şekil 6.68. $R = 0.30$ kod oranı için alt-çerçeve 1 kodlama ve çözümleme süresi.....	100
Şekil 6.69. $R = 0.57$ kod oranı için alt-çerçeve 2 kodlama ve çözümleme süresi.....	101
Şekil 6.70. $R = 0.63$ kod oranı için alt-çerçeve 3 kodlama ve çözümleme süresi.....	101

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

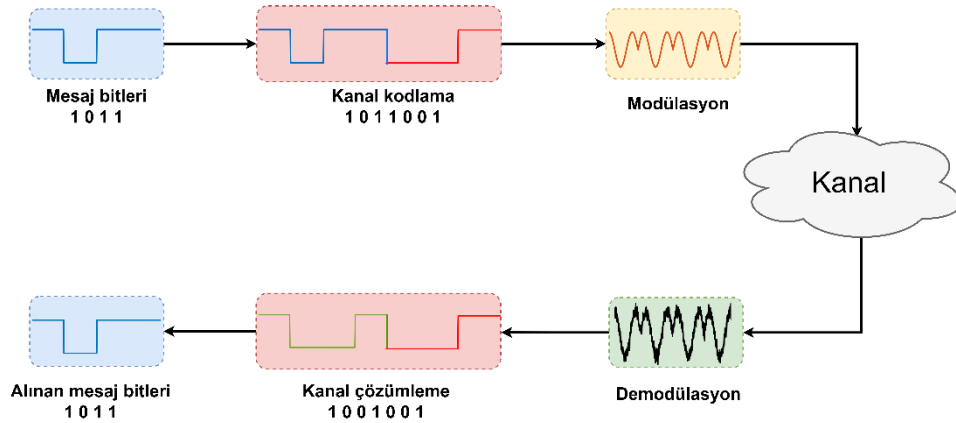
4G	:	Fourth-Generation (Dördüncü Nesil)
5G	:	Fifth-Generation (Beşinci Nesil)
ALLSF	:	Üç Alt-çerçevenin Birleştirilme Senaryosu
ARQ	:	Automatic Repeat Request (Otomatik Tekrarlama Talebi)
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise (Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültü)
BCH	:	Bose–Chaudhuri–Hocquenghem
BCJR	:	Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv
BG1	:	Base Graph 1 (Temel Grafik 1)
BG2	:	Base Graph 2 (Temel Grafik 2)
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
bps	:	Bir per Second (Saniyedeki Bit Sayısı)
CNAV-2	:	Civil Navigation Message-2 (Sivil Seyrüsefer Mesajı-2)
CRC	:	Cyclic Redundancy Check (Döngüsel Artıklık Denetimi)
CRC-Polar	:	Cyclic Redundancy Check Aided Polar (Döngüsel Artıklık Denetim Destekli Polar Kod)
DVB	:	Digital Video Broadcasting (Sayısal Video Yayını)
FEC	:	Forward Error Correction (İleri Hata Düzeltme)
GF	:	Galois Field

		(Galois Alanı)
GHz	:	Gigahertz
GLONASS	:	GLObal NAVigation Satellite System) (Küresel Uydu Konumlandırma Sistemi)
GNSS	:	Global Navigation Satellite System (Küresel Uydu Seyrüsefer Sistemi)
GPS	:	Global Positioning System (Küresel Konumlandırma Sistemi)
IoT	:	Internet of Things (Nesnelerin İnterneti)
IS	:	Interface Specification (Arayüz Özellikleri)
L _{1C}	:	GPS L1C sinyali
LDPC	:	Low Density Parity Check (Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü)
LFSR	:	Linear Feedback Shift Register (Doğrusal Geri Beslemeli Kaydırmalı Kaydedici)
LMS	:	Land Mobile System (Karasal Mobil Uydu Sistemi)
LNAV	:	Legacy Navigation Message (Geleneksel Seyrüsefer Mesajı)
LSB	:	Least Significant Bit (En Düşük Değerlikli Bit)
MATLAB	:	Matrix Laboratory
MSB	:	Most Significant Bit (En Yüksek Değerlikli Bit)
PAC	:	Polarization-Adjusted Convolutional Code (Polarizasyona Dayalı Konvolüsyonel Kod)
PVT	:	Position, Velocity, Timing (Konum, Hız, Zaman)
QC-LDPC	:	Quasi-Cyclic Low Density Parity Check (Yarı-Döngüsel Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü)
QC-LDPC _{BG1}	:	BG1'e dayalı QC-LDPC matrisi

QC-LDPC _{BG2}	:	BG2'e dayalı QC-LDPC matrisi
RAM	:	Random Access Memory (Rastgele Erişimli Hafıza)
RINEX	:	Receiver Independent Exchange Format (Alıcıdan Bağımsız Değişim Formatı)
RSC	:	Recursive Systematic Convolutional (Özyinelemeli Sistematik Konvolüsyonel Kod)
RS-LDPC	:	Reed Solomon-Low Density Parity Check
RU	:	Richardson-Urbanke
SC	:	Successive Cancellation (Ardışık İptal)
SCL	:	Successive Cancellation List (Ardışık İptal Listesi)
SF1	:	Subframe 1 (Alt-çerçeve 1)
SF2	:	Subframe 2 (Alt-çerçeve 2)
SF2SF3	:	Alt-çerçeve 1 ile Alt-çerçeve 2'nin Birleştirilme Senaryosu
SF3	:	Subframe 3 (Alt-çerçeve 3)
sps	:	Symbol per Second (Saniyedeki Sembol Sayısı)
TOI	:	Time of Interval (Zaman Bilgisi)
UTC	:	Coordinated Universal Time (Eşgüdümlü Evrensel Zaman)
WLAN	:	Wireless Local Area Network (Kablosuz Lokal Alan Ağı)
WRAN	:	Wireless Regional Area Network (Kablosuz. Bölgesel Alan Ağı)

1. GİRİŞ

Bir haberleşme sisteminin ana amacı, faydalı bilginin bir noktadan başka bir noktaya güvenli ve doğru bir şekilde iletilmesini sağlamaktır [1]. Haberleşme sistemi temel olarak mesaj, kanal kodlama, modülasyon, fiziksel kanal, demodülasyon, kanal çözümü ve alınan mesaj bölümlerinden oluşmaktadır. Mesaj bitleri alıcıya gönderilmek istenen herhangi faydalı bilgiyi ifade etmektedir. Alıcı ve verici arasında faydalı bilginin aktarılmasına olanak sağlayan fiziksel ortam, kanal olarak isimlendirilmektedir. Burada kullanılan kanal, fiber-optik, dalga kılavuzu gibi kablolu bir ortam olabileceği gibi boşluk, hava gibi kablosuz bir ortamda olabilir [1]. Mesaj bitinde meydana gelen hatalar, genellikle gürültü, zayıflama, kanal sönümlemesi, parazit, fiziksel kusurlar gibi istenmeyen etkiler nedeniyle vericiden alıcıya iletim sırasında meydana gelir [2]. Gönderilen verilerde meydana gelen hataların ana nedenlerinin başında fiziksel kanal gelmektedir. Verici tarafından gönderilen mesaj bitleri haberleşme kanalının özelliklerine bağlı olarak gürültü, girişim ve bozulmalara maruz kalmaktadır. Bu istenmeyen etkilerden kaynaklı alınan mesaj bitlerinde bozulmalar meydana gelmekte ve sonuçta mesaj bitleri alıcıya hatalı olarak ulaşmaktadır. Kanalin bu tür hatalara neden olması tamamen engellenemese de kanal kodlaması ile hatalı alınan verilerden orijinal veri elde edilebilmektedir [3]. Yukarıda bahsedilen verici ve alıcı arasındaki haberleşme yapısının basitleştirilmiş blok diyagramı Şekil 1.1’de gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Haberleşme sisteminin temel yapısı

Şekil 1.1’de verilen kanal kodlamasının temel amacı, bir haberleşme kanalı aracılığıyla faydalı bilgi taşıyan sinyalin alıcıya ulaşması sırasında gönderilen mesajın doğruluğunu ve güvenilirliğini artırmaktır [4–7]. Kanal kodlama yöntemleri, bilgi

sinyalinin gürültüye karşı dayanıklılığını artırma gibi önemli özelliklerinden dolayı birçok modern haberleşme sisteminde yaygın olarak kullanılmaktadır [8–10]. Bir haberleşme sisteminde vericinin gönderdiği faydalı bilgi parazit, gürültü, girişim gibi ortam kaynaklı istenmeyen çeşitli etkilere maruz kaldığı için alıcıya hatalı olarak gelmektedir [10, 11]. Bu hataların üstesinden gelebilmek için iki yönlü haberleşme sistemlerinde kanal kodlama yöntemi olarak Otomatik Tekrarlama Talebi (Automatic Repeat Request, ARQ) tekniğine başvurulmaktadır [11]. ARQ sistemi, gönderilen veri paketinin doğru olarak alındığını belirten bir geri bildirim gelmemesi durumunda önceden tanımlanmış zaman aşımı sonrası veya hatalı olarak alındığını belirten bir geri bildirim olması durumunda veri paketinin alıcıya tekrar gönderilmesi prensibine göre çalışır [11–13]. Sonuç olarak, alıcıya gelen bilgi mesajının doğruluğu çift yönlü olarak sürekli kontrol edilir [18]. ARQ yapısının en önemli dezavantajı, alıcının gelen sinyaldeki hataları tekrar iletme gerek kalmaksızın düzeltme yeteneğine sahip olmamasıdır.

Günümüzde tek yönlü haberleşme sistemlerinin neredeyse tamamında, hatalı olup olmamasından bağımsız ve geri bildirimde bulunulmadan gelen sinyalin alıcı tarafta doğru olarak elde edilmesini sağlamak için İleri Hata Düzeltme (Forward Error Correction, FEC) olarak isimlendirilen bir metot kullanılmaktadır [14, 15]. FEC mekanizması, 1948 yılında ünlü matematikçi Claude Elwood Shannon tarafından modern sayısal haberleşme sistemlerinin temellerinin atıldığı “*A mathematical theory of communication*” başlıklı öncü çalışmaya dayanmaktadır [16, 17]. FEC, yeniden iletme gerek kalmadan gelen sinyalde meydana gelen hataları tespit edebilmek ve yeteneği dahilinde düzeltebilmek için gönderilen sinyale önceden belirlenmiş bir algoritma yardımıyla eşlik bitlerinin eklenmesi prensibine dayanmaktadır [16, 18]. *İleri Hata Düzeltme* terimi, yeniden iletme gerek kalmayıp, veri akışının her zaman vericiden alıcıya tek ve ileri yönde olmasından gelmektedir. İlk yıllarda sınırlı sayıda uygulamada kullanılan bu teknik, gelişen teknoloji ile birlikte, kablosuz haberleşme, bilgisayar ağları, uydu haberleşmesi, seyrüsefer sistemleri gibi hemen hemen birçok uygulamada sağladığı avantajlardan dolayı sıklıkla tercih edilmektedir [19].

Küresel Uydu Seyrüsefer Sistemleri (Global Navigation Satellite System, GNSS), kullanıcılarına, dünya üzerindeki her noktada, her türlü hava koşulunda, kesintisiz olarak ve yüksek doğrulukta üç boyutlu konum, hız ve zaman hizmeti sunduğu için günümüzde karada, denizde veya havada seyrüsefer amaçlı kullanılabilir [20–22]. Alıcı

konumunu yani enlem, boylam ve yükseklik bilgisini en az dört farklı görünür uydudan aldığı veri bitlerini çözümleyerek hesapladığı için seyrüsefer mesajı alıcı konumu üzerinde doğrudan bir etkiye sahiptir [23]. Açık hava gibi görüşün normal olduğu durumlarda gelen sinyal çok büyük bir bozulma ve zayıflamaya maruz kalmadığı için örneğin Küresel Konumlandırma Sistemi (Global Positioning System, GPS) birkaç metrelik doğruluğa sahip bir konumlandırma sağlayabilmektedir. Fakat, şehir merkezleri gibi kalabalık ve dağlık alanlarda uydu sinyali doğal ve yapay engeller tarafından büyük zayıflama ve bozulmalara maruz kalır [24]. Böyle bir durumda GPS sinyali sağlıklı ve doğru olarak alınamayacağı için hassas ve sürekli bir konumlandırma garanti edilemez [24]. O halde, seyrüsefer mesajında oluşan herhangi bir hata, gelen verinin doğru ve güvenilir olmasını engellemektedir. Bu durumu en aza indirmek ve gelen seyrüsefer mesajının güvenilirliğini artırarak daha doğru çözümlenmesini sağlamak için birçok haberleşme sisteminde olduğu gibi GNSS sistemlerinde de FEC yönteminden faydalanılır [25–29].

1.1. Literatür Araştırması

Veri doğruluğunu sağlamak ve yeteneği dahilinde hataları düzeltmek için mesaj bitlerine önceden tanımlanmış algoritmalar ile oluşturulan eşlik bitlerini eklemek suretiyle geliştirilen Hamming, Bose–Chaudhuri–Hocquenghem (BCH), Reed-Solomon, Konvolüsyonel, Turbo, Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (Low Density Parity Check, LDPC) gibi birçok kanal kodlama yöntemi literatürde önerilmiştir. GNSS sistemlerinde konum doğruluğunu artırmak için modernizasyona ihtiyaç duyulan yapıların başında seyrüsefer mesajı içerisinde hataları algılamak ve düzeltmek için kullanılan kanal kodlama yöntemleri gelmektedir [30–32]. Küresel uydu seyrüsefer sistemlerinde, alıcılar için hayati öneme sahip seyrüsefer mesajının daha doğru ve güvenli bir şekilde alınabilmesi, kanal kodlarının sahip olduğu hata düzeltme yeteneği ile doğrudan ilişkilidir. Geleneksel GPS L₁ sinyal yapısında FEC yöntemi olarak Hamming kullanılırken, üç alt-çerçeveye ayrılan yeni nesil GPS CNAV-2 mesaj yapısında Richardson ve Urbanke tarafından daha düşük kodlama karmaşıklığına sahip, özel olarak geliştirilen LDPC kodlama tekniği ve çok kritik zaman bilgisi içeren Zaman Bilgisi (Time of Interval, TOI) parametresinin yüksek doğruluğa sahip olmasını sağlamak için standart yapıdan farklı olarak özel tasarlanmış BCH kullanılmaktadır [27–29, 33–35]. Bu gelişmelere paralel olarak GNSS sistemleri için yüksek doğruluk ve gürültüye karşı

yüksek dayanıklılık gösteren seyrüsefer mesaj yapısı halen birçok araştırmacının üzerinde çalıştığı popüler bir konu olmayı sürdürmektedir.

Bilindiği üzere, 2009 yılında Prof. Dr. Erdal ARIKAN tarafından geliştirilen Polar kodlama, yüksek veri hızına sahip Beşinci Nesil (Fifth-Generation, 5G) haberleşme sistemlerinde LDPC ile beraber kanal kodlama yöntemi olarak yer almaktadır [36, 37]. Son yıllarda özellikle 5G yapısında kullanılan Yarı-Döngüsel Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (Quasi-Cyclic Low Density Parity Check) ve yapılan çalışmalarda standart Polar kodlamadan daha iyi performans sergileyen Döngüsel Artıklık Kontrolü Destekli Polar kodlama (Cyclic Redundancy Check Aided Polar Code, CRC-Polar) ve Polarizasyona dayalı Konvolüsyonel Kod (Polarization-adjusted Convolutional Code, PAC) yapısı akademik ve endüstriyel araştırmacıların yoğun ilgisini çekmeye başlamıştır [38–43].

Bu çalışma kapsamında derinlemesine yapılan literatür araştırması sonucunda, GNSS'te kullanılan kodlama algoritmalarına çok az dikkat çekildiği ve bu nedenle de literatürde çok kısıtlı sayıda araştırma yapıldığı görülebilmektedir. Wang vd. (2019), CNAV mesajının özellikle yörünge, saat ve Sinyaller Arası Düzeltme (Inter-Signal Correction, ISC) parametrelerinin hassasiyetini değerlendirmiştir [44]. Bu değerlendirme, CNAV ve LNAV sinyalleri için SISRE hatasının 0.5 metre, Ocak 2016 ile Mart 2018 tarihleri arasında sadece yörünge kaynaklı SISRE hatasının ise 0.3 metre olduğunu göstermektedir. Ayrıca, L_1 sinyalinin ISC hassasiyetinin 0.1 nanosaniyeden daha düşük olduğu, L_{2C} ve L_{5Q5} sinyalinin yaklaşık 0.4 nanosaniye olduğu bulunmuştur. ISC düzeltmesinin, L_{1C} ve L_{2C} gibi sivil sinyaller kullanan GPS kullanıcıları için tek frekansla çalışan alıcılar üzerinde çok az etkisi olduğu görülmüştür. Diğer yandan, ISC düzeltmesi çift frekanslı kullanıcılar için %18.6 oranında bir doğruluk artışı sağlamaktadır ki bu durum aynı anda L_1 ve L_2 sinyalleri kullanarak iyonosferik hatanın elimine edilerek elde edilen başarımla kıyaslanabilir seviyededir. Bu çalışmada olduğu gibi, literatürde CNAV-2 üzerine yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu CNAV/CNAV-2 uydu sinyalleri, yörünge ve saat parametrelerinin performansı ve doğruluğu ile ilgilidir [45–49].

Bu çalışmalara ilave olarak uydu sistemlerinin kanal kodlama yöntemleri üzerine de çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Anghileri vd. (2011), mevcut uydu haberleşme sistemlerinde kullanılan farklı FEC kodlama tekniklerinin GNSS mesajına uygunluğunu inceledi [50]. Özellikle, LDPC ve Turbo kodlarından oluşan bir alt kümeye odaklandılar.

Bu çalışmada, kodlama teknikleri farklı kanallar, blok uzunlukları ve blok süreleri gibi çeşitli göstergelere dayalı olarak değerlendirilmiştir. Çalışmada, Turbo kodların şu anda GNSS'te kullanılan kodlama tekniklerine farklı bir alternatif olarak özellikle daha iyi sonuçlar sunduğuna dikkat çekilmiştir. Anghileri vd. (2013), GPS ve Galileo seyrüsefer mesajlarının performansını kapasite, doğruluk, zaman ve dayanıklılık olmak üzere dört boyuta dayalı olarak değerlendirmiştir [35]. Doğruluk, dayanıklılık ve zaman açısından GPS L_{1C} sinyali en iyi performansı sunarken, Galileo E1-OS/E5b sinyalleri kapasite açısından en iyi performansı vermiştir. GPS ve Galileo mesajlarının dayanıklılığı ele alındığında, GPS L_{1C} sinyalinin hata düzeltme kabiliyeti diğer mesaj yapılarından çok daha üstün gelmiştir. Bu durum doğrudan GPS L_{1C} 'de kullanılan gelişmiş FEC kodlama şeması, yani LDPC ile ilgilidir. Aynı şekilde, GPS L_1 C/A'nın hata düzeltme yeteneği, kullanılan geleneksel Hamming kodlamadan kaynaklı olarak en kötü performansı göstermiştir. Curran vd. (2016), alıcı aşamasında FEC algoritmalarının çözülmesinde girişim sinyallerinin etkisine odaklanmıştır [28]. Mevcut GNSS sinyallerinde kullanılan birkaç kodlama yöntemi tanıttıktan sonra gürültü ve parazite karşı performanslarını blok hata oranına göre değerlendirilmişlerdir. Ayrıca, genel bir girişim sinyaline karşı dayanıklılık gösteren bir kod çözme algoritması önerilmiştir. Tarable et al. (2018), Bağlantı Katman Kodlaması (Link-Layer Coding, LLC) tekniklerinin Galileo I/NAV mesajına uygunluğunu araştırmışlardır [51]. Basit bağlantı katmanı kodlarının kullanımının, sinyal işleme süresinde önemli bir azalma sağladığını bulmuşlardır. Ke et al. (2020), kentsel alanlarda hata düzeltme yeteneklerini geliştirmek için GNSS sinyalleri için Reed Solomon-LDPC (RS-LDPC) birleştirme kodlama şemasının kullanımını araştırmışlardır [32]. Ardından, önerilen birleştirilmiş kodun performansı, gölge ve çok yollu sönmülemeyi karakterize etmek için bir Karasal Mobil Uydu Sistemi (Land Mobile System, LMS) kanalı üzerinden değerlendirilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen birleştirilmiş kodun, hem Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsünde (Additive White Gaussian Noise, AWGN) hem de LMS kanallarında daha düşük bir karmaşıklık seviyesinde LDPC kodlarına benzer bir hata düzeltme performansı elde edebileceğini göstermiştir.

1.2. Amaç ve Katkı

Literatür araştırmalarından anlaşılaçağı üzere, araştırmacıların büyük bir çoğunluğu GNSS sistemlerinde kullanılan mevcut FEC yöntemlerinin performansını karşılaştırmalı

olarak analiz etmiş ve geleceğe yönelik çeşitli önerilerde bulunmuştur. Benzer şekilde, bazı araştırmacılarda iki farklı kanal kodlama yöntemini birleştirerek önerdikleri katmanlı FEC yapısının performansını ve karmaşıklığını mevcut GNSS sistemlerinde kullanılan yöntemler ile karşılaştırarak çeşitli öneriler yapmıştır. Bu bilgiler ışığında, Turbo, Polar kodlama, CRC-Polar, QC-LDPC gibi yöntemlerin uydu sistemlerinin mesaj yapısına uygulanması durumunda sergileyeceği performansı karşılaştıran ve özellikle işbirliği ve uyumluluk programı çerçevesinde yakın gelecekte GPS, GLONASS, Galileo ve BeiDou olmak üzere bütün uydu sistemleri tarafından ortak yayınlanacak yeni nesil CNAV-2 mesajında kullanımı üzerine herhangi bir çalışmaya rastlanılmamıştır. Bu durumlar göz önünde bulundurulduğunda, bu alanda yapılacak özgün bir çalışmanın literatüre oldukça büyük bir katkı sağlayacağı çok açıktır.

Bu çalışmanın ana amacı, kodlama karmaşıklığı, çözümleme karmaşıklığı, kodlama süresi, çözümleme süresi, blok uzunluğu, kod oranı ve Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER) olmak üzere yedi kıyaslama ölçütü ışığında ortam gürültüsüne bağlı olarak yeni nesil GPS CNAV-2 mesaj yapısı için özellikle yenilikçi haberleşme sistemlerinde kullanılan doğruluğu ve gürültüye karşı dayanıklılığı yüksek Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar gibi çeşitli kanal kodlama yöntemlerinin sergileyecekleri performansı detaylı ve bütünsel olarak inceleyerek modernize edilmiş yeni bir CNAV-2 mesaj yapısı önermektir. Bu amaç doğrultusunda, öncelikle uyduların gönderdiği ikili formdaki GPS L_{1C} CNAV-2 gerçek seyrüsefer mesaj yapısı IS-GPS-800H (Interface Specification) dokümanı dikkate alınarak gerçekliğe uygun olarak MATLAB (Matrix Laboratory) ortamında oluşturulmuştur. Daha sonra Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar yöntemleri CNAV-2 mesaj yapısına uygulanmış ve her bir yöntemin sergilediği performans yukarıda bahsedilen yedi farklı kıyaslama ölçütüne bağlı olarak mevcut LDPC ve BCH yöntemleri referans alınarak değerlendirilmiştir.

Bu değerlendirmeler ışığında çalışma sonunda GPS CNAV-2 mesaj yapısı için iki farklı öneride bulunulmuştur. Çalışmanın birinci bölümünde, mesaj yapısı değiştirilmeden gürültüye karşı daha dayanıklı ve daha iyi performans sergileyen bir CNAV-2 mesajı için mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine CRC-Polar yapısının kullanılması ile elde edilen yeni bir CNAV-2 mesajı önerilmiştir. İkinci bölümde, CRC-Polar tekniğinin daha iyi bir performans sergilemesinin sağladığı avantaj ile birlikte eşlik

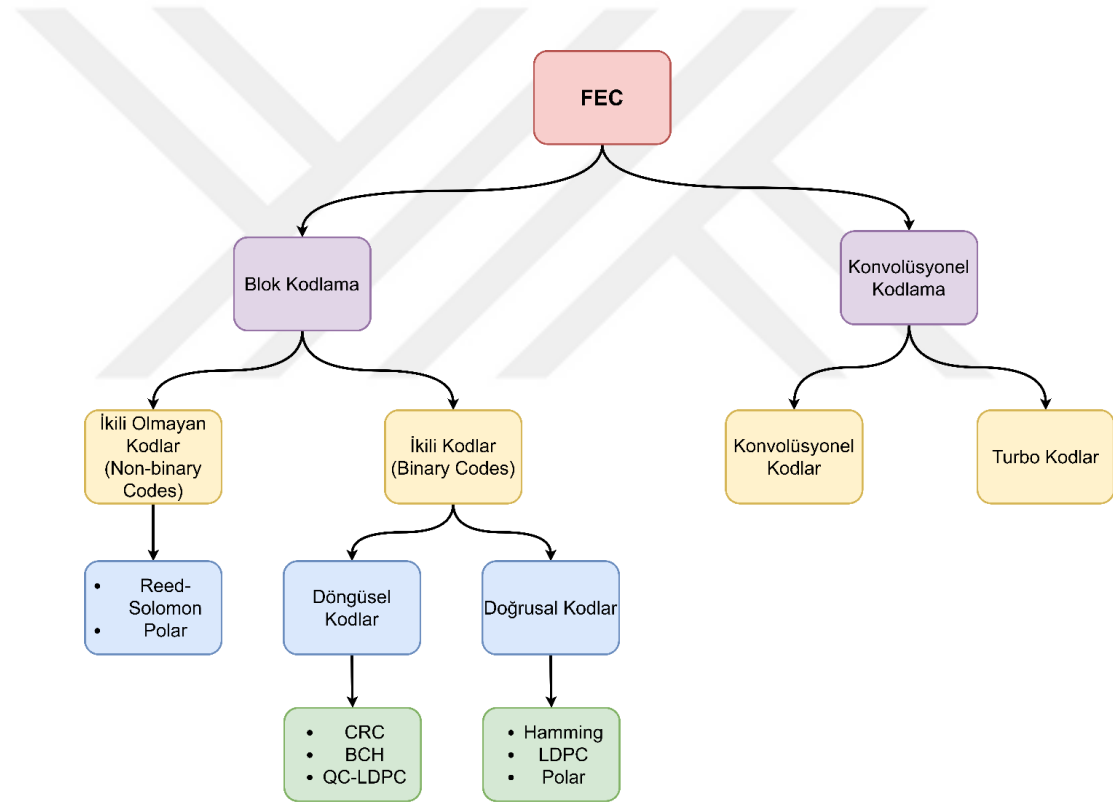
bitlerinin sayısı azaltılarak CNAV-2 mesaj uzunluğu ve süresinin düşürüldüğü CNAV-2M olarak adlandırılan yeni bir mesaj yapısı önerilmiştir. Diğer bir deyişle, CRC-Polar yöntemi ile mevcut durumun sergilediği performansın birbirine yakın olmasını sağlamak üzere seyrüsefer mesaj parametrelerinde herhangi bir değişiklik yapılmadan sadece kullanılan eşlik bitlerinin sayısı azaltılmıştır. Böylece 1800 bit uzunluğunda ve 18 saniye süreye sahip CNAV-2 mesajı için daha düşük mesaj uzunluğu ve daha düşük süreye sahip CNAV-2M elde edilmiştir. Çalışma sonunda elde edilen sonuç ve bulguların, mevcut uyduya dayalı konum belirleme sistemlerin modernizasyon çalışmalarına önemli katkılar sunacağı ve özellikle Türkiye gibi yerli ve milli hedefler doğrultusunda gelecekte kendi bölgesel uyduya dayalı seyrüsefer sistemini kullanmayı hedefleyen ülkelerin uydu sistemlerini geliştirme noktasında kritik bir rol oynayacağı düşünülmektedir.

1.3. İçerik

Çalışmanın ikinci bölümünde araştırmanın ana çatısını oluşturan kanal kodlama yöntemleri ayrıntılı bir şekilde tanıtılmıştır. Üçüncü bölümde, iş birliği çerçevesinde tüm uydu sistemleri için ortak yayın olan yeni nesil CNAV-2 seyrüsefer mesajı ile serpiştirici ve ayrıştırıcı mekanizmaları ele alınmıştır. Çalışma kapsamında geliştirilen simülasyon modelinin en önemli kısımlarından olan seyrüsefer mesajının ikilik tabana dönüşümünde izlenen yöntem dördüncü bölümde detaylı şekilde açıklanmıştır. Beşinci bölümde, farklı kanal kodlama yöntemleri ile mevcut yöntemleri karşılaştırmak için kullanılan kıyaslama ölçütleri ele alınmıştır. Çalışma kapsamında mevcut CNAV-2 mesajında kullanılan yöntemler yerine alternatif olarak düşünülen kanal kodlama yöntemlerinin sergilediği performansın analiz edildiği simülasyon sonuçları altıncı bölümde sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar, bulgular ve yeni seyrüsefer mesaj yapısına dair geleceğe yönelik öneriler çalışmanın son bölümünde sıralanmıştır.

2. KANAL KODLAMA YÖNTEMLERİ

İleri Hata Düzeltme veya kısaca FEC, alıcının herhangi bir yeniden iletim talebi olmaksızın gürültülü kanallar üzerinden veri iletimi sırasında meydana gelen bit hatalarını düzeltmesini sağlayan karmaşık bir mekanizma olarak tanımlanabilir [4, 14, 52]. FEC tekniğinin bir başka ilginç yönü, alıcının doğru verileri elde etmesi için gereken süreyi azaltmasına imkan vermesidir [4]. Eşlik bitlerinin miktarı, FEC kodlarının hata düzeltme kabiliyetinde kritik bir rol oynar, yani hata düzeltme yeteneği eşlik bitlerinin bir fonksiyonudur. Eşlik bitlerinin fazla olması daha fazla hata düzeltilebileceği anlamına gelmektedir. FEC yapısı, Şekil 2.1’de gösterildiği gibi Blok ve Konvolüsyonel olmak üzere iki ana başlık altında gruplandırılabilir.



Şekil 2.1. FEC sınıflandırması [53]

Blok kod yapısında, gönderilen bilgi mesajı sabit uzunluk ve sabit boyutlu bloklara ayrılır. Bilgi bitleri olarak adlandırılan her bir k -bitlik blok, kullanılan kodlayıcı yapısı tarafından alınır ve kod sözcüğü olarak adlandırılan n -bit bloğa dönüştürür. Sonuç olarak hata düzeltmesi için bilgi bitlerine $n-k$ bit kadar eşlik biti eklenir [11, 54, 55]. Blok kodlar (n, k) ile semboliz edilir ve kod oranı $R = \frac{k}{n}$ olarak tanımlanır.

Konvolüsyonel kod yapısı, blok kod yapısından çeşitli özellikleri ile ayrılmaktadır. Blok kod yapıları kombinasyonel devre ile gerçekleştirilirken, konvolüsyonel kod yapısı ardışık devre ile gerçekleştirilir. Ayrıca blok kodlar hafızasız yapılarken yani çıkış mevcut giriş değerine bağlı olarak belirlenirken, konvolüsyonel kodlar hafızalı yapılardır yani çıkış, mevcut ve geçmiş giriş değerlerine göre hesaplanır.

GNSS'te hataları düzeltmek ve veri bütünlüğünü kontrol etmek için Hamming, BCH, Konvolüsyonel ve LDPC kodları kullanılmaktadır [32]. Ancak, veri doğruluğunu sağlamak ve yeteneği dahilinde hataları düzeltmek için mesaj bitlerine önceden tanımlanmış algoritmalar ile oluşturulan eşlik bitlerini eklemek suretiyle geliştirilen Hamming, BCH, Konvolüsyonel ve LDPC'ye ilave olarak Turbo ve Polar gibi birçok kanal kodlama yöntemi literatürde araştırmacılar tarafından önerilmiştir. Bu kapsamda, kanal kodlama algoritmaları, uydu sistemleri ve diğer sistemler olmak üzere iki farklı başlık altında ayrı ayrı ele alınacaktır.

2.1. GNSS'te Kullanılan Kanal Kodlama Yöntemleri

2.1.1. Hamming kodu

1950 yıllarında Richard Wesley Hamming tarafından geliştirilen Hamming kodu, doğrusal blok kod ailesinin en ünlü ve önemli sınıfı olarak göze çarpmaktadır [56–58]. Sayısal haberleşme, uydu haberleşmesi, veri iletişimi ve depolama sistemlerinde hata algılama ve düzeltme amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır [11]. Hamming kodları (n, k) ile gösterilir. Burada k , seyrüsefer mesaj bitlerinin uzunluğ, n ise kodlanmış seyrüsefer mesaj veya kod kelimesi uzunluğunu temsil etmektedir [56, 59]. Hamming kod, seyrüsefer mesajına gerekli eşlik bitlerini eklemek suretiyle 2 bite kadar olan hataları tespit edebilme ve 1 bite kadar olan hataları düzeltebilme yeteneğine sahiptir [59, 60]. Hamming koduna ait çeşitli özellikler Tablo 2.1'de sıralanmıştır.

Tablo 2.1. *Hamming kod özellikleri*

Parametre	Açıklama
Kod uzunluğu (n)	$n = 2^m - 1$
Mesaj bit sayısı (k)	$k = 2^m - m - 1$
Eşlik bit sayısı (m)	$m = n - k$
Minimum mesafe (d_{min})	$d_{min} = 3$
Hata tespit etme yeteneği	2-bit
Hata düzeltme yeteneği (t)	1-bit

Hamming kod yapısında her eşlik biti, mesaj bitlerinin bir kombinasyonuna dayalı olarak oluşturulur. Diğer bir deyişle, her eşlik biti, mesaj bitlerinin birkaç farklı kombinasyonuna göre hesaplanmaktadır. Örneğin $[m_4 m_3 m_2 m_1]$ mesaj bitlerine (7,4) Hamming kodu uygulanırsa, eşlik bitleri p_1 , p_2 ve p_3 Eşitlik 2.1 ile Eşitlik 2.3 arasında verilen denklemler ile hesaplanır. Bu durumda, eşlik bitleri belirlendikten sonra kodlanmış seyrüsefer mesajı $c = [m_4 m_3 m_2 p_3 m_1 p_2 p_1]$ olarak elde edilir.

$$p_1 = m_4 \oplus m_2 \oplus m_1 \quad (2.1)$$

$$p_2 = m_4 \oplus m_3 \oplus m_1 \quad (2.2)$$

$$p_3 = m_4 \oplus m_3 \oplus m_2 \quad (2.3)$$

GPS geleneksel seyrüsefer mesajında, hata algılama ve düzeltme amacıyla gerekli altı eşlik biti oluşturmak için (32,26) genişletilmiş Hamming kodu kullanılmaktadır. Genişletilmiş Hamming kodu, standart Hamming kodunun minimum mesafesini dörde çıkmasını sağlamak için ekstra bir tane daha eşlik biti eklenmesi sonucu elde edilir. Böylece, alıcılar 3 bite kadar olan hataları tespit edebilirken, ancak yine sadece 1 bitlik hataları düzeltebilmektedir [61, 62]. Bu durum meydana gelen hata sayısını tespit edebilme kabiliyetine katkı sağlamaktadır. Örnek olması açısından GPS'te kullanılan genişletilmiş (32,26) Hamming kodu için kullanılan algoritma Tablo 2.2'de verilmiştir .

GLONASS uydu sistemi de Hamming kod yapısının farklı bir uyarlamasını kullanmaktadır. Eşlik bitlerini hesaplamak için kullanılan algoritma Hamming yapısını temel alarak oluşturulmuş ancak yapılan modifikasyonla GLONASS uydu sistemine uyarlanmıştır. GLONASS'ta kullanılan hata algılama ve düzeltme yöntemi aynı GPS'te olduğu gibi alınan mesajın doğruluğunu kontrol etmekte ve aynı zamanda sadece bir bitlik hatayı düzeltebilme yeteneğine sahiptir. Çalışma kapsamında Hamming kodu olarak GPS sisteminin kullandığı yaklaşım uygulanmıştır. Hamming kod için çözümleme algoritması olarak GPS ve GLONASS sisteminlerinde de pratikliği sebebiyle tercih edilen eşlik kontrol matris yöntemi kullanılmıştır.

2.1.2. Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) kodu

Bu kodlama tekniği 1959'da Hocquenghem ve bağımsız olarak 1960 yılında Bose ve Ray-Chaudhuri isimli bilim insanları tarafından geliştirilmiştir. Bu nedenle de literatürde yaygın olarak isimlerinin baş harflerinin kısaltması olan BCH kodu olarak bilinir [63–66]. Hamming kodundan farklı olarak birden fazla meydana gelen bit

hatalarını düzeltme yeteneğine sahiptir [67–69]. Hata düzeltme yeteneğine ilave olarak basit kodlama, esneklik ve kolay uygulama önemli özellikleri olarak sıralanabilir [66, 67, 69]. Bu özellikleri nedeniyle, haberleşme, uydu haberleşmesi, Çok Amaçlı Sayısal Disk (Digital Versatile Disk, DVD), Kompakt Disk (Compact Disk, CD), Katı Hal Sürücüsü (Solid-State Disk, SSD) flash bellekler ve Sayısal Video Yayını (Digital Video Broadcasting, DVB) olmak üzere çeşitli pratik uygulamalarda kullanılır [66].

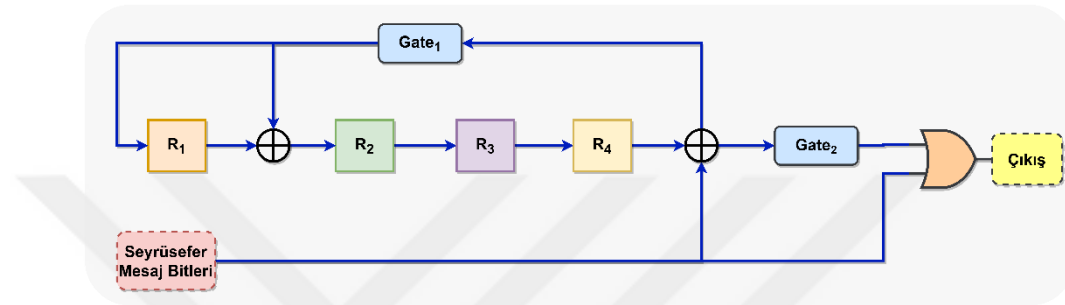
Tablo 2.2. GPS (32,26) genişletilmiş Hamming kodu algoritması [27]

$c_1 = m_1 \oplus c_{30}^*$
$c_2 = m_2 \oplus c_{30}^*$
$c_3 = m_3 \oplus c_{30}^*$
$c_4 = m_4 \oplus c_{30}^*$
$\vdots$
$\vdots$
$c_{23} = m_{23} \oplus c_{30}^*$
$c_{24} = m_{24} \oplus c_{30}^*$
$c_{25} = c_{29}^* \oplus m_1 \oplus m_2 \oplus m_3 \oplus m_5 \oplus m_6 \oplus m_{10} \oplus m_{11} \oplus m_{12} \oplus m_{13} \oplus m_{14} \oplus m_{17} \oplus m_{18} \oplus m_{20} \oplus m_{23}$
$c_{26} = c_{30}^* \oplus m_2 \oplus m_3 \oplus m_4 \oplus m_6 \oplus m_7 \oplus m_{11} \oplus m_{12} \oplus m_{13} \oplus m_{14} \oplus m_{15} \oplus m_{18} \oplus m_{19} \oplus m_{21} \oplus m_{24}$
$c_{27} = c_{29}^* \oplus m_1 \oplus m_3 \oplus m_4 \oplus m_5 \oplus m_7 \oplus m_8 \oplus m_{12} \oplus m_{13} \oplus m_{14} \oplus m_{15} \oplus m_{16} \oplus m_{19} \oplus m_{20} \oplus m_{22}$
$c_{28} = c_{30}^* \oplus m_2 \oplus m_4 \oplus m_5 \oplus m_6 \oplus m_8 \oplus m_9 \oplus m_{13} \oplus m_{14} \oplus m_{15} \oplus m_{16} \oplus m_{17} \oplus m_{20} \oplus m_{21} \oplus m_{23}$
$c_{29} = c_{30}^* \oplus m_1 \oplus m_3 \oplus m_5 \oplus m_6 \oplus m_7 \oplus m_9 \oplus m_{10} \oplus m_{14} \oplus m_{15} \oplus m_{16} \oplus m_{17} \oplus m_{18} \oplus m_{21} \oplus m_{22} \oplus m_{24}$
$c_{30} = c_{29}^* \oplus m_3 \oplus m_5 \oplus m_6 \oplus m_8 \oplus m_9 \oplus m_{10} \oplus m_{11} \oplus m_{13} \oplus m_{15} \oplus m_{19} \oplus m_{22} \oplus m_{23} \oplus m_{24}$
Not:
$c_1, c_2, c_3 \dots, c_{29}, c_{30}$ uydudan gönderilen kodlanmış seyrüsefer mesaj bitlerini temsil etmektedir.
$c_{25}, c_{26}, c_{27}, c_{28}, c_{29}$ and c_{30} eşlik bitlerini ifade etmektedir.
$m_1, m_2, m_3 \dots, m_{23}, m_{24}$ seyrüsefer mesaj bitlerini temsil etmektedir.
$\oplus$ modülo 2 veya Özel Veya (Exclusive-Or, XOR) işlemini ifade etmektedir.
* bir önceki kelimenin son iki bitini temsil etmek için kullanılmaktadır.

Diğer kanal kodlama yöntemlerinde olduğu gibi, seyrüsefer mesajına eşlik bitleri ekleyerek gönderilen mesajı gürültü, girişim, çoklu yol gibi istenmeyen etkilere karşı daha dayanıklı hale getirir. Özellikle Galois Alanı (Galois Field, GF) olmak üzere sonlu alan teorisine dayanan katı bir cebirsel yapıya sahiptir. BCH kod ailesinin öne çıkan özellikleri Tablo 2.3'te verilmiştir. Halihazırda Çin tarafından yönetilen küresel uydu sistemi BeiDou'da veri bütünlüğünü doğrulamak ve seyrüsefer mesajının doğruluğunu kontrol etmek için kullanılan örnek bir BCH yöntemi Şekil 2.2'de verilmiştir [25, 70].

Tablo 2.3. BCH kodların karakteristik özellikleri

Parametre	Açıklama
Kod uzunluğu (n)	$n = 2^m - 1$
Mesaj bit sayısı (k)	$k = 2^m - m - 1$
Eşlik bit sayısı (m)	$n - k \leq mt$
Minimum mesafe (d_{min})	$d_{min} \geq 2t + 1$
Hata düzeltme yeteneği (t)	t -bit

**Şekil 2.2.** BeiDou sisteminde kullanılan BCH yöntemi

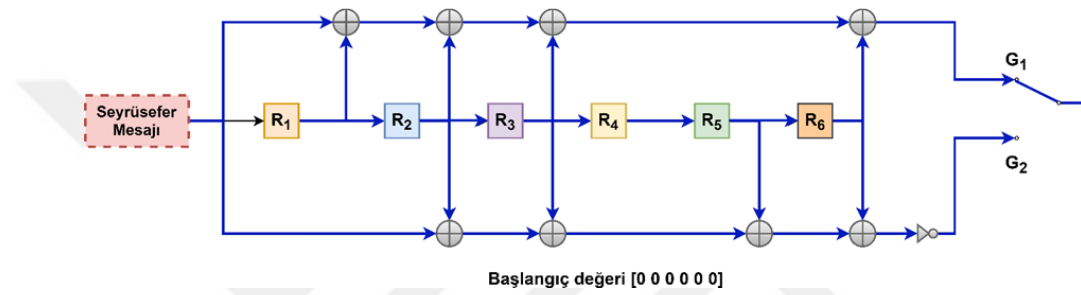
Çalışma kapsamında BCH kodu olarak BeiDou sisteminin kullandığı kodlayıcı yapısı tercih edilmiştir. Bu yöntem için çözümleme algoritması olarak da literatürde oldukça popüler olan Berlekamp-Massey yöntemi kullanılmıştır.

2.1.3. Konvolüsyonel kod

Blok kod ailesine alternatif olarak ortaya çıkan Konvolüsyonel kodlar, gürültülü bir kanal üzerinden gönderilen seyrüsefer mesajını korumak için kullanılan en popüler hata düzeltme kodları arasında yer almaktadır [71, 72].

Uydu seyrüsefer sistemleri, uydu ve uzay haberleşme sistemleri gibi birçok pratik uygulamada kullanılmaktadır. Konvolüsyonel kod yapıları, blok kodlara göre daha esnektir [32, 54, 71, 73]. Belirlenen kısıtlara göre konvolüsyonel kod yapısı rahat bir şekilde tasarlanabilir. Bu kodlama şeması, Hamming ve BCH gibi doğrusal blok kodların aksine hafızalı bir yapıya sahiptir [11]. Yani, elde edilen çıkış, mevcut ve önceki giriş değerlerine bağlı olarak belirlenir [11, 59, 74]. Konvolüsyonel kodlamanın bu özelliği, seyrüsefer mesajının gürültü ve parazite karşı sağlamlığını önemli ölçüde artırmaktadır. En önemli avantajları basitlik, esneklik ve uygulama kolaylığı olarak sıralanabilir [75]. Doğrusal Geri Beslemeli Kaydırmalı Kaydedici (Linear Feedback Shift Register, LFSR) kullanılarak doğrusal işlemlerle Konvolüsyonel kod yapısı rahatlıkla oluşturulabilir [73,

76, 77]. Konvolüsyonel kod yapısını daha somut bir şekilde ortaya koyabilmek için Galileo uydu sisteminde kullanılan örnek kod şeması Şekil 2.3'te verilmiştir. Şekil 2.3'ten anlaşılacağı üzere, her yeni mesaj biti geldiğinde en soldaki R_1 kaymalı kaydedicisinde tutulan değer en sağdaki R_6 kaymalı kaydedicisine doğru tek tek kaydırılır. Her kaydırma işlemi sonrası G_1 ve G_2 çıkışlarının birleştirilmesi ile birlikte çıkış dizisi elde edilir. Bu çalışmada Konvolüsyonel kod olarak Galileo uydu sisteminde kullanılan $[0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1]$ ve $[0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1]$ kod şeması seçilmiştir. Alıcıya gelen seyrüsefer mesajını çözümlmek için ise geleneksel Viterbi algoritması kullanılmıştır.



Şekil 2.3. Konvolüsyonel kod şeması

2.1.4. Düşük yoğunluklu eşlik kontrolü (Low density parity check, LDPC)

1960'lı yılların başında Robert Gallager tarafından önerilen LDPC kodlarının Dördüncü Nesil Kablosuz Telefon Teknolojisi (Fourth-Generation Long Term Evolution, 4G), Beşinci Nesil Telefon Teknolojisi (Fifth-Generation, 5G), DVB, Kablosuz Yerel Ağ (Wireless Local Area Network, WLAN), Kablosuz Radyo Erişim Ağı (Wireless Radio Acces Network, WRAN) olmak üzere birçok uygulamada hataları düzeltme amacıyla halen kullanımı devam etmektedir [38, 78]. En az Turbo kodlar kadar üstün performans sergileyebilen LDPC kodlar, çoğunlukla 0'lardan ve sadece birkaç sıfır olmayan bileşenden yani 1'lerden oluşan bir matris ile tasarlanan özel kod yapısıdır [78–81]. *Düşük Yoğunluk* terimi, oluşturulan matriste 1'lerin 0'lara göre oldukça az olmasından gelmektedir [82–84]. LDPC kodlama, eşlik kontrol matrisi H 'da bulunan 1'lerin seyrekliği nedeniyle Turbo kodlara göre nispeten daha kolaydır [79, 81]. LDPC kod yapısı (n_b, k_b, w_c, w_r) ile temsil edilir [79, 80, 85]. Burada w_c her sütundaki 1'lerin sayısına, w_r her satırdaki 1'lerin sayısına, n_b kod sözcüğünün uzunluğuna ve k_b seyrüsefer mesaj bitlerinin uzunluğuna karşılık gelmektedir.

Eşlik denklemleri kullanılarak kontrol matrisinin oluşturulmasına yönelik örnek bir uygulama Eşitlik 2.4’de gösterilmiştir [79]. Eşitlik 2.4’de verilen H matrisi incelendiğinde, w_c , w_r , k_b ve n_b değerlerinin sırasıyla 3, 4, 4 ve 7’ye eşit olduğu rahatlıkla görülebilir. H matrisinin satırları eşlik bitlerine karşılık gelmektedir. Her bir eşlik bitinin oluşturulmasında farklı seyrüsefer mesaj bitleri kullanılmaktadır. w_r bitleri her eşlik biti tarafından kontrol edilir ve her eşlik biti, seyrüsefer mesaj bitlerinin modülo 2 işlem sonucuna göre hesaplanır [83, 84, 86]. Sonuçta, seyrüsefer mesaj bitleri ile eşlik bitlerinin birleştirilmesi sonucu LDPC kodlama işlemi tamamlanır.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \underbrace{1}_{x_1} & \underbrace{0}_{x_2} & \underbrace{1}_{x_3} & \underbrace{1}_{x_4} & \underbrace{0}_{x_5} & \underbrace{0}_{x_6} & \underbrace{1}_{x_7} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{aligned} x_5 &= x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \\ x_6 &= x_1 \oplus x_2 \oplus x_4 \\ x_7 &= x_1 \oplus x_3 \oplus x_4 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Örnek olması açısından 6×12 boyutlarına sahip bir düzenli LDPC matrisi Eşitlik 2.5’te verilmiştir. Burada verilen LDPC matrisine benzer şekilde istenilen boyutlarda düzenli LDPC matrisleri rahatlıkla oluşturulabilir.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

İteratif mesaj aktarımlı katman (iterative message-passing layered) algoritması, eşlik kontrol matrisinin seyrek olması durumunda hem düşük çözümleme karmaşıklığına hem de yüksek başarıma sahip olmaktadır. Bu sebepten dolayı çalışmada çözümleme algoritması olarak iteratif çözüme dayalı mesaj aktarımlı katman yöntemi kullanılmıştır [37]. Kanal kodlama yöntemleri arasında adil bir karşılaştırma yapabilmek için tüm iteratif algoritmalarda olduğu gibi bu yöntemde de iterasyon sayısı 10 olarak belirlenmiştir.

2.2. Diğer Kodlama Yöntemleri

2.2.1. Yarı-döngüsel düşük yoğunluklu eşlik kontrolü (Quasi cyclic-low density parity check, QC-LDPC)

LDPC kodlamanın önemli bir alt üyesi olarak tanımlanan Yarı-Döngüsel Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (Quasi Cyclic-Low Density Parity Check)’nın en önemli farklılığı yarı-döngüsel özelliğe sahip olmasıdır [87–89]. Bu özellik, düşük kodlama

karmaşıklığı, düşük çözümleme karmaşıklığı, yüksek performans, paralel kodlama, paralel çözümleme, uygulama kolaylığı gibi birçok avantajı beraberinde getirmektedir [37, 90–92]. Basit kaymalı kaydediciler ve mantık devreleri kullanılarak kodlama ve çözümlemenin donanım uygulamalarına ilişkin olarak diğer LDPC türlerine göre oldukça önemli avantajlar sağlamaktadır [88]. H eşlik matrisinin seyrekliği nedeniyle QC-LDPC kodları ile düşük karmaşıklığa sahip bir kodlayıcı rahatlıkla gerçekleştirilebilir. Diğer türlere göre sağladığı bu önemli avantajlar nedeniyle son zamanlarda yapılan çalışmalarda QC-LDPC kod yapısı üzerine yoğunlaşmıştır [91, 93–95].

Bilindiği üzere, LDPC kodlar eşlik kontrol matrisi H ile tanımlanır. Üreteç matrisi G genellikle doğrudan bilinmediği için eşlik kontrol matrisinden üreteç matrisine doğru ters yönlü bir işlem gerçekleştirilir. Bu durum kodlama karmaşıklığının oldukça yüksek olmasına sebep olmaktadır [33, 38, 96]. Bu karmaşıklığı daha düşük seviyelere indirmek için literatürde Gauss eliminasyon, Richardson ve Urbanke (RU) gibi çeşitli yaklaşımlar tanıtılmıştır. Geleneksel yaklaşımların başında gelen Gauss eliminasyon yöntemi ile satır ve sütun işlemleri yapılarak eşlik kontrol matrisinden üreteç matrisine geçiş sağlanır ve daha sonra bu üreteç matrisi ile sistematik kodlama gerçekleştirilir [33, 38, 97, 98]. Ancak, bu yaklaşımın en önemli dezavantajı blok uzunluğunun büyük olması durumunda depolama yükünün önemli ölçüde artarak uygulanabilirliği sınırlamasıdır [88, 97].

Diğer yöntem RU algoritması, Richardson ve Urbanke tarafından geliştirilen ve birçok uygulamada yaygın olarak kullanılan bir yaklaşımdır [33, 99]. En göze çarpan uygulamaların başında CNAV-2 mesaj yapısı gelmektedir [32, 100]. Bu yöntem temeli, eşlik kontrol matrisinin seyrekliğini koruyan ve sadece satır ile sütun değişimleri yaparak eşlik kontrol matrisini alt üçgen forma dönüştürme prensibine dayanmaktadır [33, 38]. Bu yöntemin en önemli dezavantajı, kritik yol (critical path) olarak adlandırılan durumun üst seviye uygulamalar için büyük mertebelere ulaşmasıdır [38, 101]. Gelişen teknoloji ile birlikte bahsedilen önceki iki yaklaşımdan düşük karmaşık, yüksek verimli, düşük bellek depolama alanı gibi özelliklere sahip QC-LDPC yapısına hızla geçiş yapılmaya başlanmıştır. QC-LDPC, RU yöntemine göre daha az çarpma işlemi gerçekleştirirken, aynı zamanda matris tersi gibi işlemlere ihtiyaç duymaz [97, 98]. Eşitlik 2.6’da 4×4 kare alt matrislere bölünmüş 8×16 boyutunda QC-LDPC yapısına ait örnek bir H matrisi verilmiştir. Eşitlik 2.6’dan anlaşılacağı üzere, her bir alt matris ya bir sıfır matrisi veya

Eşitlik 2.8’de verilen birim matrisin sütunlarının döngüsel olarak kaydırılmasıyla oluşturulan bir matristir [87, 98].

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 & 0 & 0 \\ - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 1 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 1 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 1 & | & 1 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 1 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Genellikle QC-LDPC’nin eşlik kontrol matrisi H , $P \times P$ boyutunda sıfır matris ve $P \times P$ boyutunda birim matrisin döngüsel olarak kaydırıldığı matrislerden oluşan kare alt matrislere bölünür [87]. Böyle bir yaklaşım, doğal olarak kodlama ve çözümlemede paralellğe imkan sağlar. Diğer bir deyişle, yüksek verimli kodlayıcı ve çözümleme için paralel işlem yapma imkânı sunar. Eşitlik 2.6’da verilen 8×16 matris, temel grafik (base graph) gösteriminde Eşitlik 2.7’deki gibi ifade edilebilir [87].

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & 3 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Temel grafik, girişlerin her birinin genişleme faktörü olarak tanımlanan z_c ’ye göre daha da genişletilebilen bir temel matris olarak tanımlanabilir [37, 98]. Temel grafik matrisi ve genişleme faktörü z_c yardımıyla istenilen blok uzunluğu ve kod oranı için gerekli H matrisi rahatlıkla türetilir. Temel grafik gösterimde negatif olmayan tam sayılar birim matrisin döngüsel kayma sayısını temsil ederken, -1 değeri sıfır matrisi temsil eder. Eşitlik 2.6’dan görüldüğü üzere, H matrisindeki her bir alt matris, sıfır matrise veya birim matrisin döngüsel olarak kaydırılması sonucu oluşturulan bir matrise karşılık gelmektedir. QC-LDPC kodunun eşlik kontrol matrisi H ’nin böyle bir gösterimi alıcı tarafta bu H matrisinin sıkıştırılarak depolanmasını sağlar. Daha az yer kapladığı içinde daha az hafızaya ihtiyaç duyulur [87]. Örnek olması açısından 4×4 boyutlu birim matrisin 0’ dan 3’e kadar olan tüm olası kayma durumu Eşitlik 2.8 ile Eşitlik 2.11 arasında sırasıyla verilmiştir.

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

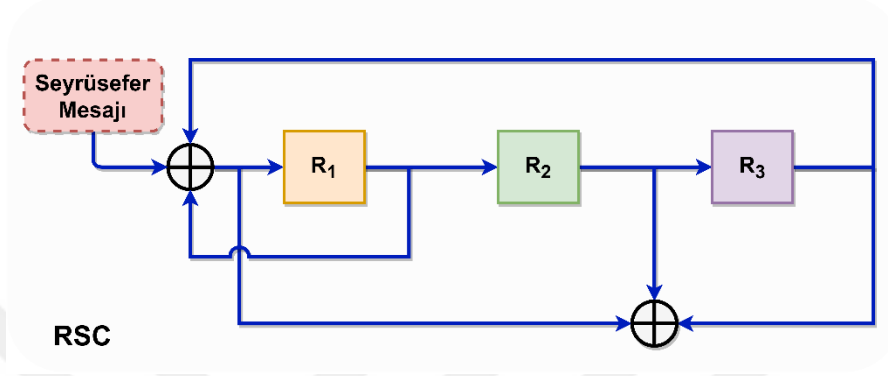
$$I_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Bu çalışma kapsamında QC-LDPC için 5G teknolojisinde kullanılması planlanan BG1 ve BG1 matrisleri ele alınmıştır. Bu matrislerin en önemli özelliği, rate-matching olarak adlandırılan oran denkleştirme işlemi ile değişken kod oranı veya uzunluğa bağlı olarak düzenlenme esnekliğine sahip olmasıdır [37, 89]. 5G kapsamında yapılan çalışma sonuçlarına göre 46x68 boyutlarına sahip BG1 matrisi blok uzunluğunun daha yüksek olduğu durumlarda daha iyi performans sergilerken, 42x52 boyutlarına sahip BG2 matrisi blok uzunluğunun daha düşük olduğu durumlarda daha iyi bir başarımla göstermektedir. [87, 97, 98, 102]. Bu matrislerin boyutları oldukça yüksek olmasından dolayı çalışma içeriğine eklenememiştir. Bu matrisler hakkında daha ayrıntılı bilgi için yapılan çeşitli çalışmaları incelemek faydalı olacaktır [37, 38, 103–107]. Genişleme faktörü z_c parametresi BG1 ve BG2 matrislerinin istenilen boyutlarda genişletilmesine imkan verir [37, 89, 96–98]. Alt-çerçeve uzunluğuna bağlı olarak z_c parametresi yardımıyla her iki matris istenilen bit uzunluğuna göre ayarlanmıştır. Ayrıca, istenilen kod oranı ve bit uzunluğunu sağlamak için yok etme işlemi ile oran denkleştirme uygulanmıştır. Oran denkleştirme, sonuncu sırada bulunan eşlik bitinden geriye doğru hareket ederek yani sondan başa doğru yeterli sayıda bitin silinmesi veya yok edilmesi ile sağlanır. Düzenli LDPC yapısına benzer şekilde çözümleme algoritması olarak iteratif mesaj aktarımlı katman kullanılmış olup, diğerlerinde olduğu gibi iterasyon sayısı da 10 olarak alınmıştır.

2.2.2. Turbo kod

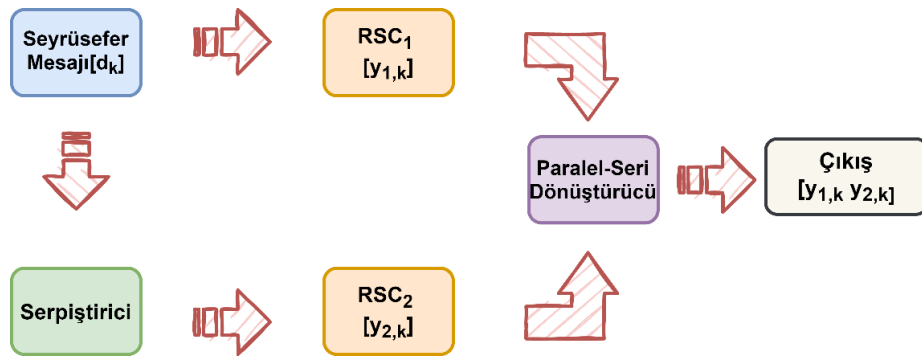
Turbo kod sergilediği üstün performans nedeniyle, mobil haberleşme, kablosuz haberleşme, uzay haberleşme, üçüncü nesil kablosuz standartlar ve DVB dahil olmak

üzere çeşitli pratik uygulamalarda kullanılmaktadır [82, 108, 109]. Turbo kodlama, serpiştirici (interleaver) ve iki veya daha fazla Özyinelemeli Sistematik Konvolüsyonel Kod (Recursive Systematic Convolutional, RSC) yapısına dayalı olarak gerçekleştirilir [110–113]. Örnek bir RSC'nin iç yapısı Şekil 2.4'de gösterilmektedir.



Şekil 2.4. Örnek RSC yapısı

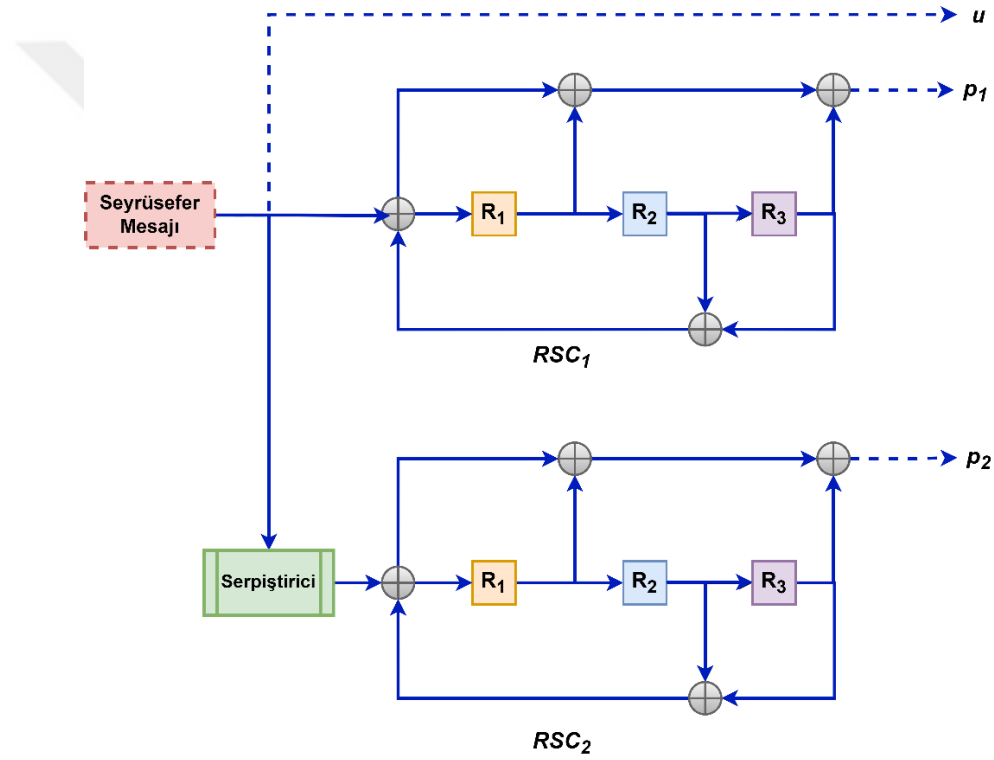
Serpiştirici, seyrüsefer mesajındaki veri bitlerinin sırasını önceden tanımlanmış sıraya göre yeniden düzenlemek için kullanılan bir operatördür. Serpiştirici girişine uygulanan seyrüsefer mesaj bitleri belirlenen algoritmaya göre yeniden sıralanarak çıkışa aktarılır [110]. Turbo kod, serpiştirici ve iki veya daha fazla RSC'nin paralel olarak birleştirilmesiyle elde edilir [82, 112, 114]. RSC'ler birbirinden farklı olabilir, ancak pratik uygulamalarda genellikle birebir aynısı seçilir [110, 115, 116]. Yukarıda bahsedilen durumu daha net ortaya koyabilmek için örnek bir Turbo kod yapısı Şekil 2.5'te gösterilmektedir.



Şekil 2.5. Genel Turbo kod yapısı

Şekilden de anlaşılacağı gibi, söz konusu yapı iki özdeş RSC ve bir tane de serpiştiriciden oluşmaktadır. İlk olarak seyrüsefer mesajı RSC_1 şeması tarafından doğrudan kodlanarak çıkışa aktarılır. Serpiştirme sonrası elde edilen seyrüsefer mesaj bitleri RSC_2 şeması tarafından kodlanarak çıkışa aktarılır. Sonuçta, paralel RSC_1 ve RSC_2 çıkışları birleştirilerek kodlanmış seyrüsefer mesajı elde edilir.

Bu çalışma kapsamında, iki RSC kullanılan ve kod oranı $\frac{1}{2}$ olan genel turbo kodlayıcı üzerinde durulmuştur. Turbo kod şeması olarak tercih edilen sistematik yapının blok diyagramı Şekil 2.6’da verilmiştir [117, 118].



Şekil 2.6. Turbo kodlayıcı yapısı

Ayrıca, kodlayıcı yapısında kullanılan RSC 'nin transfer fonksiyonu Eşitlik 2.12’de verilmiştir [117, 119].

$$G(D) = \left[1, \frac{1 + D + D^3}{1 + D^2 + D^3} \right] \quad (2.12)$$

Şekil 2.6’dan görüldüğü üzere, gelen seyrüsefer mesaj bitlerinin Turbo kod çıkışı $[u \ p_1 \ p_2]$ olarak sıralanmaktadır. Burada, u seyrüsefer mesaj bitini, p_1 RSC_1 ’e giren u

seyrüsefer mesajı sonucu elde edilen eşlik bit çıkışı ve p_2 RSC₂'e giren u seyrüsefer mesajı sonucu elde edilen eşlik bit çıkışı temsil etmektedir. Şekil 2.6'ya göre Turbo kodlayıcı şemasının kod oranının $\frac{1}{3}$ olduğu açıkça görülmektedir. Yapılan bu çalışmada özellikle alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 mesaj yapısına uygulanabilmesi için kod oranı $\frac{1}{2}$ olan bir Turbo kod şemasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durumun üstesinden gelebilmek için çıkışta bazı bitlere yok etme işlemi (puncturing) uygulanmıştır. Yok etme işlemi, çözümleme algoritmasının performansını olumsuz olarak etkilese de oran denkleştirme sağlamak için oldukça etkin bir yöntemdir. Bu durumda, kodlama sonrası elde edilen her üç çıkış bitinin ikisi önceden tanımlı kurala göre alıcıya gönderilmiştir. Bunu gerçekleştirmek için kullanılan yok etme matrisi p_r . Eşitlik 2.13'de verilmiştir. Ayrıca, kodlama işlemine başlamadan önce kaymalı kaydedicilerin başlangıç değerini sıfırlamak için kuyruk bitlerinden faydalanılmıştır.

$$p_r = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Serpiştirici amacıyla rasgele serpiştirici yapısı tercih edilmiştir. Kullanılan bu serpiştirici yapısında gelen bit dizisinin sıralaması rasgele değişir. Verici tarafta kullanılan rasgele serpiştiricinin uygulamış olduğu bu sıralama kaydedilir ve alıcı kısmında bu sıralama ile tekrar ayrıştırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Turbo kod için çözümleme algoritması olarak ismi Bahl, Cocke, Jelinek ve Raviv bilim insanlarının baş harflerinden oluşan BCJR algoritması kullanılmıştır [120]. Bu algoritma, geriye ve ileriye doğru uygulanan yinelemeli ve iterasyona dayalı bir çözümleme prosedürü olarak tanımlanabilir [121]. Her çözümleyici (decoder) hem kanaldan gelen girdileri hem de önsel değeri kullanmak zorunda olduğu için çözümleyiciler sistematik olarak kodlanmış sembol bitlerini, eşlik bitlerini ve diğer çözümleyiciden gelen önsel değeri girdi olarak almaktadır [120]. Burada, vericide kod oranı uyumunu (rate-compatible) sağlamak için uygulanan yok etme işlemi sonrası gönderilmeyen bitler alıcı tarafta 0 kabul edilerek çözümleme gerçekleştirilmiştir. 5'ten 20'ye kadar çeşitli iterasyon sayıları için elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve iterasyon sayısının 10 ve daha üzeri olması durumunda birbirine çok yakın sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Bu sebepten dolayı da çözümleme algoritmasında kullanılan iterasyon sayısı 10 olarak belirlenmiştir.

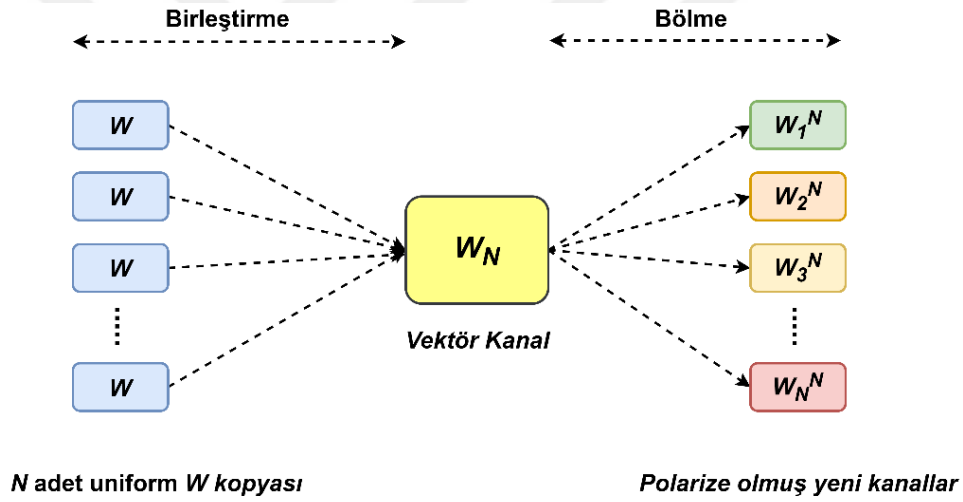
2.2.3. Polar kod

Prof. Dr. Erdal ARIKAN, 2009 yılında “*Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels*” başlıklı yayınladığı makalede Polar kodların Shannon kanal kapasitesine yaklaştığını matematiksel olarak ispatlamıştır [122]. Blok uzunluğu arttıkça, alınan bit dizisinde “iyi kanal” sayısının Shannon kapasitesine yaklaştığı yani kutuplaştığı matematiksel olarak kanıtlanmıştır [123, 124]. Diğer bir deyişle, blok uzunluğu N sonsuza giderken bitleri hatalı gönderme olasılığının sıfıra gittiği ispat edilmiştir [122, 125]. Bu durumu doğrudan hatayı düzeltme olasılığı olarak değil, bu olasılıkların üst sınırı olan Bhattacharyya parametrelerinin sıfıra gittiğini kanıtlayarak göstermiştir [122]. Elde edilen bu durum telekomünikasyon alanında çalışan araştırmacıların büyük ilgisini çekmiş ve daha sonra yapılan birçok araştırmada, Polar kodun sergilediği performansın LDPC ve Turbo kodlarıyla rekabet edebilecek bir düzeyde olduğu vurgulanmıştır. Polar kodun en önemli avantajı, daha düşük kodlama karmaşıklığı, daha düşük çözümleme karmaşıklığı ve basitlik olarak ifade edilebilir [122]. Hata düzeltme amacıyla 4G haberleşme sisteminde Turbo kod ve LDPC kullanılmakta iken, sağladığı önemli avantajlardan dolayı Polar kod, 5G standardında Turbo kodun yerini almıştır [36, 37, 126]. Bu kodlama tekniğinin en şaşırtıcı özelliklerinden birisi hem kodlama hem de çözümleme karmaşıklığının özellikle Turbo kodlara kıyasla oldukça düşük olmasıdır [39, 122, 123, 127, 128]. Hem karmaşıklığın düşük olması hem de hata düzeltme performansının iyi olması Turbo kodların önüne geçmesini sağlamıştır. Yani, daha düşük karmaşıklık ve daha iyi hata düzeltme performansı, günümüzde Polar kodları Turbo kod teknolojisi üzerinde üstün kılmaktadır [127].

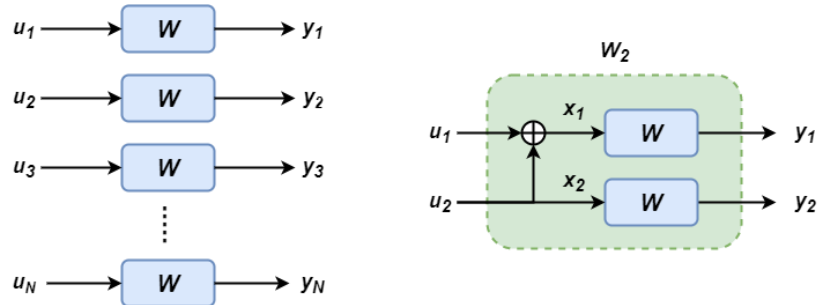
Polar kodlar, orijinal kanalların birleştirilerek bir vektör kanal oluşturması ve daha sonra bu vektör kanalının parçalanarak polarize edilmiş kanalların elde edilmesi prensibine dayanır [26, 129–131]. Diğer bir deyişle, Polar kod, tek girişli ve tek çıkışlı W kanalının N özdeş ve bağımsız kopyasından N farklı kanal $\{W_N^j : 1 \leq j \leq N\}$ üretmeyi sağlayan kanal polarizasyon prensibine dayanmaktadır. Burada, N kod sözcüğü uzunluğunu ifade etmektedir. Bahsedilen kanal polarizasyonu Şekil 2.7’de daha net bir şekilde ortaya koyulmuştur. Kanal polarizasyonu, kanal birleştirme ve kanal ayırma olmak üzere iki temel aşamadan meydana gelmektedir [124, 129]. Kanal birleştirmede, üniform W kanalın kopyaları sanal vektör kanalı $W_N: X^N \rightarrow Y^N$ üretmek için özyinelemeli

şekilde birleştirilir [41, 122, 132]. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta $N = 2^n$ ve $n > 0$ şartı sağlanması gerekliliğidir.

Polar kodlamada kod sözcüğü, girişe uygulanan bilgi bitleri ve donmuş (frozen) bitlerin belirli bir sıraya göre kombinasyonunun alınması ile oluşturulur. Bu kombinasyon, G ile sembolize edilen Kronocker çarpımıyla geliştirilebilen dönüşüm matrisine karşılık gelmektedir [133–135]. Bilgi bitleri ve donmuş bitlerin kombinasyonunun alınması, gönderilen tüm bitlerin birbiriyle iç içe geçmesi anlamına gelmektedir ki bir bit diğer bitler ile ne kadar çok iç içe geçmişse, o bit o kadar kötü olarak nitelendirilmektedir. Kanal polarizasyonunun birinci aşaması olan kanal birleştirme prensibini daha somut bir şekilde ortaya koymak adına örnek W_2 vektör kanal yapısı Şekil 2.8’de verilmiştir.



Şekil 2.7. Kanal polarizasyonu



Şekil 2.8. W_2 için kanal birleştirme

Şekil 2.8’den görüldüğü üzere, her bir W kanalının girişi $(u_1, u_2) \Rightarrow (u_1 \oplus u_2, u_1)$ operatörü yardımıyla doğrusal olarak birleştirilerek yeni bir iki girişli ve iki çıkışlı W_2 kanalının elde edilmesini sağlar. Bu işlem kanal birleştirme olarak tanımlanmaktadır [26, 41, 122, 133]. $N = 2$ bit uzunluğuna sahip Polar kodlama için üreteç matrisi F Eşitlik 2.14’deki gibi yazılabilir [133–136].

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Girişe $u = [u_1, u_2]$ bit dizisinin uygulandığını varsayalım. Bu durumda, kodlama sonrası elde edilen kod sözcüğü $c = [c_1, c_2]$ Eşitlik 2.15’deki gibi bulunabilir [136].

$$c = [u_1, u_2] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = [u_1 + u_2, u_2] \quad (2.15)$$

$n = 1, 2, 3 \dots$ olmak üzere kod sözcüğü uzunluğu $N = 2^n$ için üreteç matrisinin genel formu Eşitlik 2.16’deki gibi verilebilir [133–137].

$$G_N = F^{\otimes n} \quad (2.16)$$

Burada $\otimes$ sembolü Kronocker çarpımını temsil etmektedir. Bu durumda, üreteç matrisi kullanılarak verilen bir giriş bit dizisini kodlamak için Eşitlik 2.17’deki matematiksel ifade kullanılabilir [122].

$$c = u \cdot G_N \quad (2.17)$$

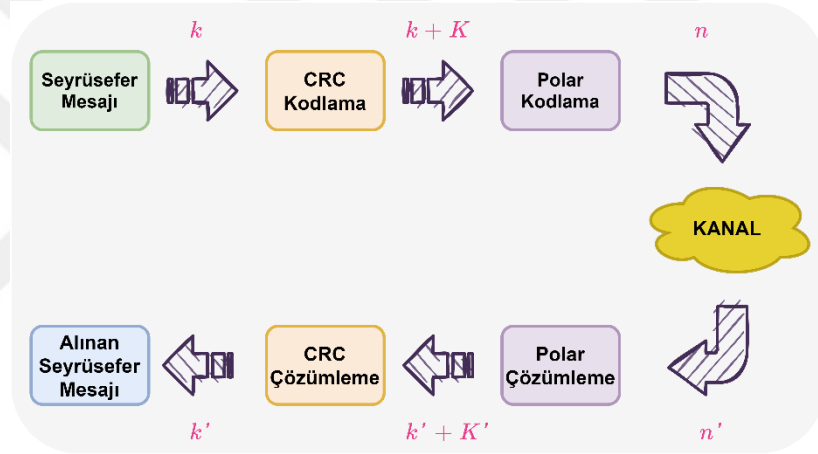
Ayrırma konseptinin temel amacı, birleştirilmiş W_N vektör kanallarını tekrardan iki giriş ve iki çıkışa sahip N adet kanala dönüştürmektir ki bu durum $W_N^j: X \rightarrow Y^N \times X^{j-1}, : 1 \leq j \leq N$ işlemi olarak ifade edilebilir [122, 129]. Birleştirme ve ayırma işlemleri tamamlandıktan sonra elde edilen kanallardan bilgi bitleri ve donmuş bitlerin oluşturduğu kod dizisi gönderilir [122–124]. Burada bilgi bitlerinin ve donmuş bitlerin konumu kanal kapasitesine bağlı olarak belirlenir [36, 104, 138]. Kanal kapasitesi Bhattacharyya parametresine göre hesaplandığında, $j = 0, 1, 2, \dots, n$ olmak üzere bazı kanallar W_N^j gürültüsüz kanal olma eğilimindedir ve kapasitesi yüksek kanal veya gürültüsüz kanal olarak isimlendirilir [26, 39, 122, 129, 139]. Benzer şekilde, diğer kanallarda düşük kaliteli kapasiteye yakınsar ve gürültülü kanal olarak adlandırılmaktadır [122, 139]. Bu durumda, donmuş bitler gürültülü kanal üzerinden gönderilirken, bilgi bitleri gürültüsüz kanal üzerinden gönderilir [26, 140, 141]. Böylece, alıcıya gelen bilgi bitlerinin hatalı olarak alınma ihtimalinin düşük olması sağlanır. Bu çalışmada, Polar kodlara istenilen

kod oranı ve bit uzunluğunu sağlamak için yok etme işlemi ile oran denkleştirme uygulanmıştır. Oran denkleştirme, sonuncu sıradan bulunan donmuş yani kötü kanal bitlerinden geriye doğru hareket ederek yani sondan başa doğru yeterli sayıda donmuş bitin silinmesi veya yok edilmesi ile sağlanır. Polar kodlama ile gelen seyrüsefer mesajını çözümlmek için Ardışık İptal (Successive Cancellation, SC) yöntemi uygulanmıştır.

2.2.4. Döngüsel artıklık denetim destekli Polar kod (Cyclic redundancy check aided Polar code, CRC-Polar)

Polar kodlar, kanal kapasitesine ulaşabileceği matematiksel olarak kanıtlanmış ilk kanal kodlama yöntemidir [142]. Ancak, bu durum düşük karmaşıklığa sahip SC çözümlme algoritmasına dayalı olarak bit uzunluğunun sonsuza gitmesi halinde geçerlidir [143, 144]. Düşük karmaşıklığa sahip SC çözümlme algoritmasına dayalı Polar kodlar üzerinde yapılan çalışmalar, Polar kodların performansının gelişmiş ve son teknoloji Turbo ve LDPC kodlar ile aynı seviyede olmadığını ortaya koymuştur [145]. Bu durumun, SC çözümlme algoritmasının yetersiz kalmasından kaynaklandığı düşünülmüş ve Polar kod için kullanılmak üzere Ardışık İptal Listesi (Successive Cancellation List, SCL), Doğrusal Programlama (Linear Program) ve İnanç Yayılma (Belief Propagation) gibi çeşitli çözümlme algoritmaları önerilmiştir [125, 145–148]. Yapılan çalışmalarda SC ve BP'nin çözümlme performansının da SCL'ye göre oldukça düşük kaldığı belirtilmiştir [148, 149]. Ayrıca, SC ve SCL algoritmalarının işlem süresinin, ardışık olarak yani bitleri sırayla çözümlmeleri sebebiyle uzun sürdüğü ifade edilmiştir. SCL algoritması özellikle düşük ve orta SNR seviyelerinde SC çözümlme algoritmasına kıyasla daha iyi performans göstermektedir [145, 146]. Ancak, yüksek SNR seviyelerinde tercih edildiğinde Polar kodların performansı kötüleşmektedir [145]. Bu durumun, Polar kodların minimum mesafe probleminden kaynaklandığı ifade edilerek Tal ve Vardy olası kod sözcüklerinin yer aldığı listeden doğru kod sözcüğünü seçmek için Polar kodlama ile CRC gibi hata algılama kodlarının beraber kullanılmasını önermiştir [145, 146]. SCL algoritması kullanarak çözümlme işlemi gerçekleştirildiğinde CRC destekli Polar kodların performansının büyük ölçüde iyileştiği gösterilmiştir [145, 146]. Tal ve Vardy, SCL çözümlme algoritmasına CRC seçimini, sorunsuz olarak entegrasyon sağlayabilme özelliği ile açıklamış ve aynı zamanda SCL çözümlme algoritmasının CRC ile önceden kodlanmış bir yapı için de uygun olduğunu belirtmiştir [150]. Bu kapsamda, performansı iyi ancak karmaşıklığı nispeten yüksek olan SCL algoritmasının daha da iyileştirilmesine yönelik çalışmalar sürmektedir [151–153].

SCL algoritmasında liste boyutu arttıkça Polar kodun sergilediği performans da o derece iyileşmektedir [43, 145, 154]. Ancak artan liste boyutu beraberinde çözümleme karmaşıklığını da artırmaktadır. CRC, SCL çözümleyiciden gelen kod sözcüğünün hatalı olma olasılığının azaltılmasında oldukça iyi bir performans sergilemektedir [43, 106, 145, 146, 152–156]. Ayrıca, Polar kod ile bir CRC kodunun kullanılması, düşük uzunluklu Polar kodların hata düzeltme yeteneklerini de geliştirmek için oldukça önemli avantaj sağlamaktadır. CRC destekli SCL algoritmasının performansı, LDPC ve Turbo kodların performansından daha iyi performans gösterdikten sonra CRC destekli SCL algoritma yapısının etkinliği birçok araştırmacı tarafından kabul edilmiştir [148, 157, 158]. CRC'ye dayalı oluşturulan Polar kod yapısının blok diyagramı Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9. CRC'ye dayalı Polar kod yapısı

CRC ile birleştirilen Polar kodun performansı, CRC kod uzunluğu ve polinomuna bağlı olarak değişiklik göstermektedir [148, 153]. Bu çalışmada CNAV-2 mesajının performansını iyileştirmeye yönelik çalışma kapsamında SCL algoritması için diğer alt-çerçeve yapılarında kullanılan CRC polinomu tercih edilmiştir. CNAV-2 mesajının modernizasyonuna yönelik çalışma kapsamında kullanılan CRC polinomları farklılık gösterdiği için ilgili bölüm içerisinde ayrıca verilmiştir. Polar kodlarda olduğu gibi oran denkleştirme, sonuncu sırada bulunan donmuş yani kötü kanal bitlerinden geriye doğru hareket ederek yani sondan başa doğru yeterli sayıda donmuş bitin silinmesi veya yok edilmesi ile sağlanır. Ayrıca, çalışmada çözümleme algoritması olarak kullanılan SCL yönteminde ihtiyaç duyulan ve liste uzunluğunu ifade eden L parametresi 8 olarak alınmıştır.

3. YENİ NESİL SEYRÜSEFER MESAJI: CNAV-2 MESAJI

3.1. Serpiştirici ve Ayrıştırıcı

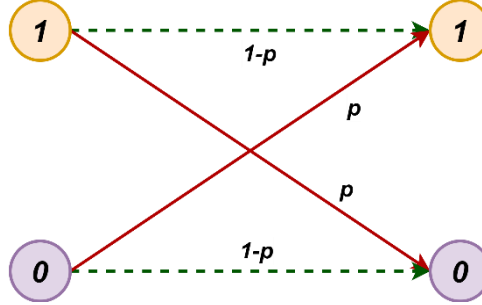
Gelişen teknoloji ile birlikte haberleşme alanında, yüksek kaliteli multimedya iletimi, yüksek spektral verimlilik ve yüksek veri hızlı iletimi üzerinde çalışmalar yürütülmektedir [9]. Modern haberleşme sistemlerinde daha yüksek spektral verimlilik ve daha yüksek veri hızı iletimi gibi temel gereksinimleri sağlayabilmek için öncelikle veri iletiminin oldukça sağlıklı olması gerekmektedir [8]. İletişim sistemlerinin ortaya çıktığı günden itibaren hatasız bir şekilde veri iletimi her zaman arzulanan bir durum olmuştur. Verinin sağlıklı bir şekilde alıcıya ulaştırılması için kullanılan yöntemlerin başında kanal kodlama yöntemleri gelmektedir. Veri iletiminde hatalar, genellikle sınırlı kanal bant genişliği, kanaldaki parazit, girişim ve gürültü gibi çeşitli faktörler nedeniyle meydana gelmektedir [10]. Bahsedilen sebeplerden dolayı gürültülü bir haberleşme sisteminde, hata düzeltme kodunun kullanılması kaçınılmazdır [19]. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği üzere, veri doğruluğunu sağlamak ve yeteneği dahilinde hataları düzeltmek için birçok hata düzeltme kodu mevcuttur. Bu kodlar, bir kod sözcüğü içindeki meydana gelen rastgele bit hatalarını düzeltme yeteneğine sahiptir [10]. Bir örnek vermek gerekirse, hata düzeltme yeteneği yedi olan BCH (31, 6), 31 –bit kod sözcüğü içerisinde hata pozisyonlarından bağımsız olmak üzere yediden fazla hata biti olmadığı sürece doğru bir şekilde çözülebilir olduğunu garanti etmektedir [159].

Veri iletimi sırasında meydana gelen hatalar rasgele ve hata patlaması olmak üzere iki alt sınıfa ayrılabilir. Şekil 3.1’den görüldüğü üzere iletim hatası, alınan mesaj bitinde rasgele bir biçimde meydana gelir ve bu hata genellikle hafızasız kanallar için geçerlidir. Bu kanallar *rasgele hatalı kanal* olarak da bilinmektedir. Her bir bit $1 - p$ olasılıkla doğru bir şekilde alınırken, p olasılıkla hatalı bir şekilde alınır. Yani, her bir mesaj bitinin doğru veya yanlış alınması diğer mesaj bitinin yanlış veya doğru alınmasını etkilemez. Kanalin karakteristiği gereği, her bir mesaj biti diğer mesaj bitlerinden bağımsızdır.

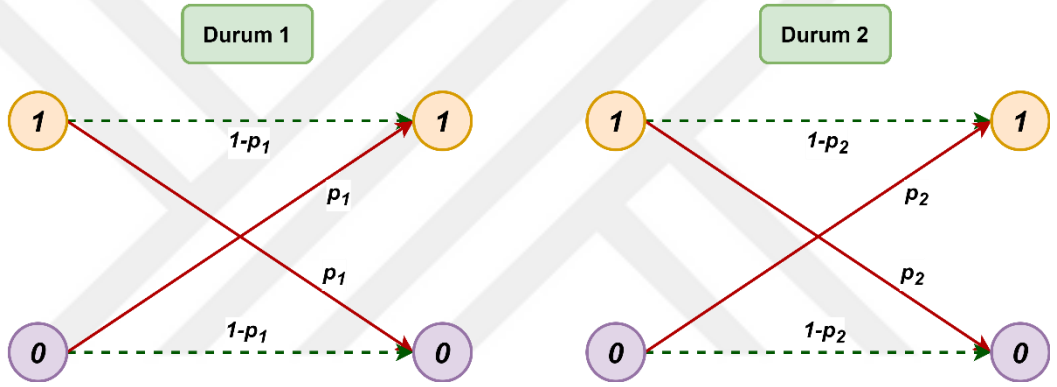
Rasgele hatalardan etkilenen başlıca uygulamalara derin uzay kanalları, uydu kanalları ve görüş hattının olduğu uygulamalar örnek gösterilebilir [11].

Hata patlaması genellikle hafızalı kanallarda meydana gelmektedir. Bu kanallar *hata patlamalı kanal* olarak da bilinmektedir. Şekil 3.2’de görüldüğü üzere hafızalı kanallarda, iyi ve kötü olmak üzere iki durum mevcuttur. Bu kanalın en belirgin karakteristiği bir iletim diğer iletimden bağımsız değildir, birbirini etkilemektedir. İyi durumda, alınan mesajda iletim hatası çok nadiren meydana gelir ($p_1 \cong 0$). Kötü

durumda ise, alınan mesajda iletim hatasının meydana gelmesi oldukça yüksektir ($p_2 \cong 0.5$).



Şekil 3.1. Rasgele hatalı kanal modeli



Şekil 3.2. Hata patlamalı kanal modeli

Bu kanallara, kod sözcüğünün yüksek zayıflamalara uğradığı mobil telefon kanalları (çok yollu iletim), kablolu iletim ve manyetik kayıtlar (yüzey kusurları ve toz kaynaklı) örnek verilebilir. Kanalda çoğu zaman alınan mesajda hata gelmesi çok düşük ihtimaldir. Ancak, çok yollu gibi çeşitli etkilerden kaynaklı olarak kanalın karakteristiğinin değişmesi sonucunda alınan mesajda iletim hatası olma olasılığı yüksek olabilmektedir. Sonuç olarak, böyle durumlarda alınan mesajda hata patlaması meydana gelmektedir [11]. Hata patlaması, temel olarak kod sözcüğü içerisinde meydana gelen ardışık bit hatalarını ifade etmek için kullanılan hata dizisidir [10, 159, 160]. Hata patlaması, alınan mesaj bitinde meydana gelen iki veya daha fazla hata anlamına gelmektedir. Hatanın ardışık bitlerde olduğu anlamına gelmemektedir. Hata patlamasının uzunluğu, ilk hatalı bittен son hatalı bite kadar olan bit sayısının toplamı ile belirlenir. İlk ve son hatalı bit arasındaki bazı bitler hatalı olmayabilir. Hata patlamasını gösteren örnek bir uygulama Şekil 3.3'te verilmiştir. Şekil 3.3'ten anlaşılacağı üzere, alınan mesajda

ikinci, üçüncü, altıncı ve yedinci bitler hatalı olarak alınmıştır. Bu yüzden de hata patlaması uzunluğu altı olarak hesaplanır. İkinci ve beşinci bitler arasında kalan üçüncü ve dördüncü bitlerin doğru olarak alınmasının hata patlaması olarak değerlendirilmesinde bir engel teşkil etmediğine dikkat etmek oldukça önemlidir.



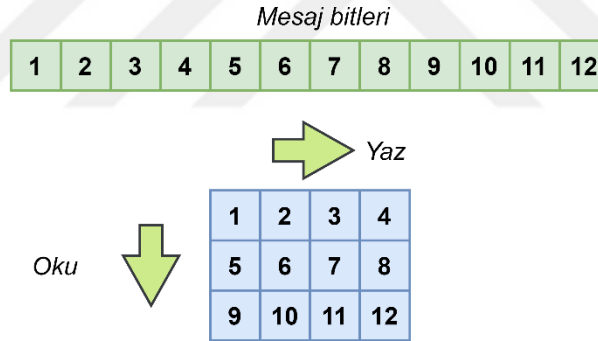
Şekil 3.3. Hata patlaması

Hata düzeltme mekanizması, hatalar kod sözcüğü içerisinde rastgele bir şekilde dağıldığında etkili olabilmektedir. Ancak, pratik uygulamaların çoğunda kanal kaynaklı hatalar, çok yollu iletim gibi ideal olmayan şartlardan dolayı hata patlaması şeklinde meydana gelmektedir. Bu durumda, mevcut hata düzeltme kodları genellikle hata patlaması meydana geldiğinde diğerine göre oldukça düşük bir performans sergiler [19]. Bu nedenle, kodlama yöntemlerini tek başına kullanmak, hata patlamasıyla başa çıkmak için verimli olmamaktadır.

Serpiştirme (Interleaving) işlemi, hata patlamasının düzeltilmesini sağlamak için kullanılan basit ancak, güçlü ve popüler bir tekniktir [9, 10]. Serpiştirme, gürültülü kanaldan kaynaklı patlama hatalarının etkisini en aza indirmek için modüle işleminden önce kod sözcüğündeki bit pozisyonlarını belirli bir düzene göre yeniden düzenleme işlemi olarak tanımlanabilir [161–163]. İletişim teknolojisine yönelik uygulamaların hemen hemen tamamında, serpiştirme işlemi, hata patlamaları ve rasgele hatalarının üstesinden gelebilmek için hata düzeltme kodlarına ilave olarak kullanılır [161]. Hata patlamasını önlemek için verici tarafında kanal kodlayıcı ile kanal arasına serpiştirici (interleaver), alıcı tarafında ise kanal ile kanal çözücü arasına bir ayrıştırıcı (de-interleaver) mekanizması yerleştirmek iyi bir çözüm olmaktadır. Serpiştirici, verici tarafından gönderilen kod sözcüğünün pozisyonlarını yeniden düzenleyerek değiştirir.

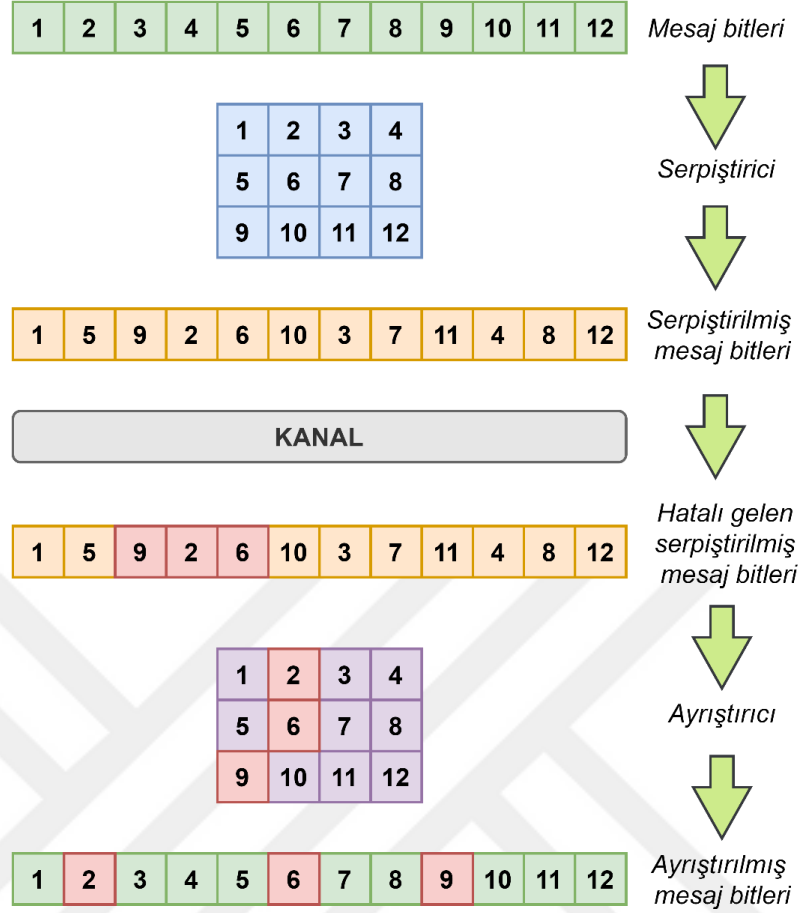
Serpiştirilmiş kod sözcüğü kanal tarafından hata patlamasına maruz kalsa bile, alıcı kısmında kullanılan ayrıştırıcı mekanizması hata patlamasının kod sözcüğü içerisinde yayılması ile kanalın kod çözücüyeye rastgele bir hata kanalı gibi görünmesini sağlar [161]. Bu durum, gelen kod sözcüğünün serpiştirme kullanılmadığı duruma göre doğru bir şekilde çözümlenme ihtimalini büyük ölçüde artırır. Diğer bir deyişle, bir kod sözcüğünde meydana gelen hatalı bit sayısı, basit bir rastgele hata düzeltme kodu kullanılarak düzeltilebilecek kadar düşük olabilir [159].

Literatürde önerilen serpiştiriciler, blok, matris, sarmal tarama, konvolüsyonel, sarmal serpiştirici olmak üzere farklı sınıflara ayrılabilir [163]. Blok serpiştiricileri, mesaj bitlerinin sıralı olarak satırlara yazıldığı ve gönderilecek kod sözcüğünün sütunların sıralı olarak okunması sonucu elde edilmesi prensibine dayanan serpiştirici yapılar olarak tanımlamak mümkündür. Blok serpiştiriciler, haberleşme ve uydu sistemleri alanında daha belirgin bir şekilde tercih edildiği için çbu alışmada özellikle blok serpiştirici üzerinde durulacaktır. Örnek bir blok serpiştirici yapısı Şekil 3.4'te gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Blok serpiştirici yapısı

Blok serpiştiriciler $N_r \times N_c$ ile sembolize edilebilir. Burada, N_r satır sayısını ve N_c sütun sayısını göstermektedir. Genel çalışma prensibi yaz ve oku olmak üzere ikiye ayrılır. Öncelikle mesaj bitleri N_c uzunlukta olacak şekilde satırlara sırasıyla yazılır. Mesaj bitlerinin tamamı satırlara yerleştirildikten sonra okuma işlemine geçilir. Bu mesaj bitlerine sütun-sütun okuma yapılarak serpiştirilmiş mesaj bitleri oluşturulur. Aynı işlemlerin tam tersi alıcı tarafında gerçekleştirilmek suretiyle vericinin gönderdiği orijinal mesaj bitlerin sırası tekrar elde edilebilir. Blok serpiştirici ve ayrıştırıcı yapısının çalışma prensibini gösteren örnek bir uygulama Şekil 3.5'te detaylı bir şekilde verilmiştir.



Şekil 3.5. Serpiştirici ve ayrıştırıcı örnek uygulaması

Şekil 3.5’te verilen 12 –bit uzunluğuna sahip mesaj bitlerine 3x4 boyutlu bir blok serpiştirici uygulandığını varsayalım. Burada, 3x4 yapısı, 3 satır ve 4 sütunu ifade etmekte olup, satır ile sütun sayısının çarpımı mesaj uzunluğunu vermektedir. Yani, mesaj bitlerinin ilk 4 biti birinci satıra (1, 2, 3, 4), ikinci 4 biti bir alt satıra (5, 6, 7, 8) ve kalan 4 biti ise üçüncü satıra (9, 10, 11, 12) yazılarak blok serpiştirici yapısı oluşturulur. Daha sonra bu bitlere sütun-sütuna okuma işlemi uygulandığında serpiştirilmiş kod sözcüğü elde edilir. Örneğin ilk sütuna okuma işlemi uyguladığımızda (1, 5, 9) elde edilir. İkinci sütuna okuma işlemi uyguladığımızda (1, 5, 9, 2, 6, 10) elde edilir. Üçüncü sütuna okuma işlemi sonucunda, (1, 5, 9, 2, 6, 10, 3, 7, 11) elde edilir. Son olarak dördüncü sütuna aynı işlem uygulanırsa, (1, 5, 9, 2, 6, 10, 3, 7, 11, 4, 8, 12) kod sözcüğü elde edilir. (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12) mesaj bitleri, serpiştirme işlemi uygulandığında vericiden alıcıya (1, 5, 9, 2, 6, 10, 3, 7, 11, 4, 8, 12) olarak gönderilir.

Alıcıya gelen serpiştirilmiş mesaj bitlerinden (9, 2, 6) bitlerinin ardışık olarak hatalı alındığını ve normal şartlar altında sistemde kullanılan kodlama yönteminin yeteneği

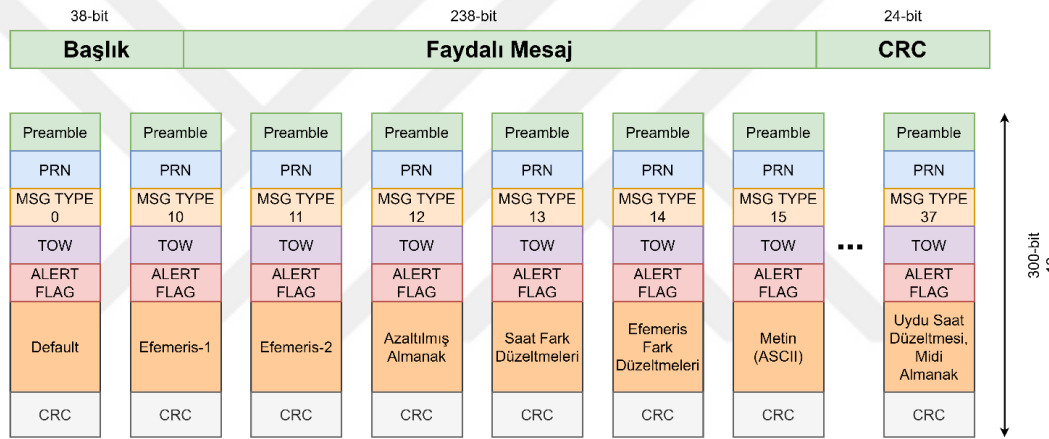
gereği bu üç hatayı düzeltme kabiliyetinin olmadığını varsayalım. Sistemde kullanılan serpiştirme mekanizması sayesinde serpiştirilmiş olarak gelen mesaj bitleri ayrıştırıldıktan sonra her bir hata, kod sözcüğü içerisinde farklı pozisyonlara yerleşmekte ve bu durumda kullanılan kodlama yöntemi hataları düzeltip, doğru mesaj bitlerini elde edebilmektedir. Sonuç olarak, kanalın davranışından kaynaklı hata patlaması olması durumunda, bu hatalı bitler alıcı tarafta ayrıştırıldıktan sonra kullanılan kodlama yöntemi ile kolayca düzeltilebilmektedir.

3.2. CNAV-2 Mesaj Yapısı

Uydu sistemlerindeki seyrüsefer mesajını, yörünge parametresi olarak adlandırılan uydu koordinatı, saat düzeltmesi gibi hassas bilgiler içeren ve kullanıcının konum, zaman ve hız gibi büyüklüklerini hesaplamasına imkân veren bilgi paketi olarak tanımlamak mümkündür [164]. Seyrüsefer mesajı, GNSS tarafından alıcıya gönderilen uydu sinyallerinin en önemli parçasıdır. Seyrüsefer mesajı, kullanıcının konum, hız, zaman (Position, Velocity, Timing, PVT) bilgilerini hesaplama, çeşitli alıcı görevlerine yardımcı olma ve konumlandırma doğruluğunu iyileştirme amaçlı bütün verileri içerir. Son yıllara kadar kullanıcılar, GPS uydularından gönderilen geleneksel seyrüsefer mesaj formatına sahip (Legacy Navigation, LNAV) bir sinyal ile konum, hız ve zaman gibi bilgileri elde etmekteydi. Ancak, gelişen teknoloji ve kullanıcıların artan gereksinimleri sayesinde GPS sistemi modernizasyona giderek mevcut LNAV mesajına ilave olarak iki tane yeni sivil seyrüsefer mesajı olarak CNAV (Civil Navigation Message) ve CNAV-2 formatı yayımlandı. LNAV mesajı ile karşılaştırıldığında, CNAV ve CNAV-2 formatları mesaj tipi, mesaj sırası ve sayfa sayısı konusunda esnek bir yapıya sahiptir [165]. CNAV formatı GPS uydularından L_{2C} ve L₅ sinyalleri aracılığıyla kullanıcılara iletilirken, CNAV-2 formatı L_{1C} sinyalleri aracılığıyla iletilmektedir [35].

LNAV ile karşılaştırıldığında CNAV mesajının en önemli farklılığı, seyrüsefer mesajının içerisinde daha fazla parametre bulunması, ilgili parametrelerin çözünürlüğünü artırmak için ölçek faktörünün düşürülmesi, yüksek bit hızına ve mesaj içeriğine bağlı olarak farklı mesaj tiplerine sahip olmasıdır [35]. Sabit bir alt çerçeve sırasına bağlı kalan eski LNAV mesajından farklı olarak, CNAV mesajlarının sırası, kullanıcılara optimize edilmiş düşük gecikmeli bilgi ve parametre seti sağlamak için geniş ölçüde değiştirilebilecek esnekliğe sahiptir [35]. CNAV formatında mesaj tipi için 6 bitlik bir alan ayrılmıştır ki bu durum 63 farklı mesaj tipi anlamına gelmektedir. Günümüzde

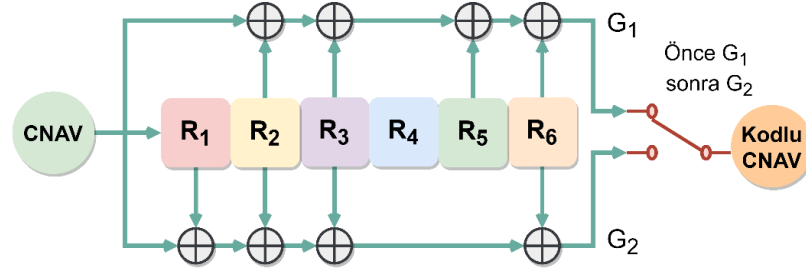
CNAV formatında, 0, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36 ve 37 mesaj tipleri kullanılmaktadır [165, 166]. Kullanımda olmayan diğer mesaj tipleri ileride kullanılmak üzere ayrılmıştır. Her bir mesaj tipi farklı bilgiler ihtiva eder [165]. Örneğin, mesaj tipi 0 herhangi bir mesaj olmadığı anlamına gelmektedir. Temel olarak, mesaj tipi 10 ve 11, uyduların yörünge parametreleri ile ilgili önemli bilgiler içerir. Kullanıcılar, alınan uyduların yörünge ve saat verilerini elde etmek için mesaj tipi 10 ve 11 ile herhangi bir saat ve yardımcı veri mesajını (örneğin tip 30 ile 37 arası) birleştirebilir [166]. L_{2C}'de 300 bitlik CNAV mesajının 12 saniyede iletildiği düşünülürse, başka mesajların da iletilmediği varsayımı altında, bu bilgiyi kullanıcıya göndermek için en az 36 saniyeye ihtiyaç vardır [166]. CNAV mesaj formatının genel yapısı Şekil 3.6'da gösterilmektedir.



Şekil 3.6. CNAV mesaj yapısı

L_{2C} ve L₅ sinyalinde yayımlanan CNAV mesajının içeriği ve formatın birebir aynıdır. L_{2C}'ye göre veri hızı iki katı olan L₅'te, her 6 saniyede bir yeni çerçeve iletilir. Bu durumda yörünge ve saat parametrelerinin iletim süresi için L_{2C}'dekinden farklı olarak en az 18 saniye gerekir [166]. Hem L_{2C} hem de L₅ sinyallerinde, alınan CNAV mesajında meydana gelen hataları düzeltmek için yeni nesil teknolojiye sahip Galileo'da kullanılan Konvolüsyonel kodlama yöntemi tercih edilmiştir [35, 165]. Bu kodlama yöntemi, Galileo'da kullanılan tekniğin birebir aynısıdır. CNAV mesajında kullanılan yöntemin blok diyagramı Şekil 3.7'de verilmiştir.

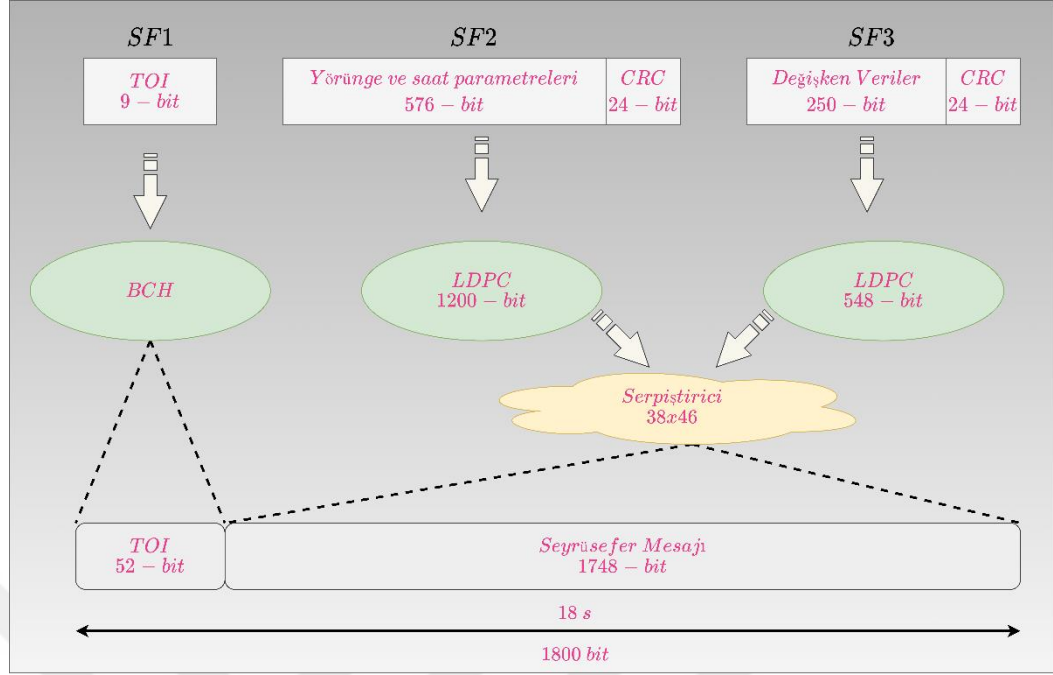
CNAV formatı, LNAV formatından içerik ve mesaj yapısı olarak oldukça büyük farklılıklar göstermektedir. Özellikle CNAV mesaj içeriği kullanıcıya daha doğru konum hesabına imkân vermek için üzerinde uzun süre çalışma yapılması sonucu oluşturulmuştur.



Şekil 3.7. CNAV mesajında kullanılan kodlama tekniği

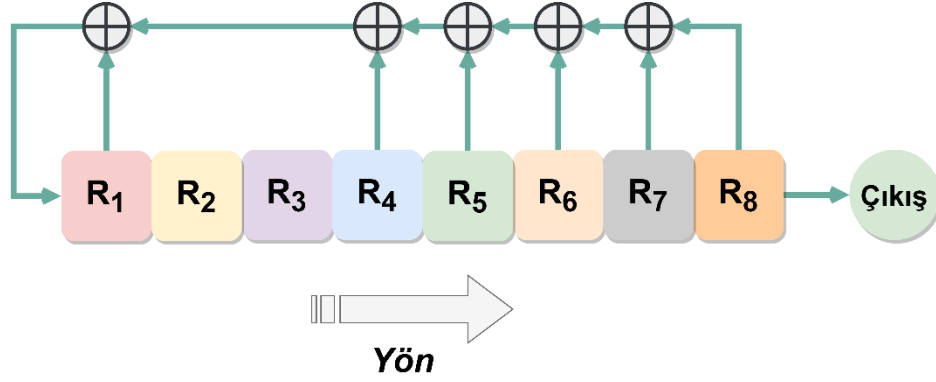
CNAV'ın LNAV mesajına göre gösterdiği en önemli farklılık kanal kodlama yöntemi olarak Konvolüsyonel kodlamanın tercih edilmesidir. Galileo ve BeiDou uydu sistemlerinin 2023 sonrası tam operasyonel olarak devreye girip, hizmet vermesi planlanmaktadır. Bu kapsamda, tüm uydu sistemleri arasındaki iş birliği programı çerçevesinde bütün uyduların yayınlacağı ortak bir sinyal, kullanıcının kesintisiz ve daha doğru bir pozisyon hesaplamasını sağlayacaktır. Bu doğrultuda, birçok uydu sistemi yakın zamanda devreye sokmak üzere yeni sinyal ve mesaj yapılarını duyurmaya başlamıştır. Bu iş birliği çerçevesinde GPS tarafından yakın zamanda duyurulan mesaj yapısı, CNAV formatının en gelişmiş versiyonu olan CNAV-2 olmuştur.

GPS CNAV-2, işbirliği ve uyumluluk programı çerçevesinde yakın gelecekte GPS, GLONASS, Galileo ve BeiDou olmak üzere bütün uydu sistemleri tarafından ortak yayınlanacak yeni bir sivil mesaj yapısıdır. CNAV mesajı ile karşılaştırıldığında mesaj içeriği ile ilgili çok fazla farklılıklar söz konusu değildir. CNAV-2 formatının diğer bir özelliği, bütün mesajın üç parçaya ayrılıp, her bir parçaya farklı bir kodlama yöntemi uygulanmasıdır. Alt-çerçeve 1 için BCH, alt-çerçeve 2 ve 3 için ise RU tarafından önerilen LDPC yöntemi kullanılmaktadır [28, 29, 34]. Şekil 3.8, L_{1C} üzerinden yayımlanan yeni nesil CNAV-2 mesaj yapısını göstermektedir. Burada, 9 –bit Zaman Bilgisi (Time of Interval, TOI), uydu tarafından gönderilen seyrüsefer mesajının zaman bilgisini göstermektedir [29]. Alıcı tarafta bu zaman bilgisi konum hesabında oldukça önemli bir yere sahip olduğu için bu bölüme BCH (52,9) kodlama yöntemi uygulanmıştır [28, 29, 34, 35]. Yani, 9 –bitlik TOI bilgisine 43 –bit uzunluğuna sahip eşlik biti eklenerek toplam 52 –bitlik bir mesaj elde edilir [29]. Elde edilen bu 52 –bitlik seyrüsefer mesajı alt-çerçeve 1 olarak isimlendirilir.



Şekil 3.8. Yeni nesil CNAV-2 mesaj yapısı

9 –bitlik TOI zaman bilgisi için uygulanan BCH kodlayıcı yapısı Şekil 3.9’da gösterilmiştir. Şekil 3.9’dan anlaşılacağı üzere, bu kodlayıcının üreteç polinomu $g(x) = 1 + x + x^4 + x^5 + x^6 + x^7 + x^8$ veya sekizlik tabanda $(763)_8$ olarak ifade edilebilir. Kodlayıcının başlangıç şartları yani $R_1, R_2, \dots, R_8$ ’in başlangıç koşulları TOI bilgisine göre farklılık göstermektedir. 9 –bitlik TOI zaman bilgisinin sekiz En Düşük Değerlikli bitleri (Least Significant Bit, LSB) yani en sağdaki sekiz bit $R_1, R_2, \dots, R_8$ kaymalı kaydedicilere sırasıyla yüklenir [167]. R_1 kaymalı kaydedicisinin başlangıç koşulu 8 –bitlik LSB’nin En Yüksek Değerlikli (Most Significant Bit, MSB) biti olacak şekilde, $R_2, R_3, \dots, R_8$ kaymalı kaydedicilerin başlangıç koşulları da bu sırayı takip edecek şekilde yüklenir. Başlangıç koşulları yüklendikten sonra bu kodlayıcı yapısına 51 defa kaydırma işlemi uygulandığında çıkıştan 51 –bit uzunluğunda mesaj elde edilir [167]. TOI bilgisinin 1 –bitlik MSB’si ile kaydırma sonucu elde edilen 51 –bit uzunluğuna sahip bit dizisine XOR işlemi uygulanır ve böylece 52. bit oluşturulur. En son aşamada ise, elde edilen bu 52. bitin, kodlanmış 51 –bitlik mesajın MSB biti olarak eklenmesi sonucunda 9 –bitlik TOI zaman bilgisinin alıcıya gönderilmek üzere kodlama süreci tamamlanır [167].



Şekil 3.9. BCH(51,8) kodlayıcı mimarisi

9 –bitlik TOI zaman bilgisi ile BCH (51,8) yapısı kullanarak kodlama işlemi sonucunda 52 –bitlik seyrüsefer mesajını içeren alt-çerçeve 1 oluşturulur. Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3, alt-çerçeve 1’de kullanılan kodlama yönteminden farklılık göstermektedir. Özellikle alt-çerçeve 2’de bulunan yörünge parametreleri kullanıcının konum hesabında oldukça kritik bir rol oynar. Alıcının konum hesabına doğrudan etki ettiği için bu bilginin kullanıcı tarafından yüksek doğrulukla elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaç doğrultusunda, GPS sistemi yeni nesil mesaj yapısı CNAV-2 formatında gelişmiş ve yeni kodlama yöntemi LDPC’ye geçiş yapmıştır. Alt-çerçeve 2, 576 –biti yörünge parametrelerini ve saat düzeltmelerini içeren faydalı bilgi, 24 –biti alınan seyrüsefer mesajının doğruluğunu kontrol etmek için kullanılan CRC bitleri olmak üzere 600 –bitlik bir mesaj içerir. 600 –bitlik faydalı mesaja kod oranı $\frac{1}{2}$ olan LDPC yöntemi uygulandığında 1200 –bitlik bir mesaj elde edilir [28, 29, 34, 35]. Burada kullanılan kodlama yöntemi LDPC’den bahsetmeden önce CRC yapısını incelemek CNAV-2 mesaj yapısını anlama açısından oldukça faydalı olacaktır.

CRC yapıları, sayısal tabanlı sistemlerde veri iletimi sırasında meydana gelen hataları tespit etmek için oldukça yaygın bir şekilde kullanılır. Alıcı, sistemde kullanılan CRC yapısını bildiği için alınan mesajda herhangi bir hata olup olmadığını rahatlıkla tespit edebilir. CRC yapıları, rasgele hatalar ve özellikle hata patlamasına maruz kalmış verinin doğruluğunu kontrol etmek için popüler olarak kullanılır. CRC yapısı, mesaj bitlerini önceden tanımlı üreteç polinoma böldükten sonra elde edilen kalanının mesaj bitlerinin sonuna eklenmesi prensibine dayanmaktadır. Bu işlem, elde edilen bit dizisinin üreteç polinomuna tam olarak bölünebilmesini yani kalanın sıfır olmasını mümkün kılar. Alıcı tarafta, gelen bit dizisi üreteç polinomuna bölündüğünde kalan sıfır olursa, gelen bit

dizisinin doğru olduğu, kalan sıfırdan farklı ise, gelen bit dizisinin hatalı olduğu sonucuna varılır. CRC yapıları, hata tespitinde oldukça iyi bir performans sergilediği için CNAV ve CNAV-2 mesajlarında da kullanılmaktadır. CNAV ve CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan CRC yapısının üreteç polinom ifadesi Eşitlik 3.1’de verilmiştir [167].

$$g(X) = \sum_{i=0}^{24} g_i X^i \quad (3.1)$$

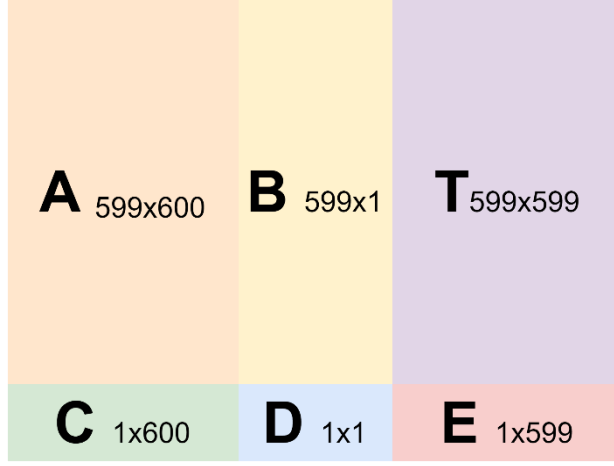
$$g_i = \begin{cases} 1, & i = 0, 1, 3, 4, 5, 6, 7, 10, 11, 14, 17, 18, 23, 24 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

Aynı zamanda üreteç polinomu $g(x)$ cebirsel olarak Eşitlik 3.2’deki gibi ifade edilebilir.

$$g(X) = (1 + X) p(X) \quad (3.2)$$

Burada $p(X) = X^{23} + X^{17} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + 1$ olarak verilmektedir. Mesaj bitlerinin $m(X) = m_k + m_{k-1}X + m_{k-2}X^2 + m_{k-3}X^3 + \dots + m_1X^{k-1}$ yapısında olduğunu varsayalım. Bu durumda, Eşitlik 3.2’de verilen cebirsel işlemin sonucunda elde edilen $g(X)$, $m(X) X^{24}$ ifadesine bölündüğünde bölüm $Q(X)$ ve polinom derecesi 24’ten küçük olan kalan $R(X)$ elde edilir. 24 –bitlik kalan $R(X)$ ’ in, mesaj bitleri $m(X)$ ’in sonuna eklenmesi ile birlikte CRC işlemi tamamlanır. Alıcı tarafta, gelen bit dizisinin $g(X)$ üreteç polinomuna bölünmesi sonucunda kalan sıfır ise alınan mesajın doğru, kalan sıfırdan farklı ise alınan mesajın hatalı olduğu sonucuna varılır.

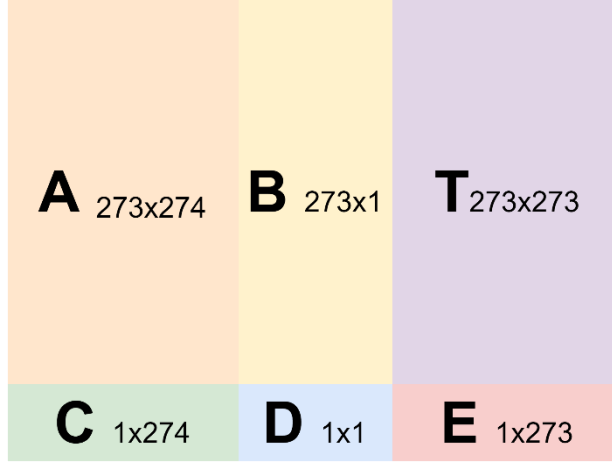
Seyrüsefer mesajı ve CRC kullanarak 24 –bitlik kontrol bitlerinin hesaplanmasından sonraki adım, 600 –bitlik mesaj yapısını kanaldan kaynaklı oluşan hatalara karşı korumak için kod oranı $R = \frac{1}{2}$ olan LDPC yöntemi ile kodlamaktır. CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan kodlama yöntemi, CNAV mesajında kullanılan yöntemden farklılık göstermektedir. Daha önceden de bahsedildiği üzere, CNAV mesaj yapısında Galileo’da kullanılan Konvolüsyonel kodlama tekniği tercih edilmiştir. Ancak, yeni nesil CNAV-2 mesaj yapısı, daha gelişmiş ve daha iyi performans sergileyen LDPC yöntemi üzerinde durmaktadır. CNAV-2 mesajının alt-çerçeve 2 yapısında kullanılan LDPC’ye ait eşlik kontrol matris H yapısı Şekil 3.10’da gösterilmektedir [167].



Şekil 3.10. Alt-çerçeve 2 LDPC $H_{600 \times 1200}$ matrisi

Alt-çerçeve 2’de kullanılan $H_{600 \times 1200}$ matrisi altı farklı alt matrisin birleşimi olarak ifade edilmektedir. Bu alt matrisler, 0 ve 1 değerlerinden oluşmakta olup, her biri seyrek matristir. Diğer bir deyişle, matris elemanlarının çoğu 0 değerinden oluşur. A , B , C , D , E ve T alt matrisleri *IS-GPS-800H* dokümanında tanımlı tablolar yardımı ile kolayca oluşturulabilir.

CNAV-2’nin üçüncü alt-çerçevesinde özellikle almanak ve diğer düzeltme parametrelerinin bulunduğu 250 –bitlik seyrüsefer mesajı ve 24 –bitlik CRC ile toplam 274 –bitlik bir mesaj uzunluğuna sahip veri dizisi bulunmaktadır. Bu veri dizisine kod oranı $\frac{1}{2}$ olan LDPC yöntemi uygulandığında 548 –bit uzunluğunda kodlanmış bir mesaj elde edilir [28, 29, 35, 167]. Alt-çerçeve 3’te kullanılan LDPC yöntemi, alt-çerçeve 2’de kullanılan yapıya benzerlik göstermektedir. Alt-çerçeve 3’te kullanılan LDPC’ye ait alt matrisler Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Alt-çerçeve 2 ve 3 için eşlik kontrol matrisleri yani $H_{600 \times 1200}$ ve $H_{274 \times 548}$ matrisleri oluşturulduktan sonraki adım, seyrüsefer mesajını LDPC yöntemi ile kodlamaktır. Bunun için Eşitlik 3.3 ve Eşitlik 3.4’te verilen denklemler kullanılmaktadır [167]. Burada $\theta = -E \cdot T^{-1} \cdot B + D$, alt-çerçeve 2 için 600 –bitlik seyrüsefer mesajını, alt-çerçeve 3 için 274 –bitlik seyrüsefer mesajını ifade etmektedir. Ayrıca, $(\cdot)^T$ matrisin transpozuna karşılık gelmektedir. p_1 ve p_2 değişkenleri hesaplandıktan sonra kodlanmış seyrüsefer mesajı Eşitlik 3.5’de verilen sistematik formda alıcıya gönderilir. Burada Eşitlik 3.3 ve Eşitlik 3.4’te yer alan ifadelerin alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 için ayrı ayrı hesaplanması gerektiğine dikkat etmek oldukça önemlidir.



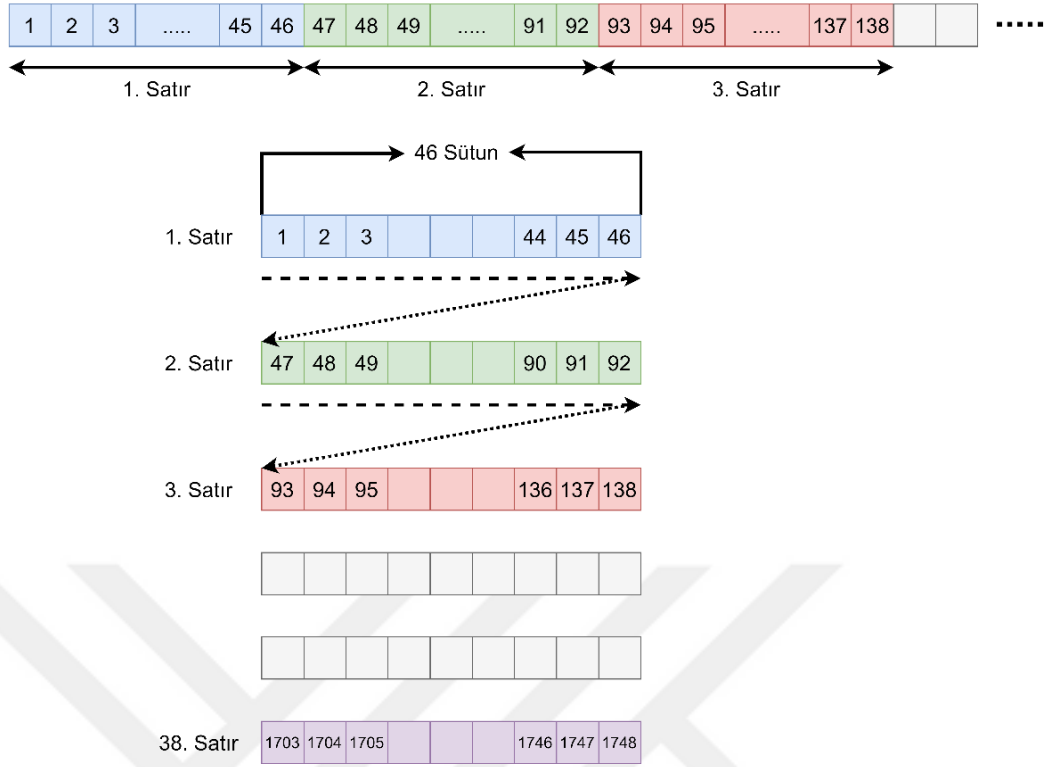
Şekil 3.11. Alt-çerçeve 3 LDPC $H_{274 \times 548}$ matrisi

$$p_1^T = -\theta^{-1} \cdot (-E \cdot T^{-1} \cdot A + C) \cdot s^T \quad (3.3)$$

$$p_2^T = -T^{-1} \cdot (A \cdot s^T + B \cdot p_1^T) \quad (3.4)$$

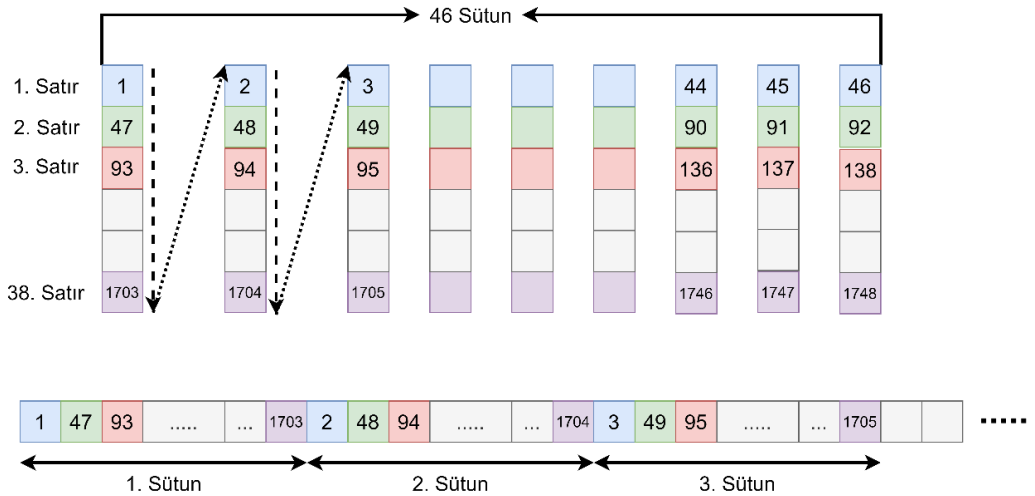
$$c = [s ; p_1 ; p_2] \quad (3.5)$$

Alt-çerçeve 1’de yer alan 9 –bitlik TOI zaman bilgisine *BCH* (51,8) kodlayıcı yapısı uygulanıp 52 –bitlik seyrüsefer mesajı, alt-çerçeve 2’de yer alan 600 –bitlik yörünge ve saat düzeltme parametrelerine kod oranı $R = \frac{1}{2}$ olan LDPC uygulanıp 1200 –bitlik seyrüsefer mesajı ve son olarak alt-çerçeve 3’de yer alan 274 –bitlik almanak ve fark düzeltme parametrelerine kod oranı $R = \frac{1}{2}$ LDPC uygulanıp 548 –bitlik seyrüsefer mesajı elde edildikten sonraki adım, oluşan toplam 1800 –bitlik seyrüsefer mesajına alıcıya göndermeden önce serpiştirme işlemi uygulamaktır. CNAV-2 mesaj yapısında tüm alt-çerçevelere serpiştirme işlemi uygulanmaz. Alt-çerçeve 2 ve 3 için serpiştirme işlemi uygulanırken, alt-çerçeve 1 doğrudan yani herhangi bir serpiştirme işlemi uygulanmadan gönderilir. 18 saniye uzunlukta 1800 –bitlik CNAV-2 mesajı, serpiştirme uygulanmayan 52 –bitlik alt-çerçeve-1 ile serpiştirme uygulanan alt-çerçeve 2 ve 3’ün toplamı olan 1748 uzunluklu bit dizisinin birleştirilmesi sonucunda gönderilir. Alt-çerçeve 2 ve 3 için kullanılan blok serpiştirme yönteminin iki modu yani yazma ve okuma aşamaları Şekil 3.12 ve Şekil 3.13’de sırasıyla gösterilmektedir [34, 167].



Şekil 3.12. CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan 38x46 serpiştirici yazma modu

Öncelikle her 46 –bit uzunluklu mesaj bitleri sırasıyla bir satıra yazılır. 1748 –bit uzunluklu olduğu için 38 satırdan meydana gelir. Mesaj bitlerinin tamamı 38 satıra yerleştirildikten sonra okuma işlemine geçilir. Bu mesaj bitlerine sütun-sütun okuma yapılarak mesaj bitleri Şekil 3.13’te görüldüğü gibi serpiştirilir. Aynı işlemlerin tam tersi alıcı tarafında gerçekleştirilmek suretiyle vericinin gönderdiği orijinal mesaj bitlerin sırası tekrar elde edilebilir.



Şekil 3.13. CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan 38x46 serpiştirici okuma modu

İşbirliği ve uyumluluk programı çerçevesinde yakın gelecekte bütün uydu sistemleri tarafından tüm GNSS alıcılarına ortak yayınlanacak olması sebebiyle CNAV-2 mesajında diğçerlerine göre oldukça gelişmiş kanal kodlama yöntemleri tercih edilmiştir.



4. SEYRÜSEFER MESAJININ İKİLİK TABANA DÖNÜŞÜMÜ

Seyrüsefer mesajı, yörünge parametreleri, saat düzeltmeleri ve almanak gibi uyduyla ilgili kritik parametreleri içeren önemli bir mesaj paketi olarak tanımlanabilir. Aslında bu parametreler ikili formda taşıyıcı sinyal üzerine modüle edilerek alıcılara gönderilir. Seyrüsefer mesajını ikilik tabanda yani bir ve sıfır dizisi şeklinde oluşturmak için, *GPS IS-GPS-800H* dokümanında kapsamlı bir şekilde açıklanan standart mesaj formatı hakkında detaylı bir bilgiye sahip olunması gerekmektedir [168, 169]. Yani, seyrüsefer mesajının içeriği, her parametre için ayrılmış bit uzunluğu, bit yerleşimi, ölçek faktörü ve her parametreye karşılık gelen birim gibi birçok detaylı bilgiye ihtiyaç duyulmaktadır. Ölçek faktörü ondalık sayıların ikilik tabana dönüştürülmesi veya ikilik tabandan ondalık sayıya dönüşüm sırasında kullanılır [170]. Aynı zamanda ölçek faktörü, parametrelerin hassasiyet değeri olarak da düşünülebilir. LSB biti ile ölçek faktörü arasında güçlü bir ilişki vardır. Ölçek faktörünün değeri LSB bitinin ondalık tabandaki değerine karşılık gelmektedir. Diğer bir deyişle, ölçek faktörü LSB bit hassasiyetine denk gelmektedir. CNAV-2 mesajında ortalama anomali M_{0-n} parametresinin bit uzunluğu 33 ve ölçek faktörü 2^{-32} olarak belirlenmiştir. Ölçek faktörünün 2^{-32} olması ortalama anomali parametresi için LSB bitinin yaklaşık $2.3283E-10$ değerine sahip olduğu yani ortalama anomali parametresinin $2.3283E-10$ hassasiyete sahip olduğu anlamına gelmektedir.

4.1. Ondalık Tabandan İkili Tabana Dönüşüm Yöntemi

Uyduların yörünge, almanak, saat ve Eşgüdümlü Evrensel Zaman (Coordinated Universal Time, UTC) parametrelerini ondalık tabandan ikilik tabandaki seyrüsefer mesajına dönüştürmek için GNSS sistemlerinde **ölçek faktörü** kullanılmaktadır. Ondalık tabanda bulunan seyrüsefer mesajının değeri, bu parametrenin ölçek faktörü ile çarpılarak ikilik tabana dönüştürülür. Çarpım sonucu sıfırdan büyük veya sıfıra eşitse elde edilen değer doğrudan ikilik tabana dönüştürülerek kullanılabilir. Çarpım sonucu sıfırdan küçükse elde edilen değer doğrudan kullanılamaz. Ancak, negatif değerleri dönüştürmek için yaygın bir şekilde tercih edilen ikinin tümleyeni işlemi gerçekleştirildikten sonra kullanılabilir. Bu bölümde, öncelikle ikinin tümleyeni işlemi açıklanacak daha sonra ondalık değere sahip seyrüsefer mesaj parametresini ikilik tabana dönüştürme adımları örnek uygulamalar ile özet bir şekilde ele alınacaktır.

4.1.1. İkkinin tümleyeni

Sayı sisteminde değişkenler, işaretli ve işaretsiz olmak üzere iki şekilde temsil edilebilir. Bir sayının alabileceği değerlerin pozitif aralıkta değişmesi, bu sayının ifade edilmesi için *işaretsiz sayı* sisteminin kullanılabileceği anlamına gelir. İşaretsiz sayılar ile yalnızca pozitif değerler tanımlanabilir. Benzer şekilde, bir sayının alabileceği değerlerin negatif ve pozitif sayı aralığında olması, bu sayının ifade edilmesi için *işaretli sayı* sisteminin kullanılabileceği anlamına gelir. N , bit uzunluğu olmak üzere işaretsiz sayı sisteminde 0 ile $2^N - 1$ aralığında değer alabilirken, işaretli sayı sisteminde -2^{N-1} ile $2^{N-1} - 1$ arasında değer alabilir. İkilik tabanda en sağdaki basamak LSB olarak ifade edilirken, en soldaki basamak ise MSB olarak tanımlanır. Negatif ve pozitif sayıları içeren *işaretli sayılarda* MSB biti işaret bitini temsil etmek için kullanılır. Diğer bir deyişle, MSB biti negatif ve pozitif değerler arasında ayırım yapabilme imkânı sağlar. MSB bitinin değerine göre sayının negatif veya pozitif olması rahatlıkla belirlenir. Eğer MSB biti 1 ise, sayının negatif olduğu, 0 ise pozitif olduğu anlaşılır.

Örneğin, 65 sayısı 8 bit ile işaretsiz sayı sisteminde ifade edildiğinde $(01000001)_2$ olarak hesaplanır. Aynı şekilde, 65 sayısı 8 bit ile işaretli sayı sisteminde gösterildiğinde, $(01000001)_2$ olarak ifade edilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, sayı pozitif olması durumunda aynı şartlar altında işaretli ve işaretsiz sayı sistemi ile gösterim arasında herhangi bir fark bulunmamaktadır. İşaretli ve işaretsiz sayı sistemleri arasındaki en önemli farklılık, negatif sayıların ikilik tabanda gösterimidir. Diğer bir deyişle, bir değişken negatif aralıkta da değer alıyorsa, bu değişken işaretli sayı sistemi kullanılarak ifade edilmelidir. Örneğin, -65 sayısı ikilik tabanda temsil edilmek istenirse, işaretsiz sayı sistemi kullanılamaz. Bu sayı ancak işaretli sayı sistemi ile temsil edilebilir. Bu durumda, -65 sayısı 8 bitle işaretli sayı sistemi ile ifade edildiğine $(10111111)_2$ olarak gösterilir. Yukarıda açıklanan örnek durum Tablo 4.1’de özetlenmiştir.

Tablo 4.1. İşaretli ve işaretsiz sayı örnek uygulaması

Sayı	İşaretsiz Sayı	İşaretli Sayı
65	$(01000001)_2$	$(01000001)_2$
-65	-	$(10111111)_2$

İkkinin tümleyeni yöntemi ile negatif sayıları ikilik tabanda göstermek için aşağıda sıralanan dört adım takip edilir.

1. Öncelikle verilen ondalık sayının mutlak değeri alınır.
2. Mutlak değeri alınan sayı ikilik tabana dönüştürülür.
3. İkilik tabana dönüştürülmüş sayının tümleyeni alınır. Tümleyen işlemi, verilen ikilik tabandaki sayının her bitin ters çevrilmesiyle gerçekleştirilebilir. Yani, 0'lar 1'e ve 1'ler 0'a değiştirilerek tümleyen işlemi tamamlanır. Bu bahsedilen işlem literatürde aynı zamanda *birin tümleyeni* olarak da isimlendirilir.
4. Tümleyeni alınan bit dizisine 1 eklenerek ikinin tümleyeni işlemi tamamlanır ve negatif sayı ikilik tabanda ifade edilir.

Negatif sayıları ikilik tabanda göstermek için kullanılan ikinin tümleyeni yönteminin daha net anlaşılması için Tablo 4.2'de bir örnek uygulama ele alınmıştır.

Tablo 4.2. *Negatif sayının ikinin tümleyeni yöntemi ile gösterilmesi*

Adım	Sayı	Açıklama	Sonuç
1	-65	Ondalık sayının mutlak değeri	65
2	65	Ondalık sayının ikilik tabana dönüşümü	$(01000001)_2$
3	$(01000001)_2$	İkilik tabandaki sayının tümleyeni	$(10111110)_2$
4	$(10111110)_2$	Tümleyeni alınmış sayının 1 ile toplanması	$(10111111)_2$

Tablo 4.2'de verilen $(10111111)_2$ sayısı ondalık tabana dönüştürüldüğünde Eşitlik 4.1'den görüldüğü üzere -65 olarak tekrar elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
 &= -1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + +1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + +1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + +1 \\
 &\quad \cdot 2^0 \\
 &= -128 + 63 = -65
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

4.1.2. Ölçek faktörü

Daha önceden de belirtildiği üzere, uydular yörünge, almanak, saat ve UTC parametrelerini ondalık tabandan ikilik tabandaki seyrüsefer mesajına dönüştürmek için GNSS sistemlerinde ölçek faktörü kullanılmaktadır. Bu dönüşüm işlemleri, uydu ve alıcı tarafında benzerlik göstermekle beraber işlem adımları dışında aralarında herhangi bir farklılık söz konusu değildir. Ondalık tabanda bulun seyrüsefer mesaj parametresinin alıcılara gönderilmek üzere ikilik tabana dönüştürme işlemleri aşağıdaki adımlar izlenerek gerçekleştirilir.

1. Öncelikle, ondalık tabanda bulunan seyrüsefer mesaj parametresi ölçek faktörüne bölünür.
2. Elde edilen sayı sıfıra eşit veya büyükse bit uzunluğu dikkate alınarak doğrudan ikilik tabana dönüştürülür ve işlem tamamlanır. Fakat, elde edilen sayı sıfırdan küçükse bu adım atlanarak doğrudan 3. adıma geçilir.
3. Elde edilen sayı sıfırdan küçükse sayının öncelikle mutlak değeri alınır. Daha sonra mutlak değeri alınmış sayı bit uzunluğu dikkate alınarak doğrudan ikilik tabana dönüştürülür. Elde edilen ikilik tabandaki sayıya negatif değerleri ifade etmek için kullanılan ikinin tümleyeni işlemi uygulanarak dönüşüm adımları tamamlanır.

Yukarıda sıralanan adımlar tamamlandıktan sonra elde edilen ikili tabandaki seyrüsefer mesajı *IS-GPS-800H* dokümanında belirtildiği üzere mesaj yapısı içerisinde ilgili parametre için tahsis edilmiş alana yerleştirilir. Benzer adımlar alıcı tarafında gerçekleştirilir. İkilik tabanda alıcıya gelen seyrüsefer mesaj parametresini ondalık tabana dönüştürmek için aşağıdaki adımlar izlenir.

1. Gelen ikilik tabandaki parametrenin işaret biti dikkate alınarak ondalık tabana çevrilir. Bu çevirme işlemi, gelen sayının işaret veya MSB biti göz önünde bulundurularak gerçekleştirilir. Eğer işaret biti 0 değerine eşitse, gelen sayının pozitif olduğu anlaşılır ve doğrudan ondalık tabana dönüştürülür. Ancak, işaret biti 1 değerine eşitse, gelen sayının negatif olduğu anlaşılır ve bu durum dikkate alınarak ondalık tabana dönüştürülür.
2. Ondalık tabana çevrilen sayı ölçek faktörü ile çarpılarak dönüşüm işlemi tamamlanır.

Bu durumun daha net anlaşılabilmesi için örnek bir uygulama ele alalım. Ortalama anomali M_{0-n} 'ın 0.127368173096335 değerine sahip olduğunu varsayalım. Bu durumda ikilik tabana dönüştürmek için gerekli adımlar Tablo 4.3'te verilmiştir. Tablo 4.3'ten görüldüğü üzere, yukarıda anlatılan adımlar takip edildiği takdirde ortalama anomali 33-bit uzunluğu ve 2^{-32} ölçek faktörü ile $(010110101100110011011001000001000)_2$ olarak hesaplanır. $(010110101100110011011001000001000)_2$ olarak alıcıya gelen 33-bit uzunluğuna sahip ortalama anomali parametresini ondalık tabana dönüştürmek için izlenen adımlar da Tablo 4.4'de verilmiştir. Tablo 4.4'den görüldüğü gibi,

$(010110101100110011011001000001000)_2$ değeri gerekli dönüşüm adımları sonrası tekrar 0.127368173096329 olarak elde edilmiştir.

Tablo 4.3. Ortalama anomali M_{0-n} 'nin ikilik tabana dönüştürülmesi

Adım	Sayı	Açıklama	Sonuç
1	0.127368173096335	Ölçek faktörüne bölme 2^{-32}	5.470421380E + 08
2	5.470421380E + 08	Elde edilen sonuç sıfırdan büyük olduğu için 32 bit olacak şekilde ikilik tabana dönüştürülür.	$(010110101100110011011001000001000)_2$
3	-	Elde edilen sonuç sıfırdan büyük olduğu için bu adım atlanır.	-

Tablo 4.4. İkilik tabandaki ortalama anomali M_{0-n} 'nin ondalık tabana dönüştürülmesi

Adım	Sayı	Açıklama	Sonuç
1	$(010110101100110011011001000001000)_2$	Gelen parametre, işaret biti dikkate alınarak ondalık tabana çevrilir. İşaret biti 0 olduğu için sayının pozitif olduğu anlaşılır. Bu durumda gelen sayı doğrudan ondalık tabana dönüştürülür.	547042138
2	547042138	Ölçek faktörü ile çarpma 2^{-32}	0.127368173096329

Tablo 4.4'te verilen ortalama anomali M_{0-n} parametresi ikilik tabandan tekrar ondalık tabana çevrildiğinde Tablo 4.3'te verilen değer ile birebir aynı değildir. Bu durum, ilgili parametre için kullanılan ölçek faktör hassasiyeti ile ilgilidir. Ölçek faktörü ve bit uzunluğu tamamen sistem tasarımına bağlıdır. CNAV-2 mesajında ortalama anomali için 33-bit uzunluğu ve 2^{-32} ölçek faktörü kullanılması ile elde edilen hassasiyet seviyesi yeterli görülmüştür. Dönüşüm sonrası meydana gelen bu farklılık ancak ve ancak daha düşük ölçek faktörü ve daha büyük bit uzunluğu ile en aza indirilebilir.

5. KIYASLAMA ÖLÇÜTLERİ

Performans analizinde bir yöntemin verimlilik ve uygulanabilirliğini ölçüp karşılaştırmak için kıyaslama ölçütleri oldukça önemli rol oynamaktadır. Telekomünikasyon alanında, kanal kodlama yöntemlerinin performansını değerlendirmek için Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER), kod oranı, karmaşıklık, blok uzunluğu ve işlem süresi olmak üzere çeşitli ölçütler mevcuttur. Bu bölümde BER, blok uzunluğu, kod oranı, kodlama ve çözümleme karmaşıklığı ile kodlama ve çözümleme süresi olmak üzere yedi farklı kıyaslama ölçütü kısaca açıklanacaktır.

5.1. Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER)

Sinyal kalitesi ve güvenilirliği açısından dikkate alınması gereken en önemli noktalardan birisi olan Bit Hata Oranı, temel olarak hatalı alınan bit sayısının toplam bit sayısına oranı olarak tanımlanır [171–173]. Telekomünikasyon uygulamalarında sistem performansını karşılaştırmak için kullanılan bu oranın düşük olması arzu edilir. Hata oranına göre gerekli SNR değerinin hesaplanmasında oldukça önemlidir.

5.2. Blok Uzunluğu (Block Length, BL)

Kodlama sonrası elde edilen toplam bit sayısını ifade etmektedir. Bu büyüklük sisteme göre değişiklik göstermektedir. Örneğin, bir uydu sistemi blok uzunluğunu 600 bit, başka bir uydu sistemi blok uzunluğunu 300 bit olarak belirleyebilir. Yani, bu büyüklük sistem tasarımı ile doğrudan ilişkilidir. Blok uzunluğuna göre bir sistemin sergilediği performansta farklılık gösterebilir. Blok uzunluğu, mesaj mimarisine göre belirlenmektedir.

5.3. Kod Oranı (Code Rate, R)

Faydalı bilgi bit sayısının gönderilen toplam bit sayısına oranı olarak tanımlanır [174–176]. Örneğin, $R = 0.5$ olması, her bir bilgi bitinin iki bit olarak gönderildiği anlamına gelir. Kod oranının düşük olması eşlik bit sayısının bilgi bitine göre daha fazla olduğunu ifade eder. Böyle bir durum FEC yönteminin hata düzeltme yeteneğinin de iyileşmesi anlamına gelmektedir.

5.4. Karmaşıklık (Complexity) veya Big-O Notasyonu

Bir algoritmanın uygulanması halinde gerçekleştirilen toplam işlem sayısını ifade eder [177–179]. Diğer bir deyişle, uygulanan algoritmanın kaç işlemde gerçekleştiğinin bir göstergesidir. İşlenen bit sayısı arttıkça, gerekli sürenin de ne kadar artacağına dair fikir vermektedir. Seyrüsefer mesajı açısından giriş bit sayısı arttıkça algoritmanın ne

kadar işlem yapması gerektiği hakkında bilgi verir. Algoritmanın uygulanması halinde gerekli süreyi doğrudan göstermez ancak bununla ilgili önemli bir ipucu verir.

Hesaplama karmaşıklığı kodlama tekniğinin yapısına göre değişiklik göstermektedir. Küresel uydu seyrüsefer sistemlerinde hata algılama ve düzeltme yöntemlerinin kodlama (encoding) ve çözümüleme (decoding) zamanları oldukça kritik öneme sahiptir. Alıcının gelen sinyaldeki hataları algılaması ve düzeltebilmesi için özellikle çözümüleme süresinin oldukça düşük olması gerekmektedir. Gelen sinyalin çözümüleme süresi çok uzun olması, alıcının hassas bir şekilde konum belirlemesini zorlaştıracaktır. BCH, Konvolüsyonel, Turbo, düzenli LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar gibi gelişmiş hata algılama ve düzeltme yöntemlerinin diğer yöntemlere göre oldukça iyi performans göstermesinden dolayı bu çalışma kapsamında bahsedilen yedi yöntemin kodlama ve çözümüleme işlemi için ihtiyaç duyduğu hesaplama karmaşıklığı Tablo 5.1’de parametrik olarak verilmiştir [33, 38, 82, 97–99, 102, 122, 146, 151, 152, 155–157, 180–206].

Tablo 5.1. Kanal kodlama yöntemine dayalı kodlama ve çözümüleme karmaşıklığı

Kodlama Yapısı	Kodlama Karmaşıklığı	Çözümüleme Karmaşıklığı
BCH	$O(\delta \cdot N \cdot \log N)$	$O(N \cdot t)$
RU-LDPC	$O(N + G_m^2)$	$O(N \cdot J)$
Konvolüsyonel	$O(N)$	$O(N \cdot 2^{K-1})$
Turbo	$O(N)$	$O(N \cdot J \cdot 2^{K+1})$
LDPC	$O(N^2)$	$O(N \cdot J)$
QC-LDPC	$O(N + G_m^2)$	$O(N \cdot J)$
Polar	$O(N \cdot \log N)$	$O(N \cdot \log N)$
CRC-Polar	$O(N \cdot \log N + N)$	$O(L \cdot N \cdot \log N)$

Burada, N kodlama sonrası elde edilen toplam bit sayısını, K kısıt uzunluğunu (constraint length), J çözümüleme için kullanılan maksimum iterasyon sayısını, δ BCH için minimum mesafeyi, t BCH için hata düzeltme sayısını ve L CRC-Polar çözümüleme algoritmasında kullanılan liste uzunluğunu temsil etmektedir. Burada G_m eşlik kontrol matrisinin alt üçgen matrise göre olan mesafesi veya uzaklığını ifade etmektedir. Diğer bir deyişle, G_m yalnızca satır ve sütun işlemleri kullanılarak üçgen forma dönüştürülemeyen eşlik kontrol matrisindeki satır sayısını tanımlamaktadır [33, 38]. Bu durumda daha düşük kodlama karmaşıklığı için G_m değerinin olabildiğince küçük olması

gerekmektedir. G_m değerinin sıfır olması, kodlama karmaşıklığının doğrusal olduğu anlamına gelir.

5.5. İşlem Süresi (Execution time)

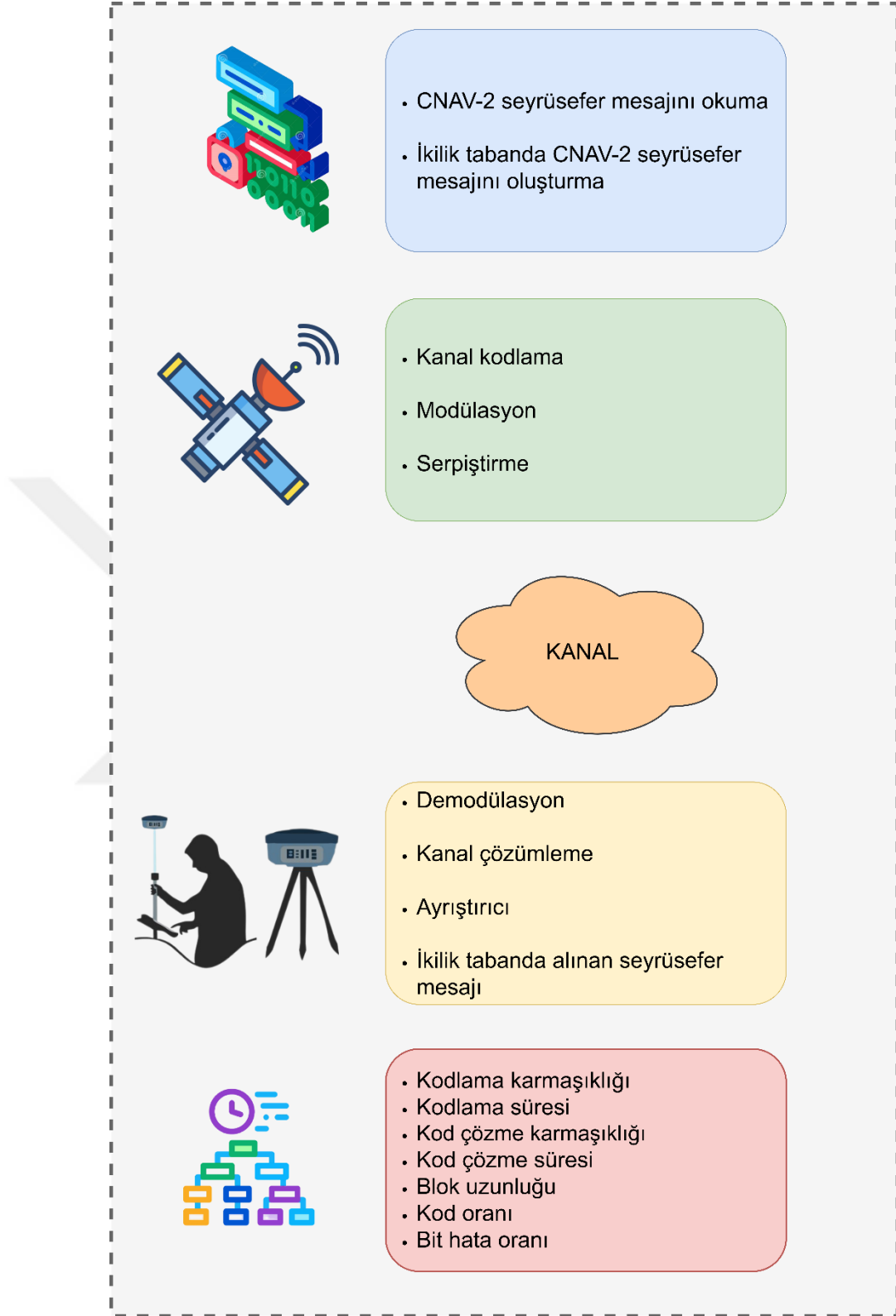
Saniye cinsinden kodlama ve çözümleme için ölçülen süreyi ifade etmektedir. Hesaplama karmaşıklığına bağlı olarak bir sistemin kodlama ve çözümleme süresi de farklılık gösterir. Bu çalışmada MATLAB 2019b versiyonunda modellenen her bir algoritmanın süresi, Intel Core i7-8550U 1.80 GHz işlemci ve 8 GB RAM dizüstü bilgisayar ile Windows 10 Enterprise sürümü üzerinden ölçülmüştür



6. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu çalışmanın ana amacı, bir önceki bölümde açıklanan yedi farklı kıyaslama ölçütü ışığında ortam gürültüsüne bağlı olarak yeni nesil GPS CNAV-2 mesaj yapısı için özellikle yenilikçi haberleşme sistemlerinde kullanılan doğruluğu ve gürültüye karşı dayanıklılığı yüksek Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar gibi çeşitli kanal kodlama yöntemlerinin sergileyecekleri performansı farklı senaryolar altında detaylı ve bütünsel olarak ele alarak yeni nesil seyrüsefer mesaj yapısı önermektir. Bu amaç doğrultusunda, uyduların gönderdiği ikili formdaki GPS L_{1C} CNAV-2 gerçek seyrüsefer mesaj yapısı IS-GPS-800H dikkate alınarak gerçekliğe uygun olarak MATLAB ortamında oluşturulmuştur. Daha sonra Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar yöntemleri CNAV-2 mesaj yapısına uyarlanmış ve her bir yöntemin gösterdiği performans yukarıda bahsedilen yedi önemli kıyaslama ölçütüne bağlı olarak mevcut yöntemler referans alınarak değerlendirilmiştir. Bu çerçevede MATLAB dilinde herhangi bir hazır araç kutusu kullanılmadan yaklaşık 1,638 satır orijinal kaynak kodu yazılmıştır. Bu çalışma kapsamında gerçekleştirilen adımlar Şekil 6.1’de verilmiştir. İlk adımda, simülasyon modeli veri setinden yörünge parametreleri okunmuştur. Bu yörünge parametreleri, Alıcı Bağımsız Değişim Formatı (Receiver INdependent Exchange Format, RINEX) standardına göre kaydedilir. RINEX protokolünde her uydunun yörünge parametreleri ondalık tabanda verilmektedir. Ön işleme adımı bu parametreler MATLAB ortamında IS-GPS 800H referans alınarak ikilik tabana dönüştürülür. İkilik tabandaki parametreler kullanılan FEC yöntemine bağlı olarak kodlanır. Kodlama yapısına göre istenilen kod oranını sağlamak için gerekli durumlarda oran-denkleştirme uygulanır. Bu adımdan sonra elde edilen sinyal, gerekli olması durumunda serpiştirici işlemi uygulandıktan sonra, gerekli olmadığı durumda ise doğrudan modülasyona tabi tutulur.

Çalışmada, temel bant sinyaline İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) modülasyonu uygulanırken, gerekli olduğu durumlar için sinyale serpiştirici olarak GNSS sistemlerinde kullanılan blok serpiştirici yapısı uygulanmıştır. GPS CNAV-2 mesajı alt-çerçeve 1 yapısında serpiştirici kullanılmazken, alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3’ün birleşimi sonucu elde edilen veri dizisine serpiştirici kullanılmaktadır. Bu çalışmada oluşturulan SF1 senaryosu için herhangi bir serpiştirici kullanılmamıştır. Ancak, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarının blok uzunluğu farklılık gösterdiği için her birine uygulanan blok serpiştirici boyutları değişiklik göstermektedir.



Şekil 6.1. Çalışmanın genel çerçevesi

Örneğin, kodlama sonrası 1200-bit uzunluğa sahip olan SF2 senaryosunda serpiştiricinin boyutları 30x40 olarak kullanılırken, kodlama sonrası 1748-bit uzunluğa

sahip SF2SF3 senaryosunda serpiştirici boyutları 38x46 olarak kullanılmıştır. SF3 ve ALLSF senaryoları içinde serpiştirici boyutları aynı prensiple belirlenmiştir. Ortam kaynaklı gürültü kodlanmış seyrüsefer mesajına eklendikten sonra alıcıya ulaşır. Alıcı tarafta gelen sinyale ayrıştırıcı işlemi uygulandıktan sonra demodülasyon aşamasına geçilir. Demodülasyon işleminden sonra çözümleme algoritmaları ile gelen seyrüsefer mesajı çözülür. Bu analiz sırasında çözümleme algoritmaları sabit karar (hard decision) yöntemine göre gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemde, elde edilen sonuç 0 değeri ile karşılaştırılır ve bitin değeri 0'dan büyük veya küçük olmasına bağlı olarak belirlenir. Bu adımlar tamamlandıktan sonra kodlama karmaşıklığı, çözümleme karmaşıklığı, kodlama süresi ve çözümleme süresi gibi kriterlere göre her bir FEC kodunun performansı karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

Bu değerlendirmeler ışığında çalışma sonunda GPS CNAV-2 mesaj yapısı için iki önemli öneride bulunulmuştur. Çalışmanın birinci bölümünde, mesaj yapısı değiştirilmeden gürültüye karşı daha dayanıklı ve daha iyi performans sergileyen bir CNAV-2 mesajı için mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine CRC-Polar yapısının kullanılması ile elde edilen yeni bir CNAV-2 mesajı önerilmiştir. İkinci bölümde, CRC-Polar tekniğinin daha iyi bir performans sergilemesinin sağladığı avantaj ile birlikte eşlik bitlerinin sayısı azaltılarak CNAV-2 mesaj uzunluğu ve süresinin düşürülmesi hedeflenmiştir. Diğer bir deyişle, CRC-Polar yöntemi ile mevcut durumun sergilediği performansın birbirine yakın olmasını sağlamak üzere kodlama yönteminde kullanılan eşlik bitlerinin sayısı azaltılmıştır. Böylece 1800 bit uzunluğunda ve 18 saniye süreye sahip CNAV-2 mesajı için daha düşük mesaj uzunluğu ve daha düşük süreye sahip modernize edilmiş yeni bir yapı önerilmiştir. Bu yüzden, çalışma kapsamında elde edilen sonuçlar iki farklı başlık altında ele alınmıştır.

6.1. CNAV-2 Mesajının İyileştirilmesi

Çalışmanın birinci bölümünde, mesaj yapısı değiştirilmeden gürültüye karşı daha dayanıklı ve daha iyi performans sergileyen bir CNAV-2 mesajı için mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine CRC-Polar yapısının kullanılması ile elde edilen yeni bir CNAV-2 mesajı önerilmiştir. Bu amaç doğrultusunda MATLAB ortamında geliştirilen simülasyon modeline ait parametreler Tablo 6.1'de sıralanmaktadır.

Çalışmanın ilk adımında, mevcut GPS CNAV-2 mesaj yapısının alt-çerçeve 1, alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 bölümlerinde halihazırda kullanılan BCH ve LDPC teknikleri

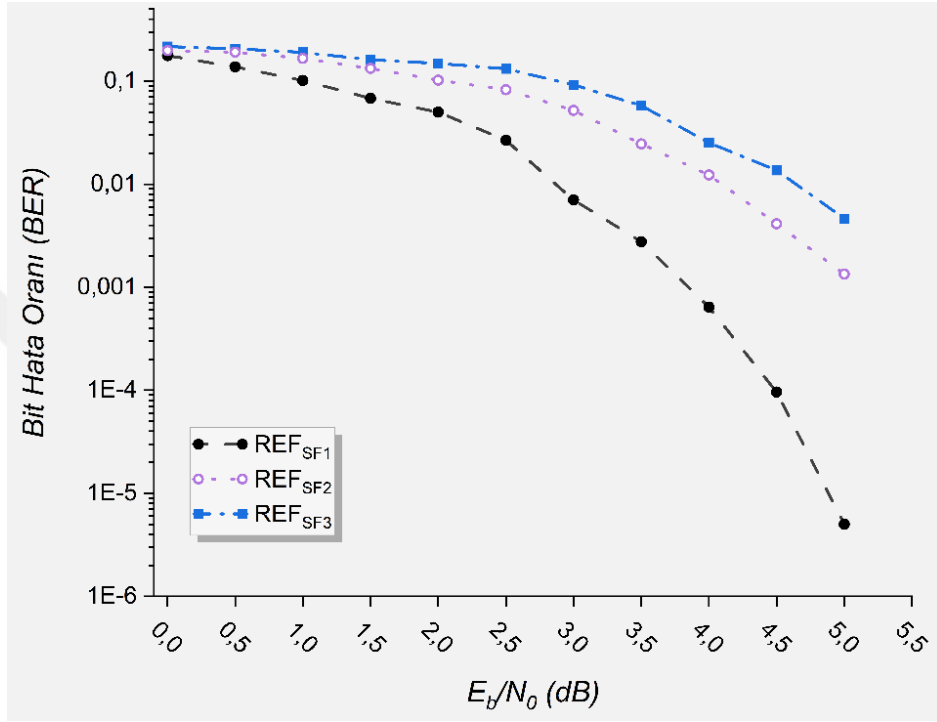
analiz edilmiştir. Bu analiz sonucunda elde edilen BCH ve LDPC'nin sergilediği başarım sonuçları Şekil 6.2'de verilmiştir. Bu analiz, uydu sistemlerinde seyrüsefer mesajının modernizasyonu amacıyla önerilecek farklı veya geliştirilecek yeni kodlama tekniklerini karşılaştırmak için önemli bir referans olacaktır. Daha önceki çalışmalarda da bahsedildiği üzere, CNAV-2 formatının en önemli özelliklerinin başında, bütün mesaj üç parçaya ayrılmakta ve her bir parçaya farklı bir kodlama yöntemi uygulanmaktadır. Alt-çerçeve 1 için BCH, alt-çerçeve 2 ve 3 için ise farklı matris boyutlarına sahip LDPC yöntemi kullanılmaktadır. Şekil 6.2'den görüldüğü üzere, alt-çerçeve 1'de kullanılan BCH tekniği alt-çerçeve 2 ve 3'te kullanılan LDPC yöntemine göre oldukça iyi bir performans sergilemiştir. BCH yönteminin diğerlerine göre daha iyi performans göstermesi, kodlama sırasında kullanılan eşlik bit sayısının oldukça fazla olmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, alt-çerçeve 1'in çok kritik zaman bilgisi içeren ve yüksek doğruluğa ihtiyaç duyan TOI parametresinden kaynaklanmaktadır.

Tablo 6.1. Simülasyon model parametreleri

Model parametreleri					
Simülasyon Sayısı (M)	Gürültü (E_b/N_0)	Modülasyon	Serpiştirici	Oran Denkleştirme	Kanal
1000	0: 0.5: 5	BPSK	Blok serpiştirici	Yok etme işlemi	AWGN
Seyrüsefer mesaj ve kod oranı parametreleri					
Mesaj yapısı	Kod oranı (R)	Giriş bit sayısı (k)	Eşlik bit sayısı (m)	Çıkış bit sayısı (n)	
SF1	$\frac{9}{52} \cong 0.17$	9-bit	43-bit	52-bit	
SF2	$\frac{1}{2} = 0.5$	600-bit	600-bit	1200-bit	
SF3	$\frac{1}{2} = 0.5$	274-bit	274-bit	548-bit	
SF2SF3	$\frac{1}{2} = 0.5$	874-bit	874-bit	1748-bit	
ALLSF	$\frac{1}{2} = 0.5$	883-bit	883-bit	1766-bit	

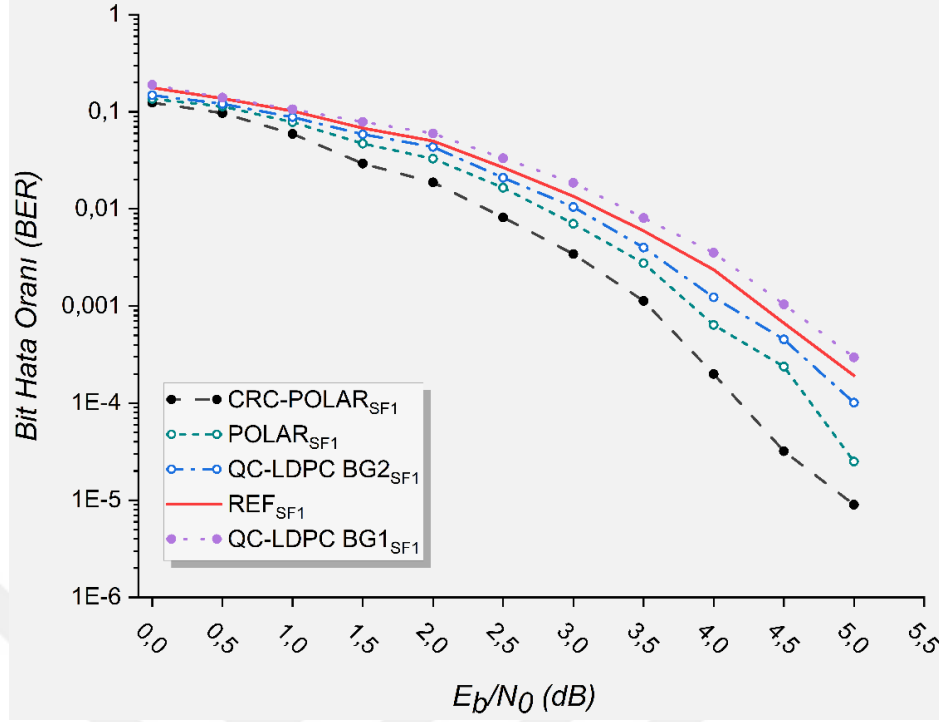
Alt-çerçeve 2 ve 3'ün performansı incelendiğinde, alt-çerçeve 2'nin performansının alt-çerçeve 3'ün performansından çok daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Alt-çerçeve 2 ve 3'te kullanılan kodlama tekniği birebir aynı olmasına rağmen, aralarındaki temel farklılık

LDPC yönteminde kullanılan matrislerin farklı boyutta olmasıdır. Alt-çerçeve 2’de LDPC için 600 bit kullanılırken, alt-çerçeve 3’de LDPC için 274 bit kullanılmaktadır. Bu temel farklılık, LDPC’nin bit sayısı arttıkça daha iyi performans gösterdiğine dair bir ipucu vermektedir.



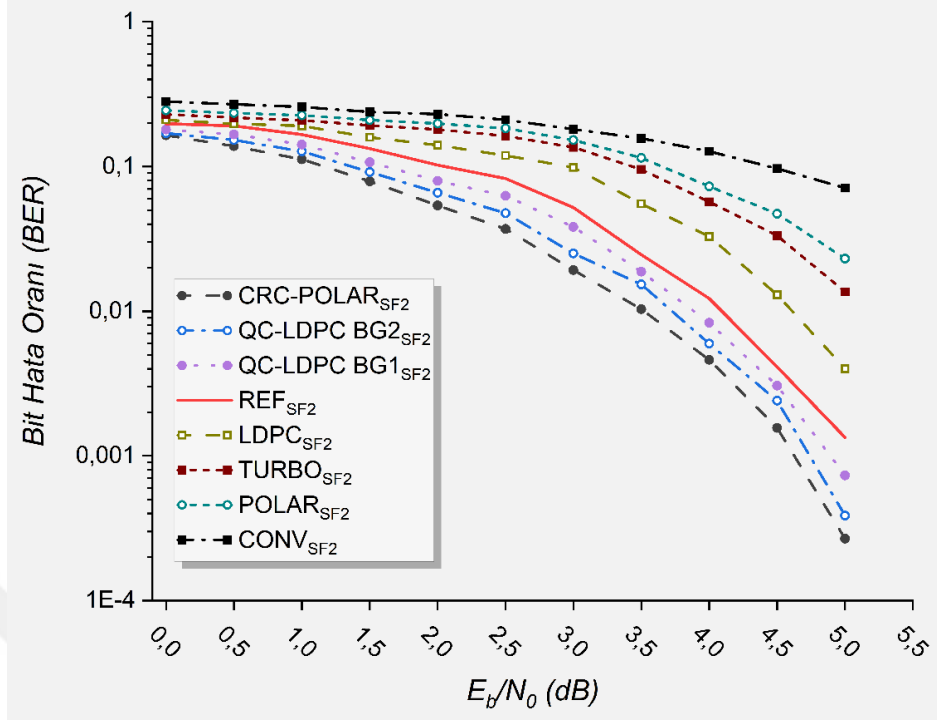
Şekil 6.2. CNAV-2 mevcut kodlama yöntemlerinin karşılaştırmalı analizi

Çalışmanın ikinci adımında, alt-çerçeve 1 (SF1), alt-çerçeve-2 (SF2), alt-çerçeve-3 (SF3), alt-çerçeve-2 ile alt-çerçeve-3’ün birleşimi (SF2SF3) ve alt-çerçeve 1, 2 ile 3’ün birleşimi ile elde edilen tek bir çerçeve yapısının (ALLSF) Konvolüsyonel, Turbo, Polar, CRC-Polar, düzenli LDPC, BG1 ve BG2 matrisleri ile QC-LDPC gibi gelişmiş kanal kodlama yöntemlerinin mevcut GPS CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan yöntemlere göre performansı ele alınmıştır. Bu çalışmada tasarlanan Konvolüsyonel, düzenli LDPC ve Turbo yöntemleri için kod oranı literatürde yapılan çalışmalar referans alınarak $R = 0.5$ olarak belirlenmiştir. Bu yüzden bu üç yöntem alt-çerçeve 1 yapısına hiçbir şekilde uyarlanamamıştır. Polar, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2} ve mevcut durumda kullanılan BCH yönteminin ortam gürültüsü altında sergilediği performansın karşılaştırmalı analizi Şekil 6.3’de gösterilmektedir.



Şekil 6.3. Alt-çerçeve 1 (SF1) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması

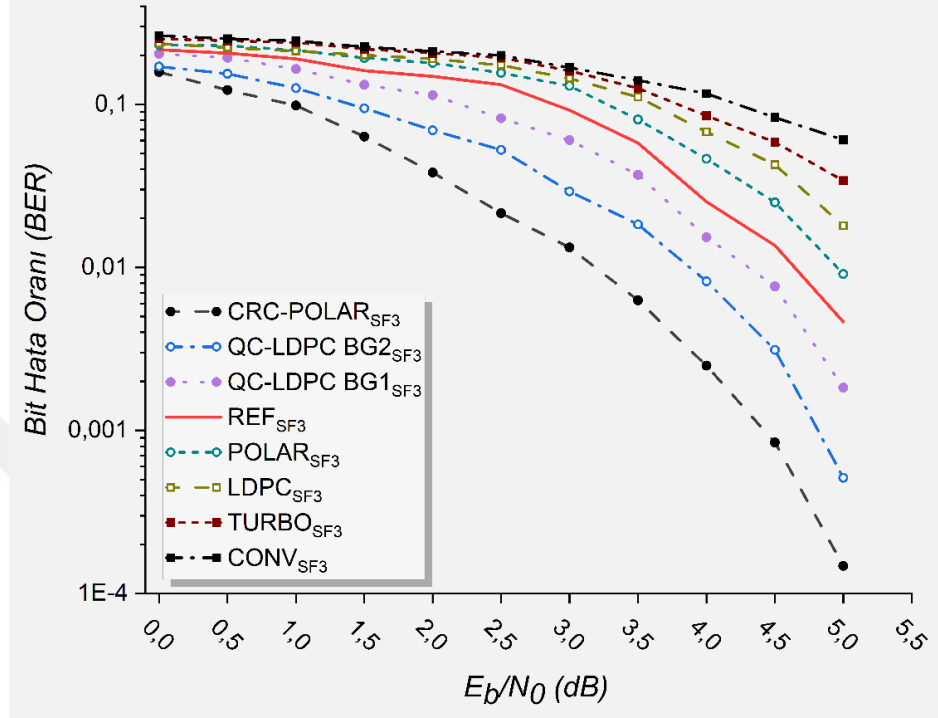
Şekil 6.3'den görüldüğü üzere, mevcut GPS CNAV-2 mesajında kullanılan BCH tekniğinden daha iyi bir performans ortaya koyan yöntemler sırasıyla CRC-Polar, Polar ve QC-LDPC_{BG2} olarak sıralanmaktadır. 10^{-3} BER oranında CRC-Polar yöntemi mevcut duruma göre en yüksek kazanç ile yaklaşık 0.9 dB'lik bir iyileştirme sunmaktadır. Bu sıralamayı 0.55 dB ve 0.32 dB'lik kazanç ile Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri takip etmektedir. En yeni teknolojiye sahip 5G'de kullanılan bu yöntemlerin geleneksel yöntemlere göre performansı açık ara öndedir. Yüksek veri hızı, büyük bant genişliği, artan kullanıcı sayısı, nesnelerin interneti (Internet of Things, IoT) gibi amaçlar doğrultusunda hizmet vermesi planlanan 5G teknolojisinde bu gereksinimleri karşılayabilmek için geleneksel yöntemlerin ötesinde düşük karmaşık ve yüksek doğruluğa sahip gelişmiş ve yeni kanal kodlama yöntemleri kullanıldığı için böyle bir sonucun elde edilmesi şaşırtıcı değil, tam tersine beklenen bir durumdur. Benzer şekilde, Polar, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, düzenli LDPC, Turbo, Konvolüsyonel kod ile mevcut durumda kullanılan LDPC tekniğinin ortam gürültüsü altında alt-çerçeve 2 için sergilediği performans Şekil 6.4'te verilmiştir.



Şekil 6.4. Alt-çerçeve 2 (SF2) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması

Şekil 6.4'te verilen kodlama yöntemlerinin gösterdiği performans incelendiğinde, mevcut durumdaki LDPC tekniğine kıyasla CRC-Polar'ın en iyi başarıma sahip olduğu açıkça ifade edilebilir. Bu sıralamayı QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} izlemektedir. 10^{-2} BER oranında CRC-Polar yöntemi mevcut durumla karşılaştırıldığında 0.71 dB kazanç sağlarken, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} 0.40 dB ve 0.32 dB'lik bir artış sağlamaktadır. Konvolüsyonel, Turbo, düzenli LDPC ve Polar kodlamanın mevcut durumun çok gerisinde kaldığı yani daha kötü bir başarımla sergilediği açıkça görülebilmektedir. Alt-çerçeve 3 için Polar, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, düzenli LDPC, Turbo, Konvolüsyonel kod ile mevcut durumda kullanılan LDPC tekniğinin ortam gürültüsü altında sergilediği performans Şekil 6.5'te gösterilmektedir. Alt-çerçeve 3 için yapılan değerlendirme ile bir önceki analiz sonuçları benzerlik göstermektedir. CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri yine en iyi performansı sergilemektedir. Benzer şekilde, 10^{-2} BER oranı dikkate alındığında en yüksek kazanç ile CRC-Polar yöntemi 1.64 dB'lik bir iyileştirme sunmaktadır. Bu sıralamayı 0.81 dB ve 0.38 dB kazanç ile QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri takip etmektedir. Alt-çerçeve 2'de olduğu gibi Konvolüsyonel, Turbo, düzenli LDPC ve Polar kod, referans olarak alınan mevcut durumda kullanılan yöntemden daha kötü bir performans göstermektedir. Bu analiz sonuçlarına göre, alt-çerçeve 1 için en iyi alternatiflerin CRC-Polar, Polar ve QC-

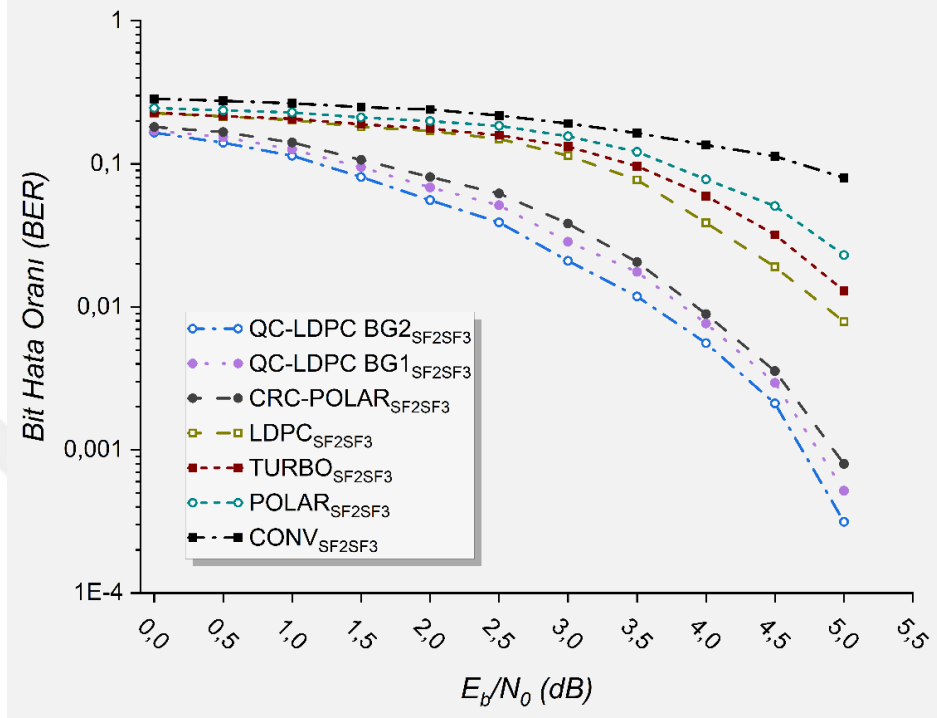
LDPC_{BG2} olduğu, alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 için en iyi seçimlerin CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} olduğu ifade edilebilir.



Şekil 6.5. Alt-çerçeve 3 (SF3) mesaj yapısı için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması

Her bir alt-çerçeve için çeşitli kodlama yöntemlerinin performansı değerlendirildikten sonra alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün birleştirilmesi sonucunda söz konusu tekniklerin sergileyeceği davranışlar da ele alınmıştır. Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün birleşimi ile oluşan yapı bu çalışmada SF2SF3 olarak isimlendirilmektedir. Alt-çerçeve 1 alıcı için oldukça hayati öneme sahip zaman bilgisini, alt-çerçeve 2 alıcının konumunu hesaplaması için ihtiyaç duyduğu uydu yörünge parametreleri ve zaman gibi önemli bilgileri ve alt-çerçeve 3 ise her bir uyduya ait almanak, iyonosferik hata düzeltmesi ve UTC düzeltmesi gibi bilgileri içermektedir. Her bir alt-çerçeve, alıcı için farklı önem derecesine sahip olduğu için alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün birleştirildiği bir seyrüsefer mesaj mimarisi veya üç alt-çerçevenin birleştirilip tek bir parça olduğu bir seyrüsefer mesaj mimarisi çok arzu edilen bir durum değildir. Ancak, alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleştirildiği SF2SF3 ve üç alt-çerçevenin birleştirildiği ALLSF senaryoları altında kanal kodlama yöntemlerinin etkinliği, çalışmanın bütünlüğü açısından ele alınmıştır. Tablo 6.1'den görüldüğü üzere, SF2SF3 yapısı $\frac{1}{2}$ kod oranı ve

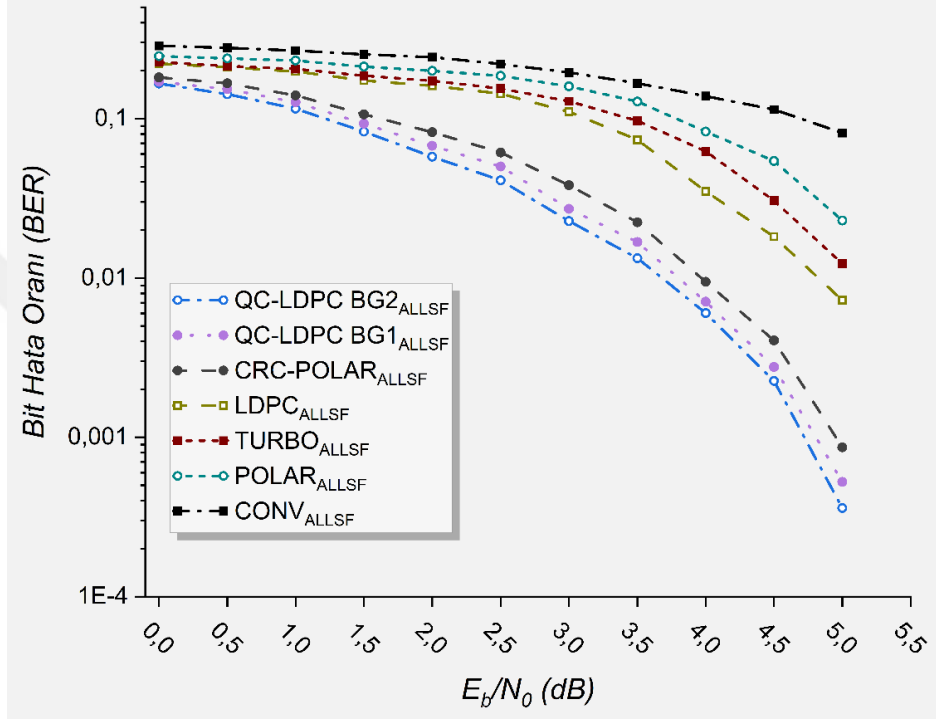
1748 bit uzunluğuna sahiptir. Buna göre yedi farklı kanal kodlama yönteminin SF2SF3 için sergilediği performans Şekil 6.6’da verilmiştir.



Şekil 6.6. Alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleşim (SF2SF3) senaryosu için kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması

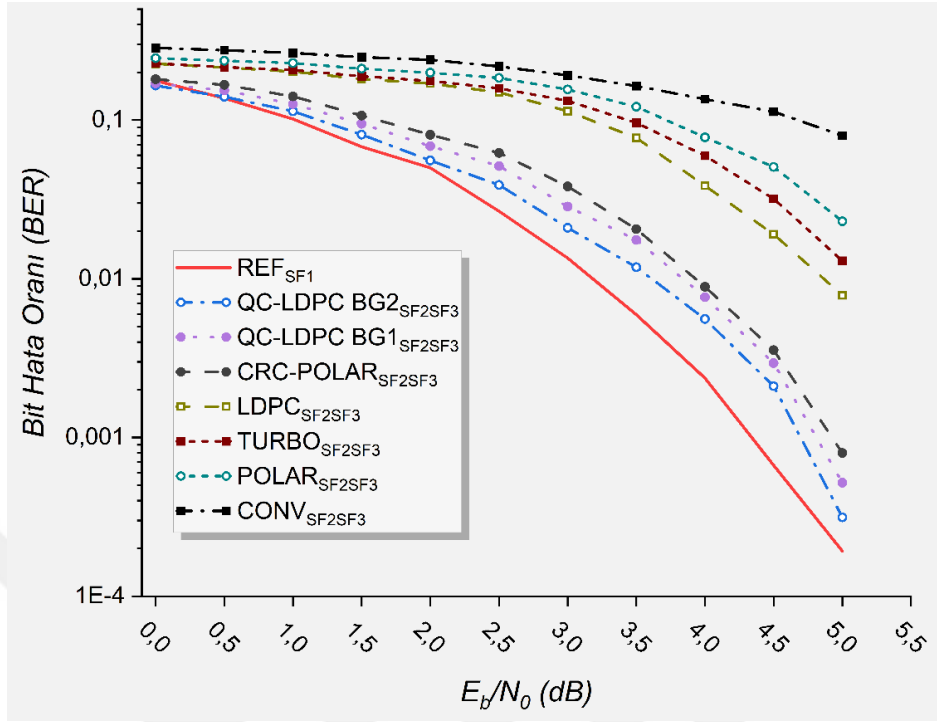
Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün birleştirilip tek kodlama yöntemi ile gönderilmesi durumunda en iyi performansı ortaya koyan teknikler sırasıyla QC-LDPC_{BG2}, QC-LDPC_{BG1}, CRC-Polar olarak sıralanabilir. Bu sırayı düzenli LDPC, Turbo, Polar ve Konvolüsyonel kod takip etmektedir. Daha önceki gerçekleştirilen üç analiz ile karşılaştırıldığında böyle bir yapı olması halinde QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri CRC-Polar yönteminden daha iyi bir performans göstermektedir. Bu durum, daha öncede belirtildiği üzere, bit uzunluğu arttıkça QC-LDPC yönteminin CRC-Polar'a göre daha iyi başarımlar elde etmesinden kaynaklanmaktadır. Ayrıca, bu çalışma kapsamında alt-çerçeve 1, 2 ve 3'ün tek bir çerçeve (ALLSF) ve $R = \frac{1}{2}$ senaryosuna dayalı kodlama yöntemlerinin sergileyeceği davranışta ele alınmış olup, sonuçlar Şekil 6.7'de gösterilmektedir. Tek çerçeve olarak gönderilmesi durumunda kodlama yöntemlerinin başarımlar sırası bir öncekine benzer şekilde QC-LDPC_{BG2}, QC-LDPC_{BG1} ve CRC-Polar olarak sıralanmaktadır. Bu sırayı yine düzenli LDPC, Turbo, Polar ve Konvolüsyonel kodlama takip etmektedir.

Özellikle SF2SF3 ve ALLSF senaryolarından elde edilen sonuçlar ile her alt-çerçevede kullanılan mevcut yöntemlerden elde edilen BER sonuçları ayrı ayrı karşılaştırılarak bu iki senaryonun gerçekliğe uygunluğu hakkında bir değerlendirme yapılmıştır. SF2SF3 senaryosu için elde edilen sonuçlar ve alt-çerçevelerde kullanılan her bir yöntemin karşılaştırması sırasıyla Şekil 6.8 ile Şekil 6.10 arasında verilmiştir.

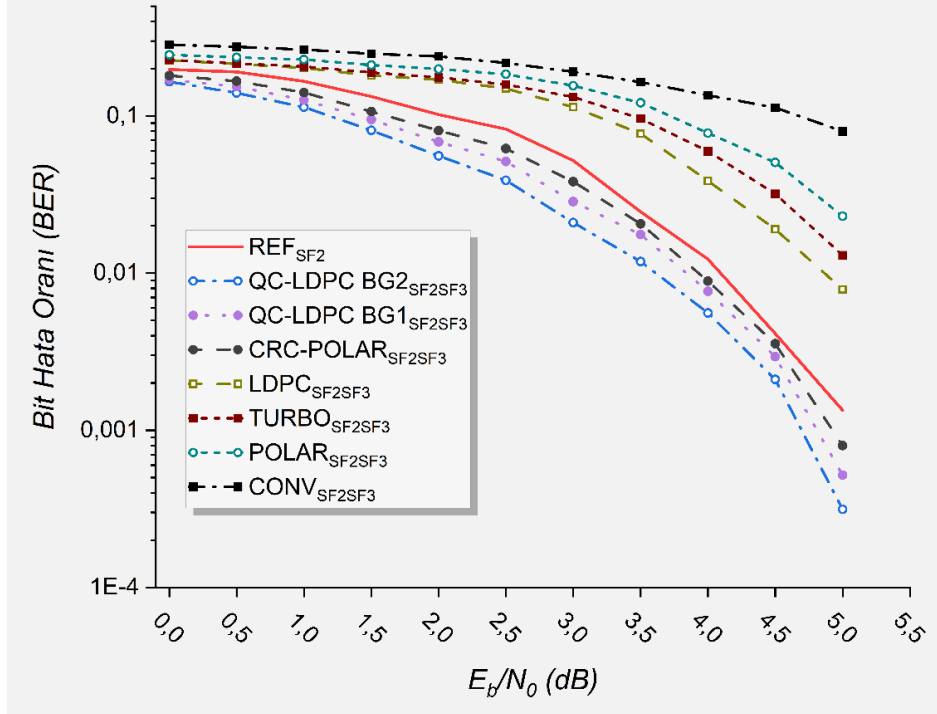


Şekil 6.7. Tek çerçeve (ALLSF) senaryosunda kodlama yöntemlerinin karşılaştırılması

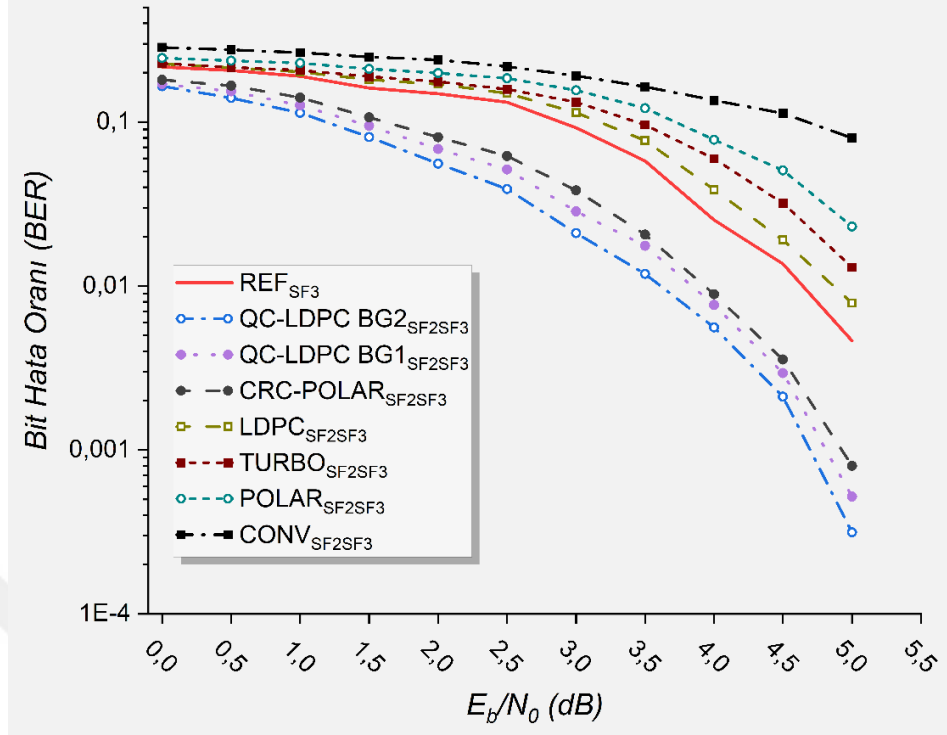
Şekil 6.8 ile Şekil 6.10 arasında verilen sonuçlardan anlaşılacağı üzere, SF2SF3 senaryosunda yüksek başarıma sahip CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri, alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'te yer alan LDPC tekniğine göre çok daha iyi bir performans sergilemektedir. Buna karşın, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} teknikleri, alt-çerçeve 1'de tercih edilen BCH yöntemine göre daha kötü bir BER sonucu vermektedir. Tablo 6.1'den görüldüğü üzere, SF2SF3 senaryosunda FEC yöntemlerinin kod oranı R , mevcut seyrüsefer mesaj yapısını değiştirmemek adına $\frac{1}{2} = 0.5$ olarak alınmıştır.



Şekil 6.8. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 1 BCH yönteminin karşılaştırılması

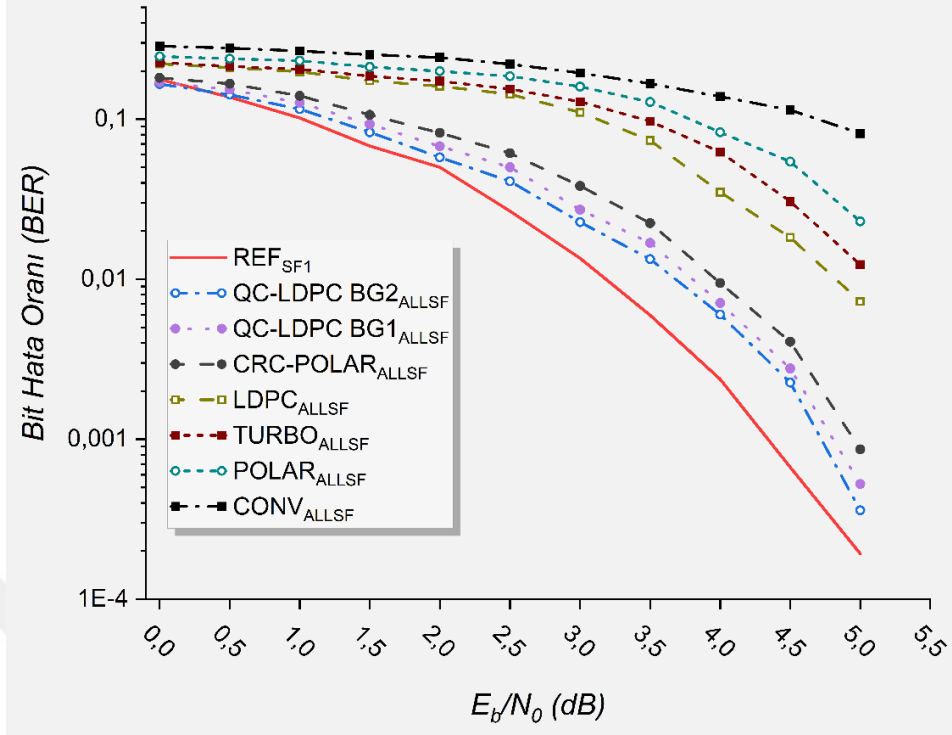


Şekil 6.9. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 2 LDPC tekniğini karşılaştırılması

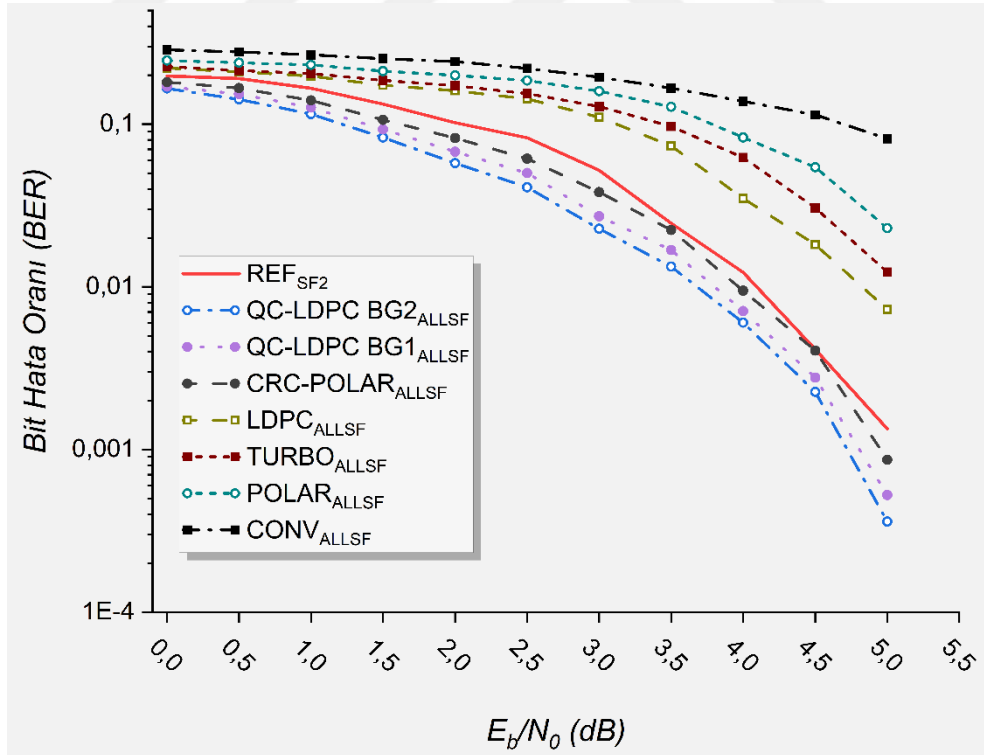


Şekil 6.10. SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 3 LDPC tekniğini karşılaştırılması

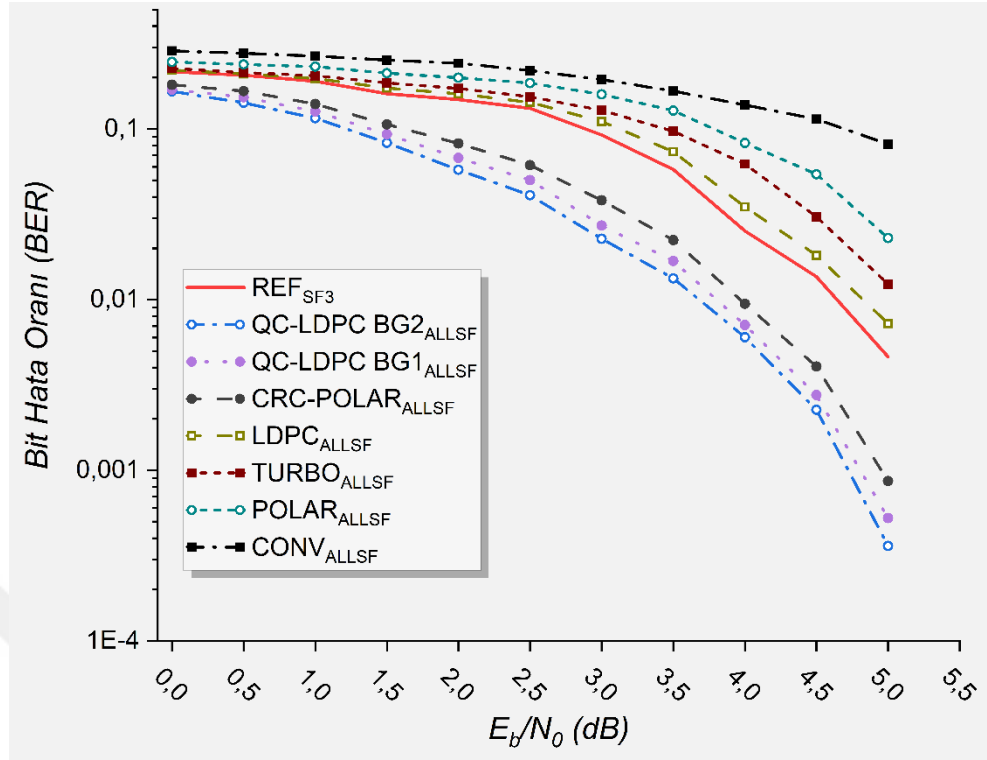
Alt-çerçeve 1’de kullanılan BCH yönteminin kod oranı $R, \frac{9}{52} \cong 0.17$ ’ye eşittir. Kod oranının düşük olması, hata düzeltme yeteneğinin de daha iyi olması anlamına gelmektedir. Bu yüzden, kod oranı $R = \frac{1}{2}$ olan SF2SF3 senaryosunda en iyi performansı sergileyen CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1}, daha düşük kod oranına sahip BCH yöntemine kıyasla daha kötü BER performansı göstermektedir. SF2SF3 senaryosuna benzer şekilde, ALLSF için elde edilen sonuçlar ve alt-çerçevelerde kullanılan her yöntemin karşılaştırmalı analizi sırasıyla Şekil 6.11 ile Şekil 6.13 arasında verilmiştir. Şekil 6.11 ile 6.13 arasından görüldüğü üzere, ALLSF senaryosunda, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} metotları alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3’te yer alan LDPC tekniğine göre yüksek bir başarımla ortaya koymaktadır. Ancak, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} teknikleri alt-çerçeve 1’de tercih edilen BCH yöntemine göre beklendiği gibi daha kötü bir BER sonucu vermektedir. Bu durum şaşırtıcı bir sonuç değildir. Kod oranı $R = \frac{1}{2}$ olan ALLSF senaryosunda en iyi performansı gösteren CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1}’ın BCH yöntemine kıyasla daha kötü BER performansı sergilemesi, BCH yönteminin daha düşük kod oranına sahip olması ve dolayısı ile hata düzeltme yeteneğinin iyi olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 6.11. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 1 BCH tekniğini karşılaştırılması



Şekil 6.12. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 2 LDPC tekniğini karşılaştırılması

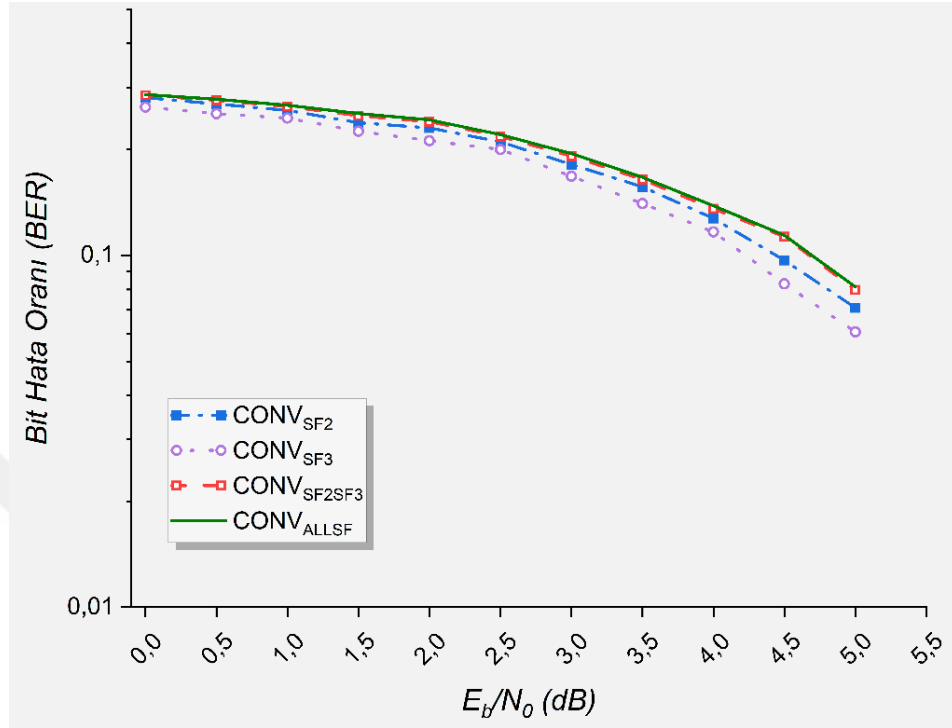


Şekil 6.13. ALLSF senaryosu ile alt-çerçeve 3 LDPC tekniğini karşılaştırılması

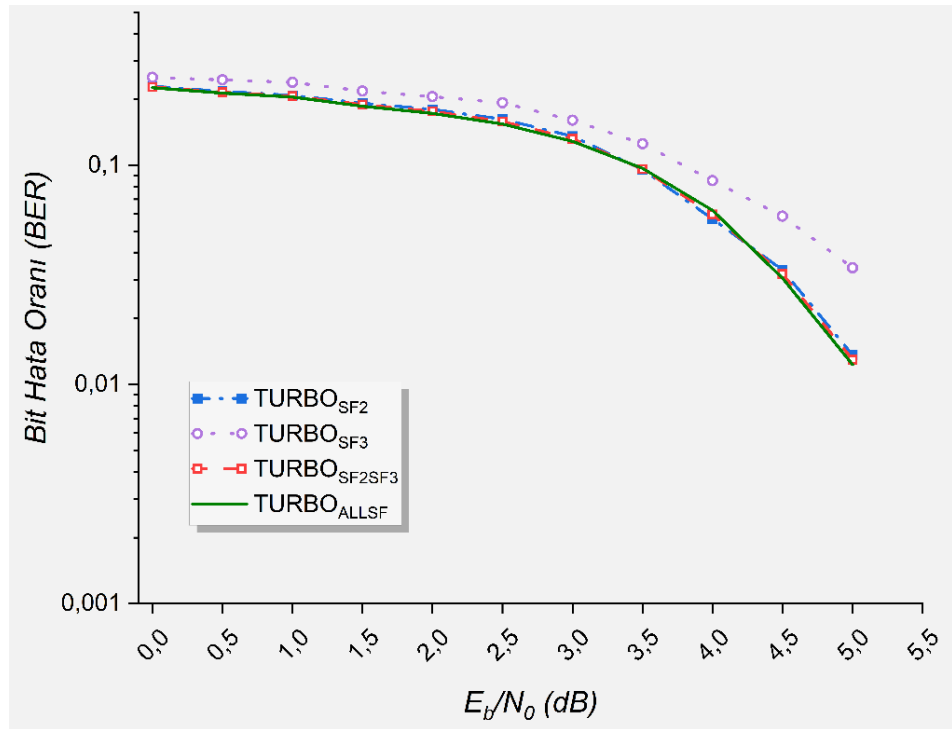
BER analizinin son bölümünde, beş farklı senaryo altında her bir kodlama yönteminin göstermiş olduğu başarımları ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Her bir kodlama yöntemine dayalı olarak beş farklı senaryo için elde edilen sonuçlar Şekil 6.14 ile Şekil 6.20 arasında verilmiştir. Beş farklı senaryo altında kodlama yöntemine dayalı gerçekleştirilen BER analizi sonuçları, bit uzunluğu arttıkça Konvolüsyonel, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin performansının nispi olarak kötüleştiğini yani gürültüye karşı dayanıklılığının azaldığını, buna karşın LDPC, Turbo, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} 'nin gürültüye karşı dayanıklılığının iyi olduğu diğer bir deyişle bit uzunluğu arttıkça daha iyi performans gösterdiğini işaret etmektedir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, yukarıda bahsedilen yöntemlerin kodlama ile çözümü karmaşıklığı ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Bu kapsamda, mevcut durumda alt-çerçeve 1, alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'te kullanılan yöntemlerin kodlama ve çözümü karmaşıklık seviyeleri yeni önerilecek kanal kodlama yöntemini belirlemek için bir referans olacaktır. Bu bölümde yapılan analiz beş farklı senaryo için ele alınmıştır. SF1, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF olmak üzere beş farklı senaryo için değerlendirilen

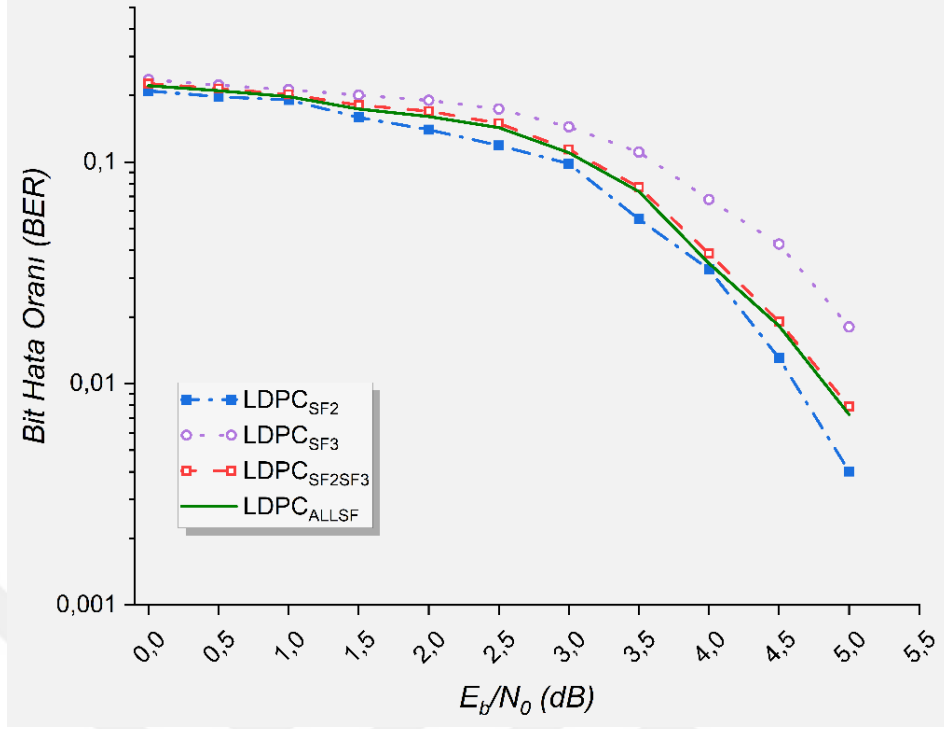
çeşitli FEC yöntemlerinin kodlama ve çözümü karmaşıklığı sırasıyla Şekil 6.21 ile Şekil 6.25 arasında verilmiştir.



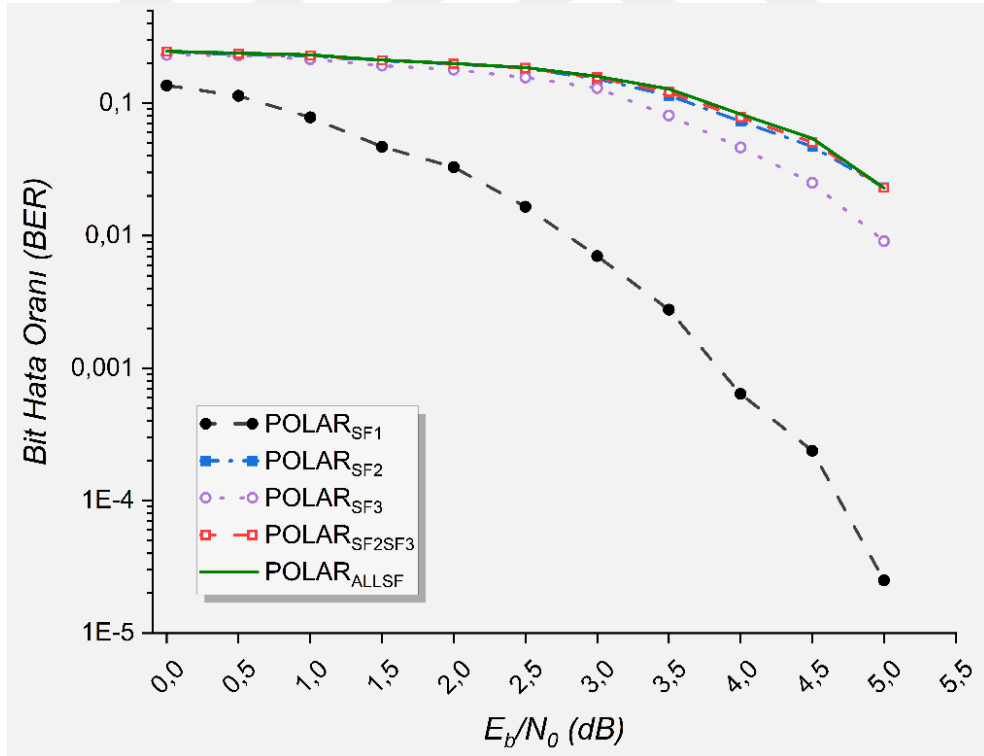
Şekil 6.14. Çeşitli senaryolar altında Konvolüsyonel kodlama performansı



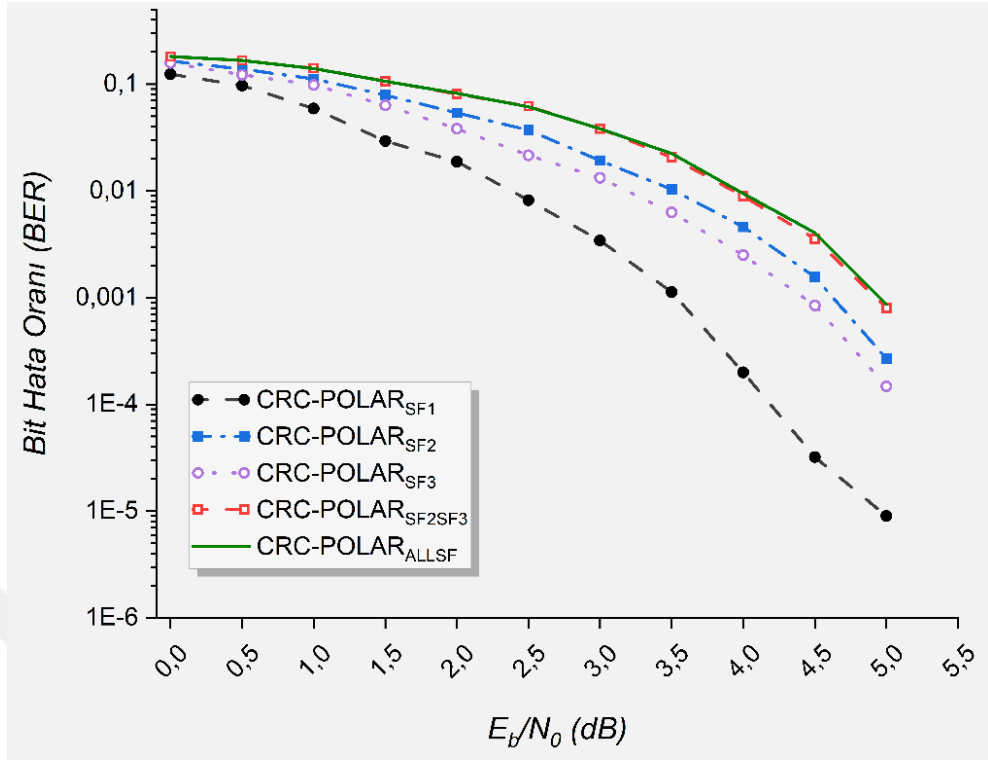
Şekil 6.15. Çeşitli senaryolar altında Turbo kodlama performansı



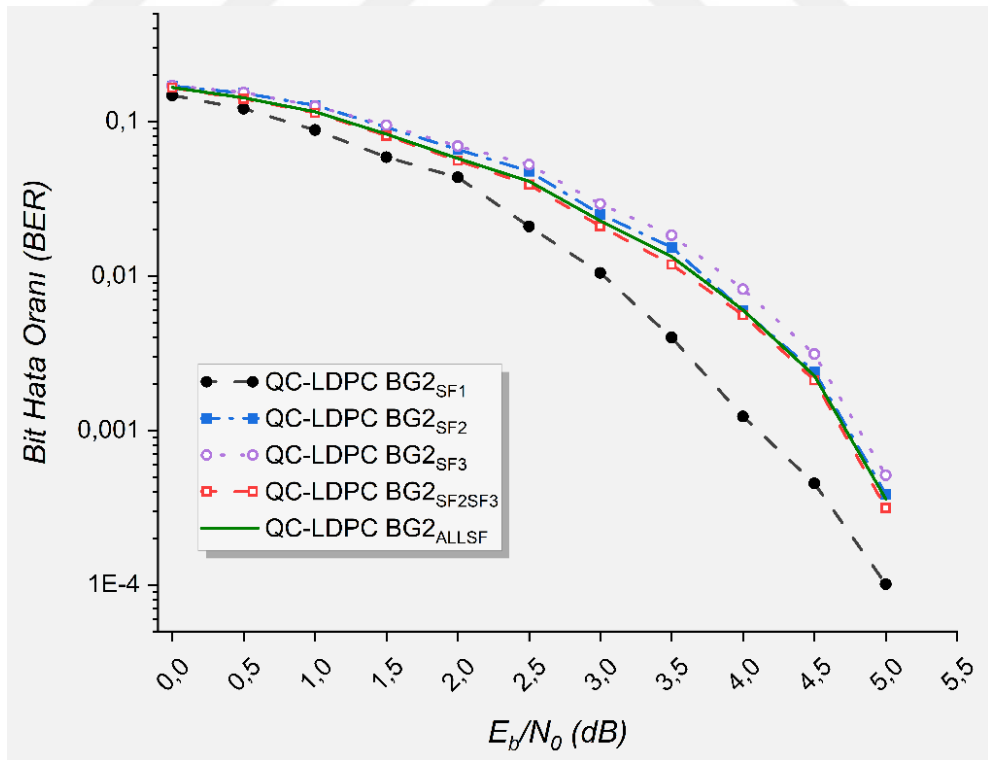
Şekil 6.16. Çeşitli senaryolar altında düzenli LDPC kodlama performansı



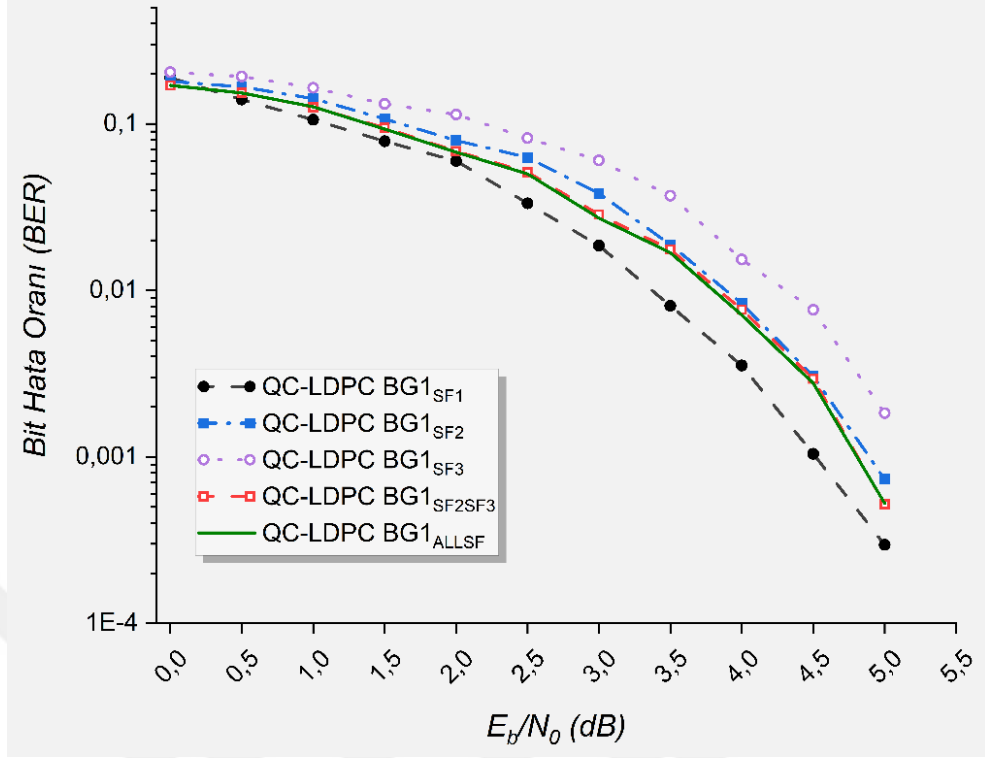
Şekil 6.17. Çeşitli senaryolar altında Polar kodlama performansı



Şekil 6.18. Çeşitli senaryolar altında CRC-Polar kodlama performansı



Şekil 6.19. Çeşitli senaryolar altında QC-LDPC_{BG2} 'nin performansı

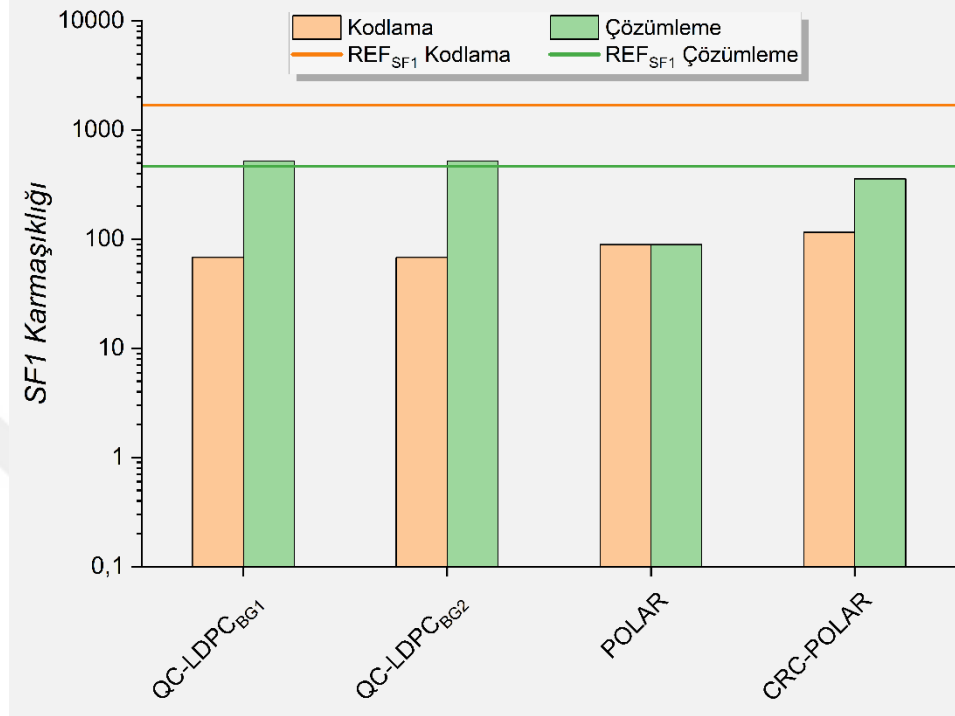


Şekil 6.20. Çeşitli senaryolar altında QC-LDPC_{BG1}'nin kodlama performansı

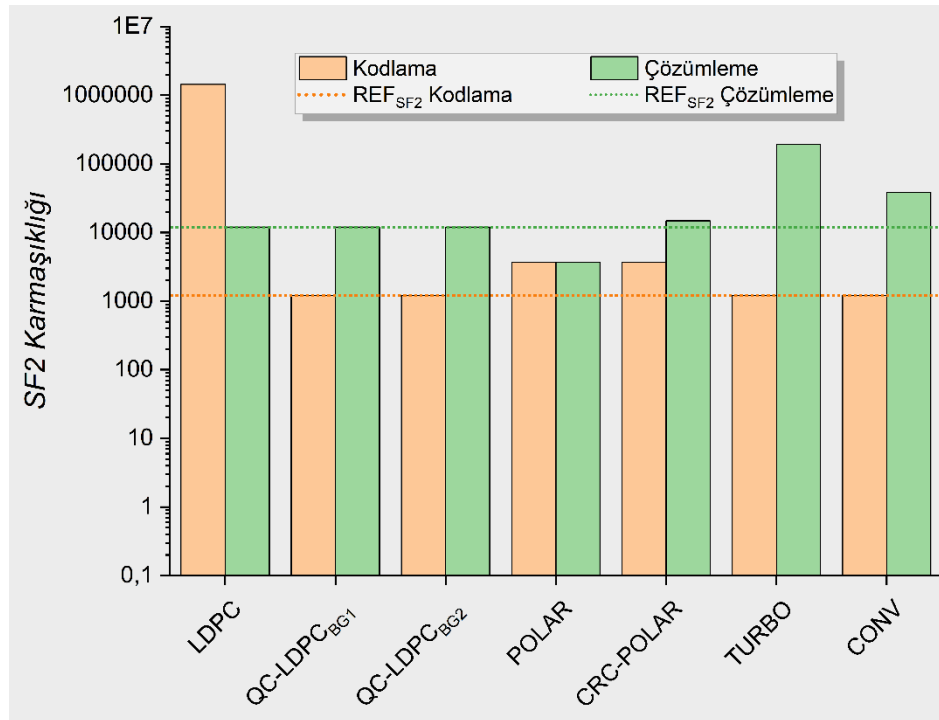
Şekil 6.21’de verilen SF1 senaryosu için gerçekleştirilen analiz sonucuna göre, önerilen QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin kodlama karmaşıklığı hâlihazırda sistemde kullanılan BCH yöntemine göre oldukça önemli bir iyileştirme sunmaktadır. Kodlama karmaşıklığı açısından BCH tekniği yerine söz konusu bu dört yöntem alternatif olarak düşünülebilir. SF1 senaryosunun çözümleme karmaşıklığı göz önünde bulundurulduğunda, Polar ve CRC-Polar yöntemleri daha düşük seviyelerde seyrederken, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri mevcut BCH yöntemi ile oldukça yakın sonuç vermektedir.

SF2 ve SF3 senaryoları için yapılan analiz değerlendirildiğinde, özellikle düzenli LDPC yönteminin kodlama karmaşıklığı referans alınan mevcut duruma kıyasla çok yüksek çıkmıştır. Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin karmaşıklığı bu referans değerinin biraz üzerinde olup, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Turbo, Konvolüsyonel kodlar için karmaşıklık referans olarak kullanılan mevcut duruma oldukça yakın seyretnmektedir. Çözümleme karmaşıklığı ele alındığında ise, Turbo ve Konvolüsyonel kod oldukça yüksek bir değere sahip iken, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar ve düzenli LDPC’nin mevcut yönteme yakın seviyelerde olduğu gözlemlenmiştir. Polar kodun

çözümleme karmaşıklığı, diğerlerinin aksine mevcut durumdan daha düşük düzeyde çıkmaktadır.



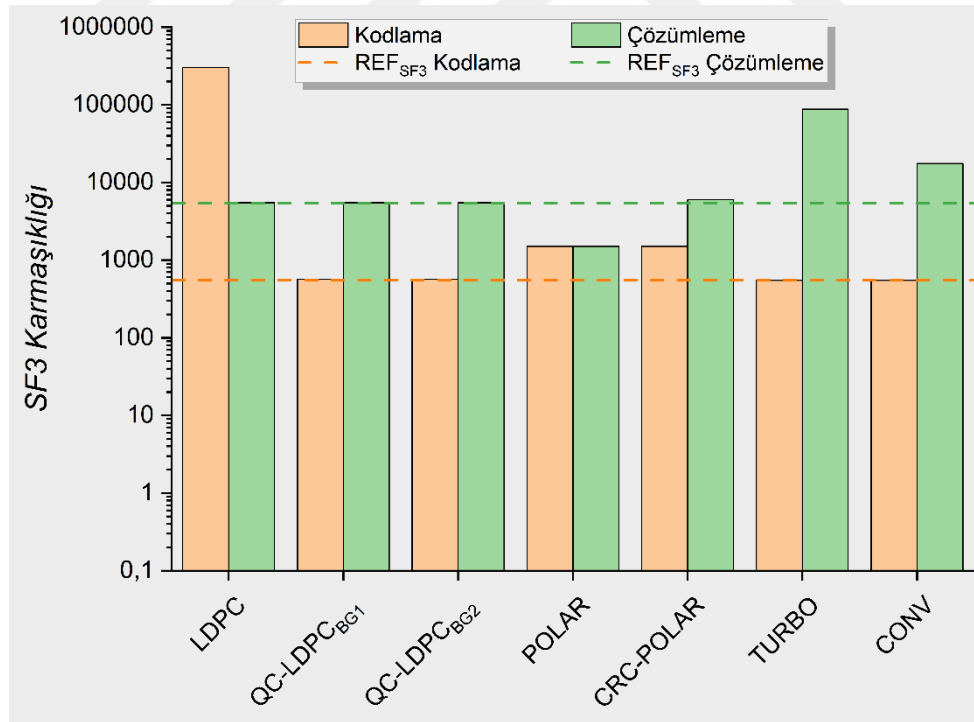
Şekil 6.21. Alt-çerçeve 1 (SF1) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı



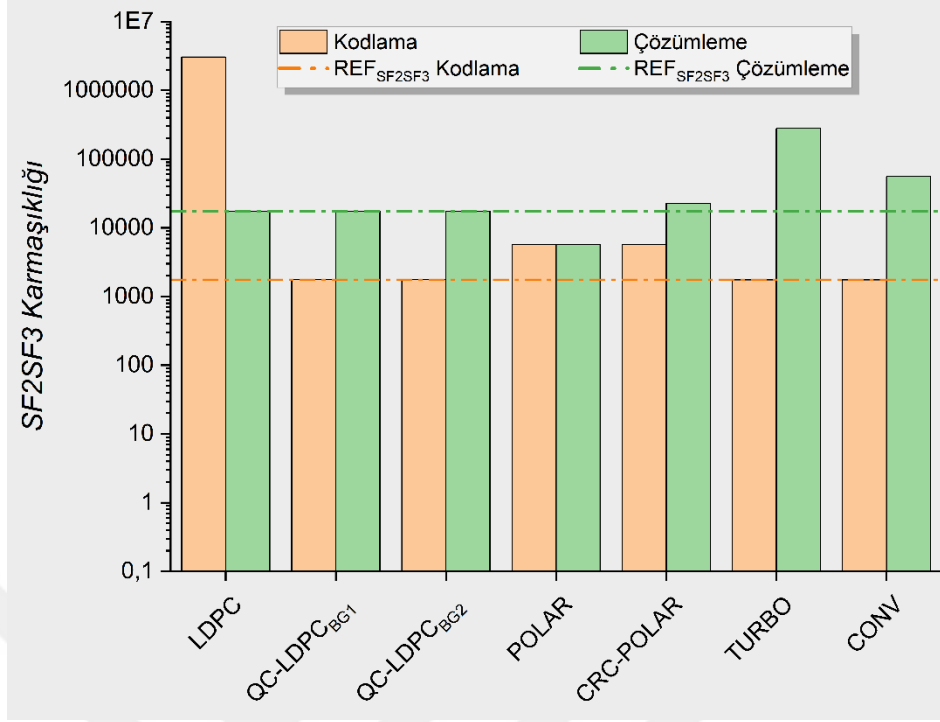
Şekil 6.22. Alt-çerçeve 2 (SF2) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı

Daha önceden de açıklandığı gibi, GPS CNAV-2 mesaj yapısı üç farklı alt-çerçeveden meydana gelmektedir. Ancak, bu çalışma kapsamında alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün birleşimini ifade eden SF2SF3 senaryosu ile alt-çerçeve 1, 2 ve 3'ü bütünsel olarak ele alan tek çerçeve yapısı ALLSF senaryosu içinde hata düzeltme yöntemlerinin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı analiz edilmiştir. Bu iki senaryonun sonuçlarını değerlendirmek ve elde edilen çıktıları karşılaştırmak için faydalanılacak doğrudan bir referans yoktur. Bu durumun üstesinden gelmek için alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün sonuçları toplanarak SF2SF3 senaryosunun referans değeri, alt-çerçeve 1, 2 ve 3'ün sonuçları toplanarak ALLSF senaryosunun referans değeri belirlenmiştir.

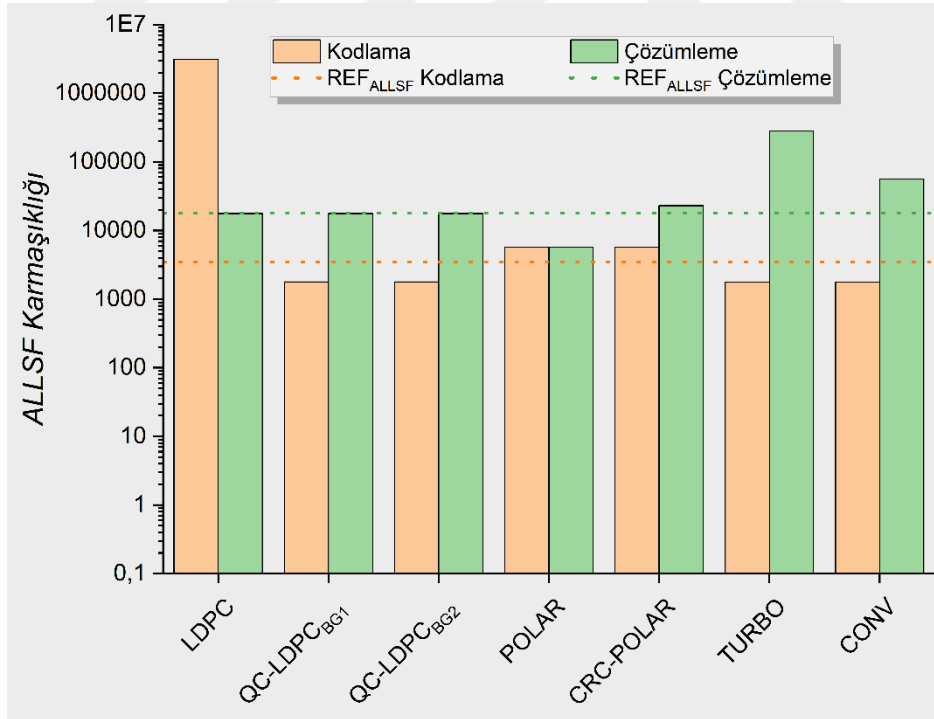
SF2SF3 ve ALLSF senaryolarında özellikle düzenli LDPC yönteminin kodlama karmaşıklığı referans değere kıyasla çok fazla çıkmış olup, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin performansı bu referans değerinin biraz üzerinde seyretmektedir. Buna karşın, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Turbo, Konvolüsyonel kodlar referans olarak kullanılan mevcut duruma oldukça yakın sonuçlar vermektedir.



Şekil 6.23. Alt-çerçeve 3 (SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı

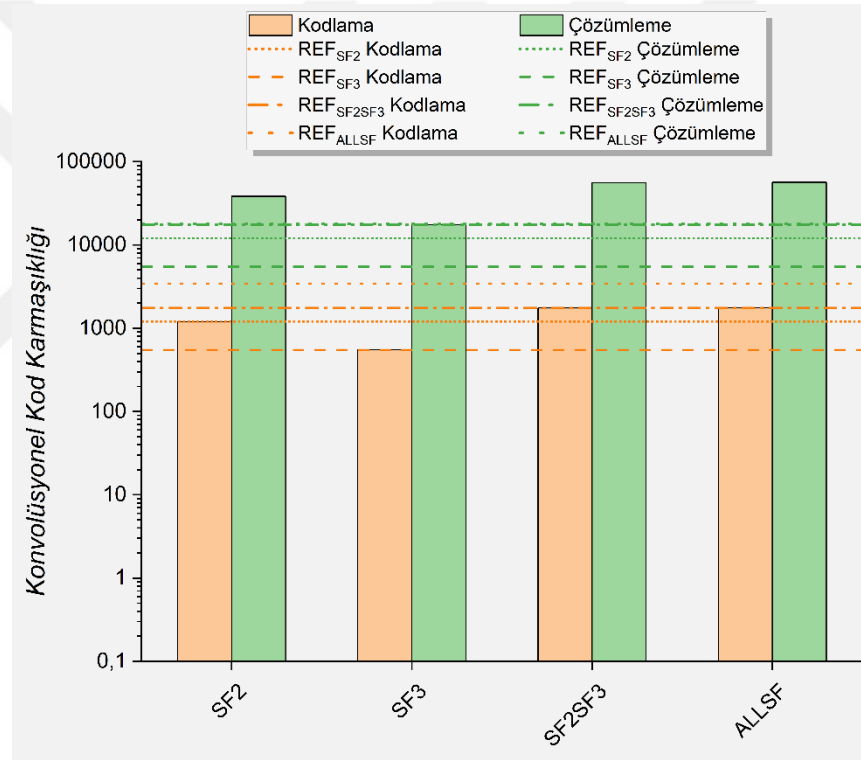


Şekil 6.24. Alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleşim (SF2SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı



Şekil 6.25. Tek çerçeve (ALLSF) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme karmaşıklığı

Çözümleme karmaşıklığı açısından, Turbo ve Konvolüsyonel kod oldukça yüksek bir değere sahip iken, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar ve düzenli LDPC'nin mevcut yöntemle yakın bir değere sahip olduğu bulunmuştur. Polar kod, mevcut durumun çözümleme karmaşıklığından çok daha düşük değerlerde performans ortaya koymaktadır. Yapılan kapsamlı analizden sonra, her bir kodlama yöntemine dayalı olarak beş farklı senaryo için elde edilen kodlama ve çözümleme karmaşıklığı değişimi Şekil 6.26 ile Şekil 6.32 arasında verilmiştir. Şekil 6.26 ile Şekil 6.32 arasında verilen sonuçlardan her bir yöntemin bit uzunluğuna bağlı değişimi net olarak anlaşılamamaktadır. Bu değişimi somut bir şekilde ortaya koymak için Tablo 5.1'de verilen matematiksel ifadelerden faydalanmak oldukça önemlidir.

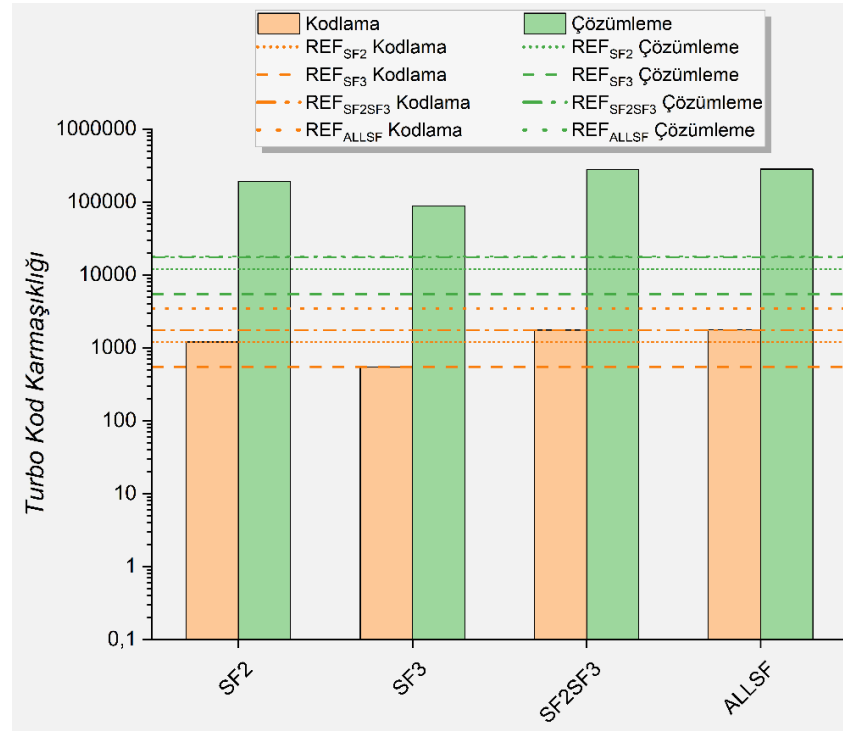


Şekil 6.26. Konvolüsyonel tekniği için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi

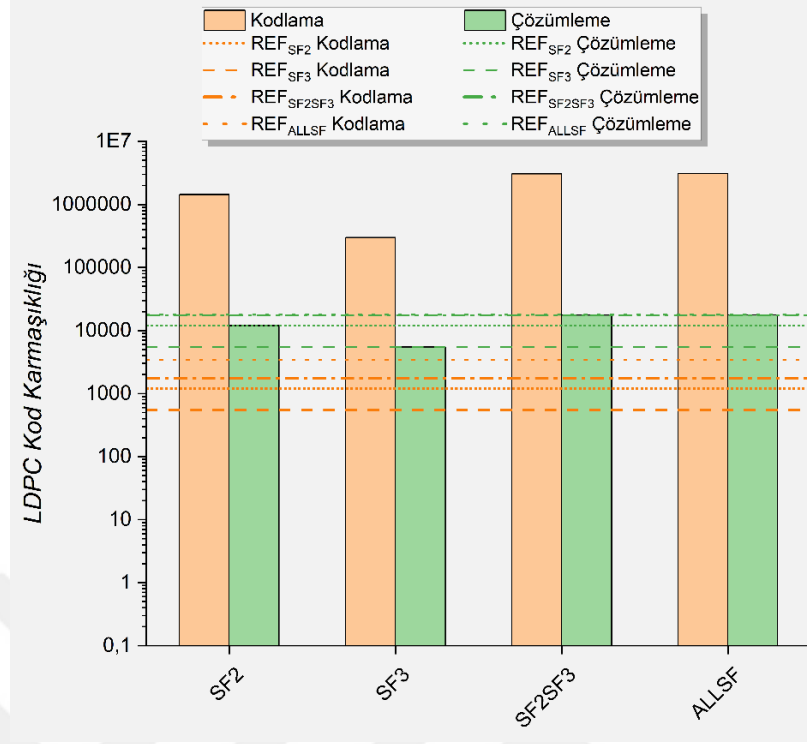
Alt-çerçeve 1'de kullanılan BCH yöntemi için kodlama ve çözümleme karmaşıklığı sırasıyla logaritmik ve doğrusal olarak değişiklik göstermektedir. Alt-çerçeve 2 ve 3'te kullanılan LDPC yöntemi için ise kodlama ve çözümleme karmaşıklığı doğrusal olarak değişmektedir. Buna göre, Konvolüsyonel, Turbo, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} için kodlama karmaşıklığı doğrusal olarak değişiklik gösterirken, Polar ve CRC-Polar için logaritmik bir değişim söz konusudur. Bu durum düzenli LDPC yöntemi için karesel olarak değişmektedir. Çözümleme karmaşıklığı, Konvolüsyonel ve Turbo için üstel bir

değişim, Polar ve CRC-Polar için logaritmik bir değişim, düzenli LDPC, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} için doğrusal bir değişim sergilemektedir.

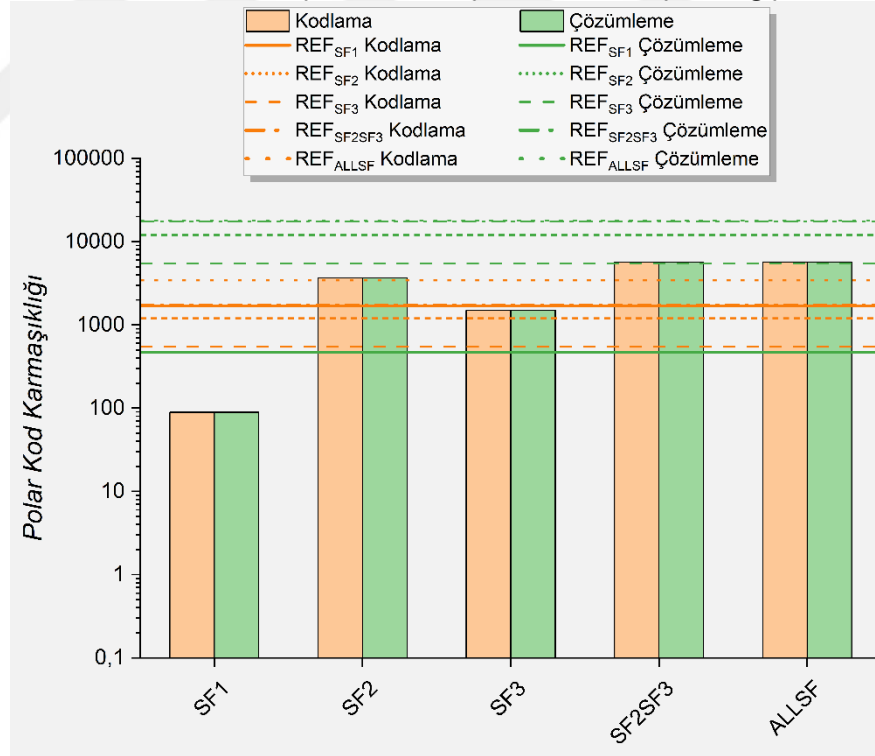
Kodlama karmaşıklığı açısından, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları incelendiğinde Konvolüsyonel ve Turbo kod mevcut duruma oldukça yakın performans ortaya koymaktadır. Düzenli LDPC için kodlama karmaşıklığı her durum için oldukça yüksek çıkmaktadır. Bu durum karmaşıklığın karesel olarak değişmesinden kaynaklanmaktadır. Polar ve CRC-Polar'ın kodlama karmaşıklığı, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları için mevcut durumun üzerinde çıkmaktadır. Bu durum, kodlama karmaşıklığının logaritmik değişiminden kaynaklanmaktadır. QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2}, SF1 için referans değerden daha düşük değerlerde seyrederken, diğer durumlarda yani SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarında referans değere oldukça yakın sonuçlar vermektedir. Benzer şekilde çözümleme karmaşıklığı değerlendirildiğinde, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları incelendiğinde Konvolüsyonel ve Turbo kod mevcut durumun üzerine çıkmaktadır. Düzenli LDPC için çözümleme karmaşıklığı mevcut duruma yakın seyretmektedir. Bu durum karmaşıklığın doğrusal değişiminden kaynaklanmaktadır. Polar kod için tüm senaryolarda çözümleme karmaşıklığı referans değerinin altında çıkmaktadır.



Şekil 6.27. Turbo yöntemi için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi



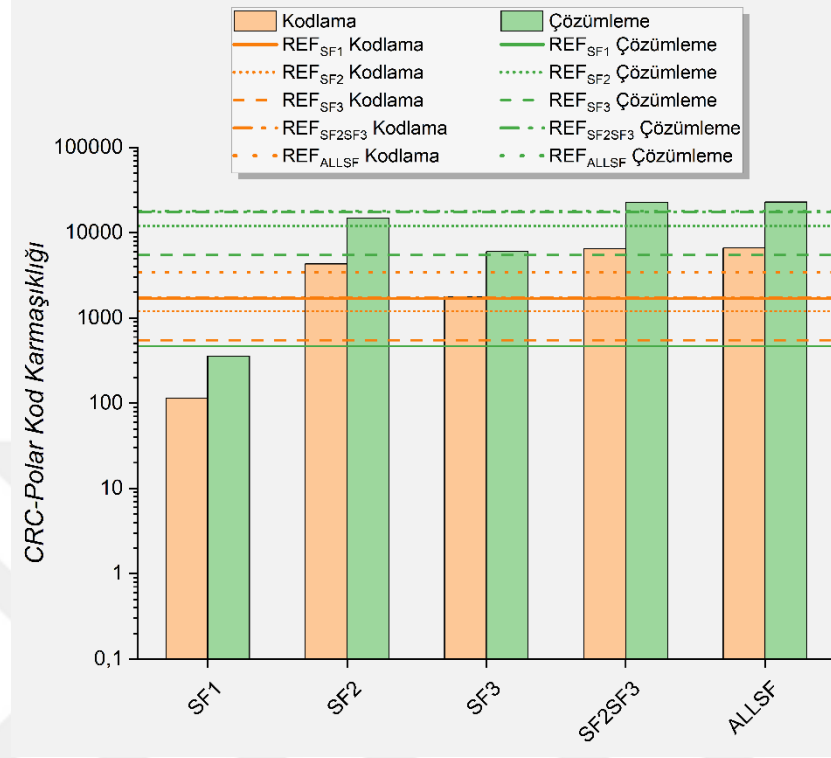
Şekil 6.28. Düzenli LDPC için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi



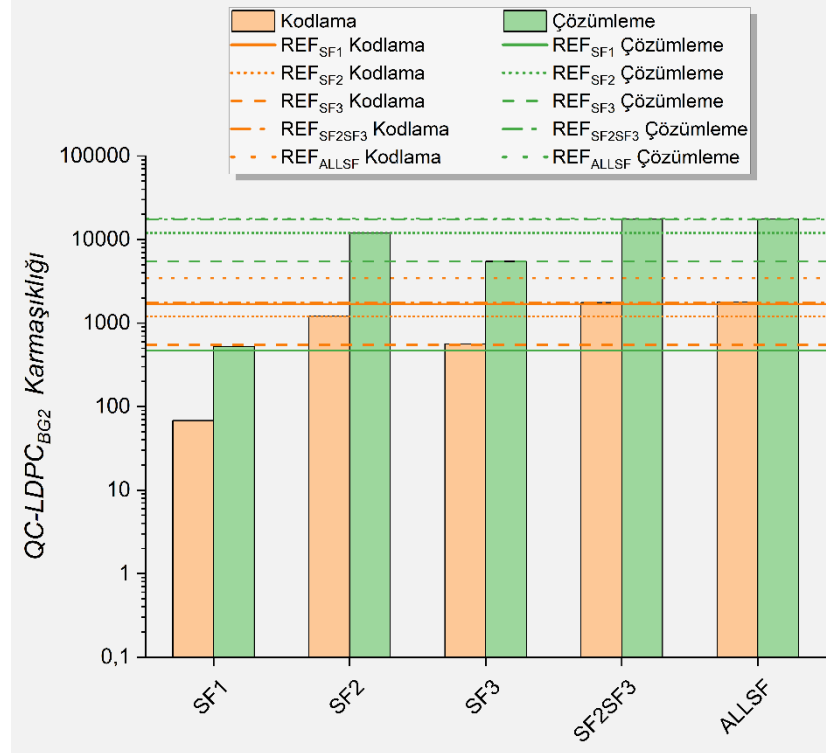
Şekil 6.29. Polar için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi

CRC-Polar için SF1 senaryosunda elde edilen karmaşıklık referans değerden düşük iken, diğer durumlarda mevcut duruma benzer sonuçlar elde edilmiştir. QC-LDPC_{BG1} ve

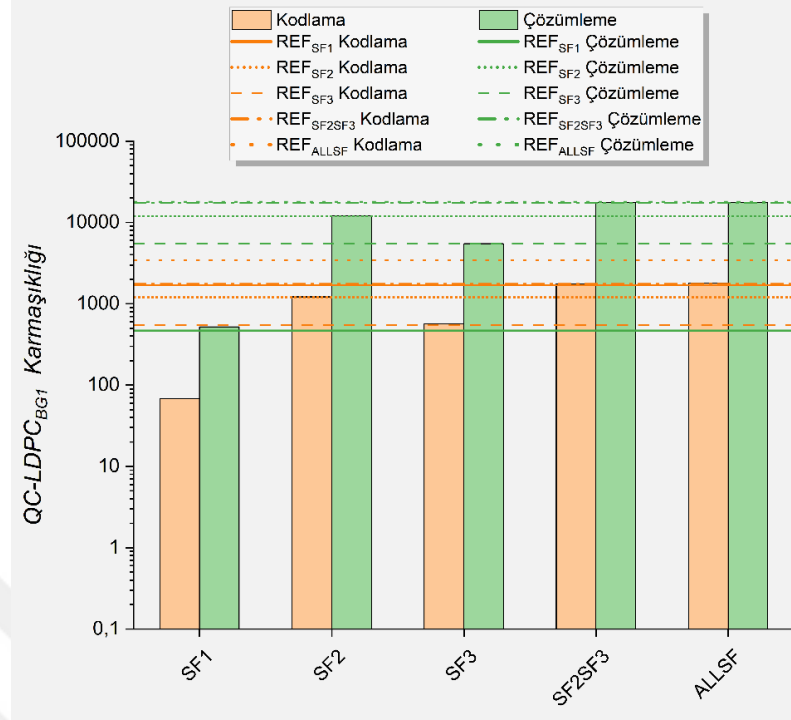
QC-LDPC_{BG2} için çözümleme karmaşıklığı SF1, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarının tamamında referans değere oldukça yakındır.



Şekil 6.30. CRC-Polar için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi



Şekil 6.31. QC-LDPC_{BG2} için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi

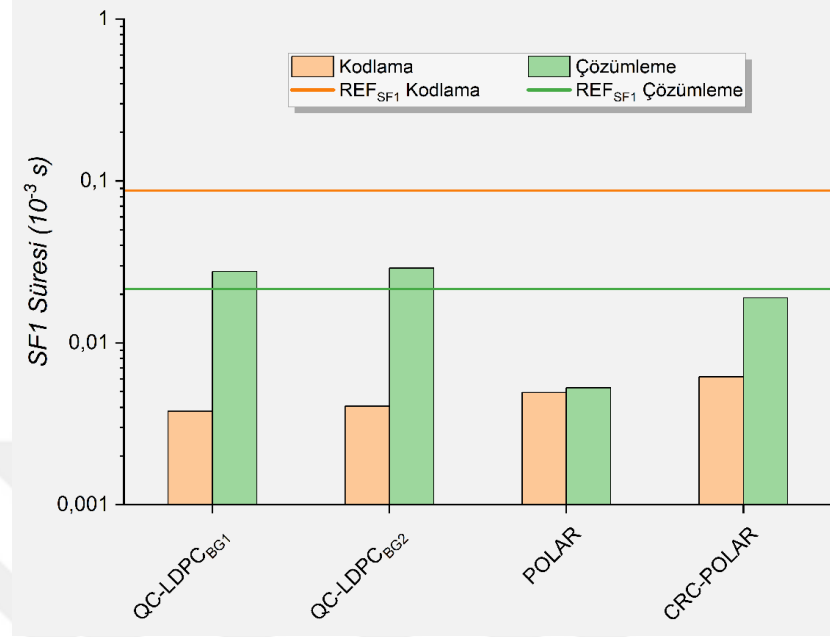


Şekil 6.32. QC-LDPC_{BG1} için kodlama ve çözümleme karmaşıklık değişimi

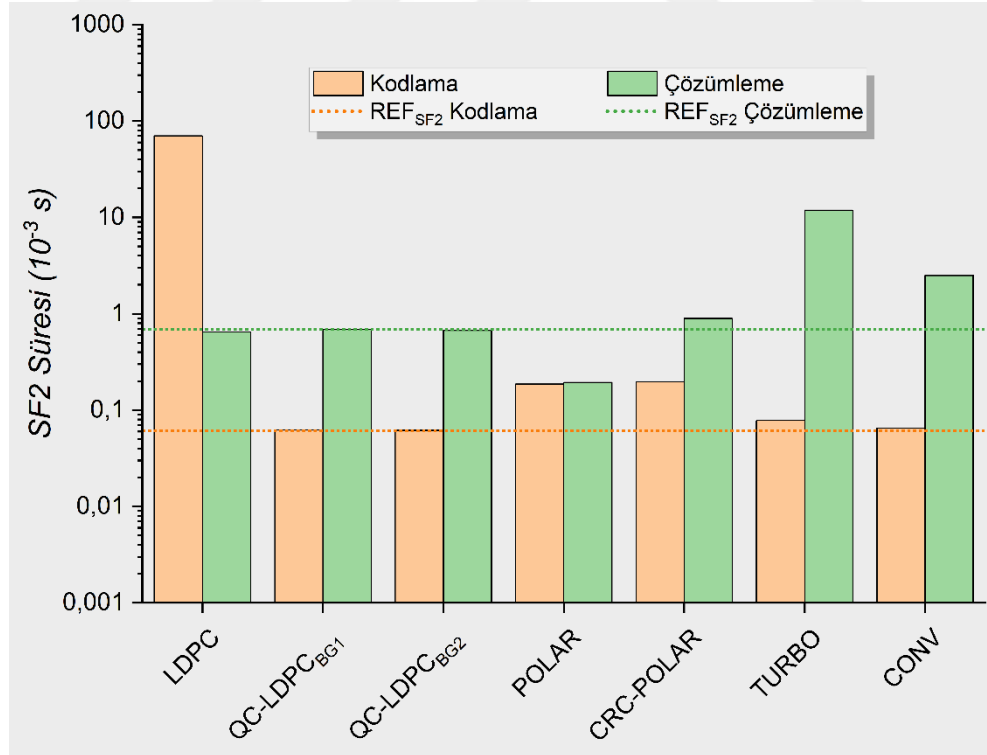
Çalışmanın üçüncü bölümünde, FEC tekniklerinin kodlama ve çözümleme süreleri ele alınmıştır. Kodlama ve çözümleme süresinin analizi, bir önceki adımda gerçekleştirilen karmaşıklık analizinin sonuçlarını, oluşturulan simülasyon model ve teorik hesaplamaların doğrulamasını yapmak için gerçekleştirilmiştir. Teorik olarak hesaplanan karmaşıklığın uygulanan simülasyon modelindeki süresi değerlendirilmiş ve karmaşıklık derecesi ile karşılık gelen süre arasındaki tutarlılık kontrol edilerek çalışma sonuçlarının güvenilirliği doğrulanmıştır. Bu doğrultuda, mevcut durumda alt-çerçeve 1, alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'te kullanılan yöntemlerin kodlama ve çözümleme süreleri, yeni önerilecek kanal kodlama yöntemini belirlemek için bir referans olacaktır. SF1, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF olmak üzere beş farklı senaryo için değerlendirilen çeşitli kanal FEC yöntemlerinin kodlama ve çözümleme süreleri sırasıyla Şekil 6.33 ile Şekil 6.37 arasında verilmiştir.

Şekil 6.33'te verilen SF1 senaryosu için gerçekleştirilen analiz sonucuna göre, önerilen QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin kodlama süresi mevcut yapıda kullanılan BCH yöntemine göre oldukça önemli bir iyileştirme sunmaktadır. Kodlama süresi bakımından BCH tekniği yerine söz konusu bu dört yöntem iyi bir seçim olarak düşünülebilir. SF1 senaryosunu göz önünde bulundurulduğunda,

Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin çözümü süresi daha düşük iken, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri mevcut BCH yöntemi ile oldukça yakın sürelerle sahiptir.

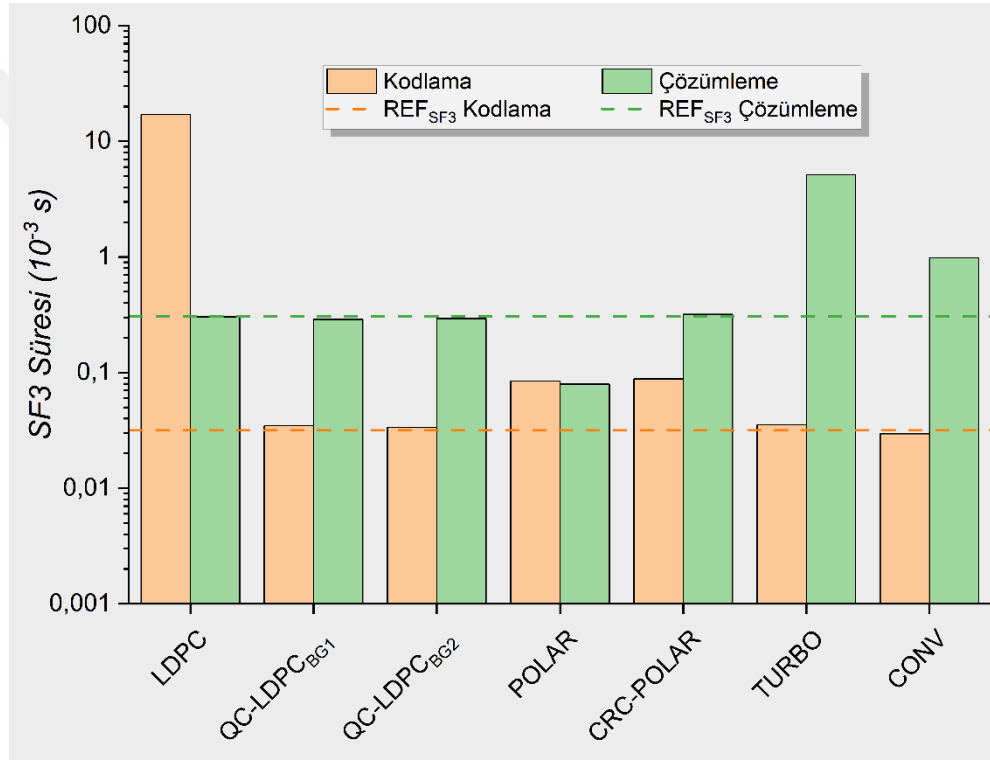


Şekil 6.33. Alt-çerçeve 1 (SF1) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümü süresi



Şekil 6.34. Alt-çerçeve 2 (SF2) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümü süresi

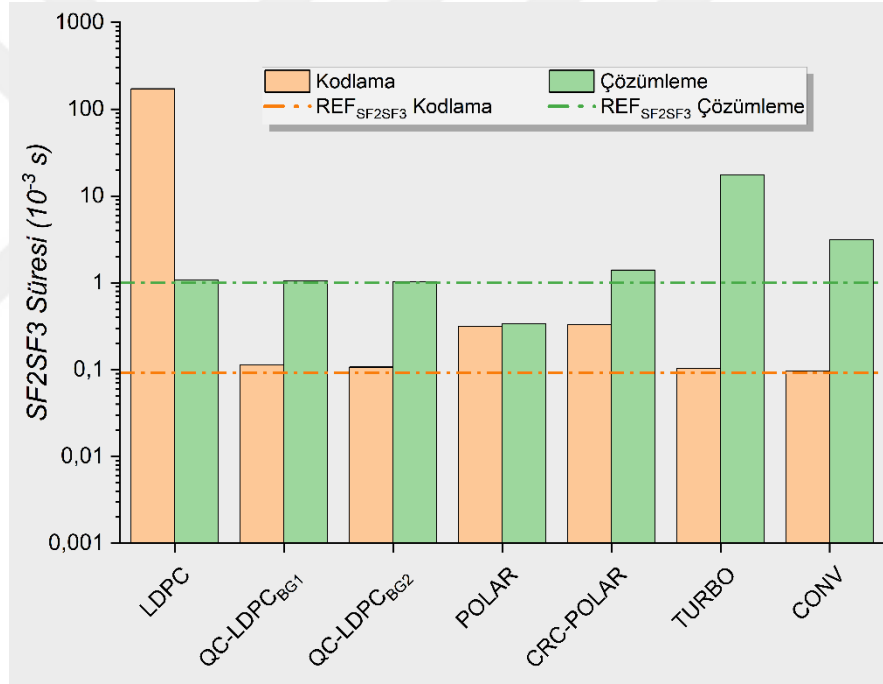
SF2 ve SF3 senaryoları için yapılan analiz incelendiğinde, özellikle düzenli LDPC yönteminin kodlama süresi referans değere kıyasla çok yüksek elde edilmiştir. Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin kodlama süresi bu referans değerinin biraz üzerinde olup, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Turbo, Konvolüsyonel kod referans olarak kullanılan mevcut duruma oldukça yakın sürelerle sahiptir. Çözümleme süresi dikkate alındığında, Turbo ve Konvolüsyonel kod oldukça yüksek bir süreye sahip iken, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar ve düzenli LDPC için mevcut yöntemle yakın sonuçlar elde edilmiştir. Polar kod, dikkat çekici şekilde diğerlerinin aksine mevcut duruma göre çözümleme süresi açısından çok daha düşük seviyelerde davranış sergilemektedir.



Şekil 6.35. Alt-çerçeve 3 (SF3) senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi

SF2SF3 senaryosu ile ALLSF senaryosu için hata düzeltme yöntemlerinin kodlama ve çözümleme süresi detaylı olarak analiz edilmiştir. Bu iki senaryonun sonuçlarını değerlendirmek ve elde edilen çıktıları karşılaştırmak için faydalanılacak doğrudan bir referans yoktur. Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3'ün sonuçları toplanarak SF2SF3 senaryosu için referans değer, alt-çerçeve 1, 2 ve 3'ün sonuçları toplanarak ALLSF senaryosu için referans değer belirlenmiştir.

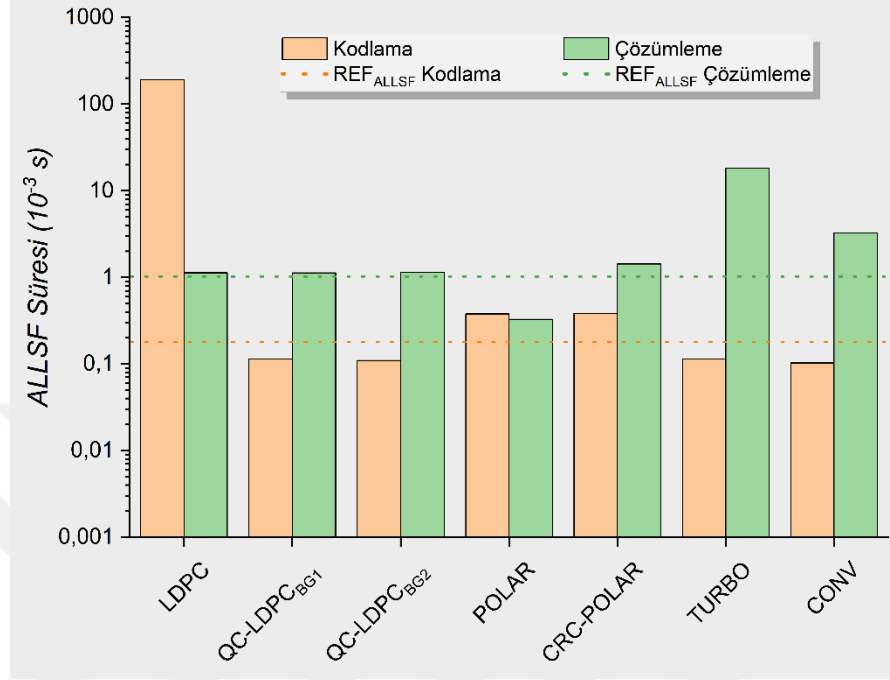
SF2SF3 ve ALLSF senaryolarında özellikle düzenli LDPC yönteminin kodlama süresi referans değere kıyasla çok fazla çıkmış olup, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin süresi bu referans değerinin biraz üzerindedir. Buna karşın, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Turbo, Konvolüsyonel kod referans olarak kullanılan mevcut duruma oldukça yakın kodlama süresine sahiptir. Çözümleme süresi açısından, Turbo ve Konvolüsyonel kod oldukça yüksek bir değere sahip iken, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar ve düzenli LDPC'nin mevcut yöntemle yakın çözümleme süresine sahip olduğu gözlenmiştir. Polar kodun çözümleme süresi, mevcut duruma kıyasla çok daha düşüktür. Bu detaylı analizden sonra, her bir kodlama yöntemine dayalı olarak beş farklı senaryo için elde edilen kodlama ve çözümleme sürelerinin değişimi Şekil 6.38 ile Şekil 6.44 arasında verilmiştir.



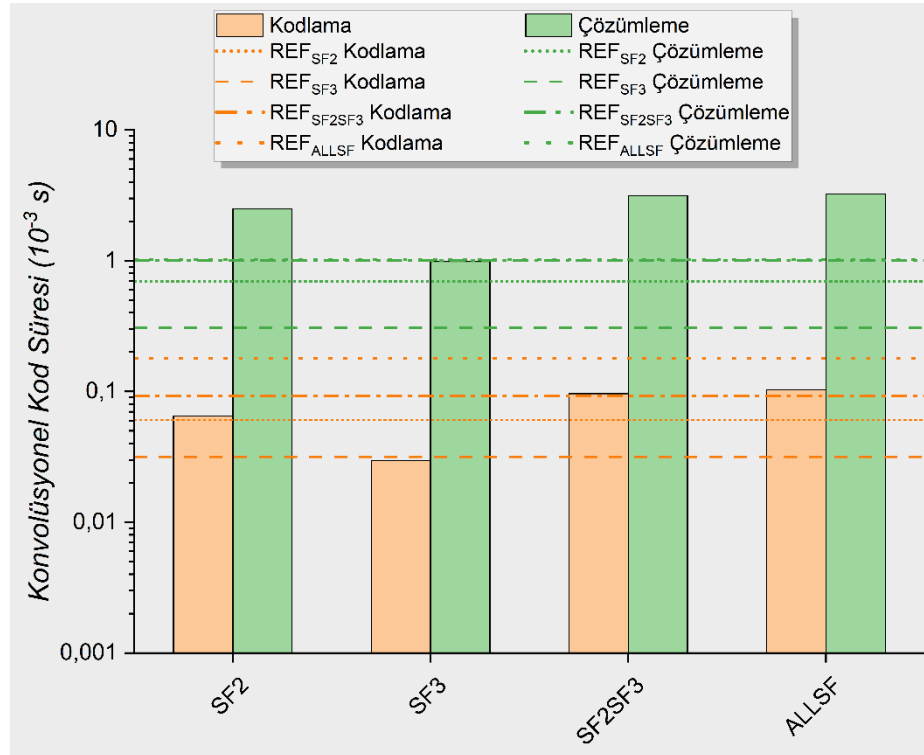
Şekil 6.36. SF2SF3 senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi

Kodlama süresi açısından, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları incelendiğinde Konvolüsyonel ve Turbo kod mevcut duruma yakın bir sürede gerekli işlemleri tamamlamaktadır. Düzenli LDPC için kodlama süresi bütün durumlar için çok yüksek seviyelere çıkmaktadır. Polar ve CRC-Polar, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarında kodlama süresi referans değerinin üzerine çıkmaktadır. QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2}, SF1 için referans değerden daha düşük değerlerde seyrederken, diğer durumlarda yani

SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarında referans değere yakın sürelerle ihtiyaç duymaktadır.

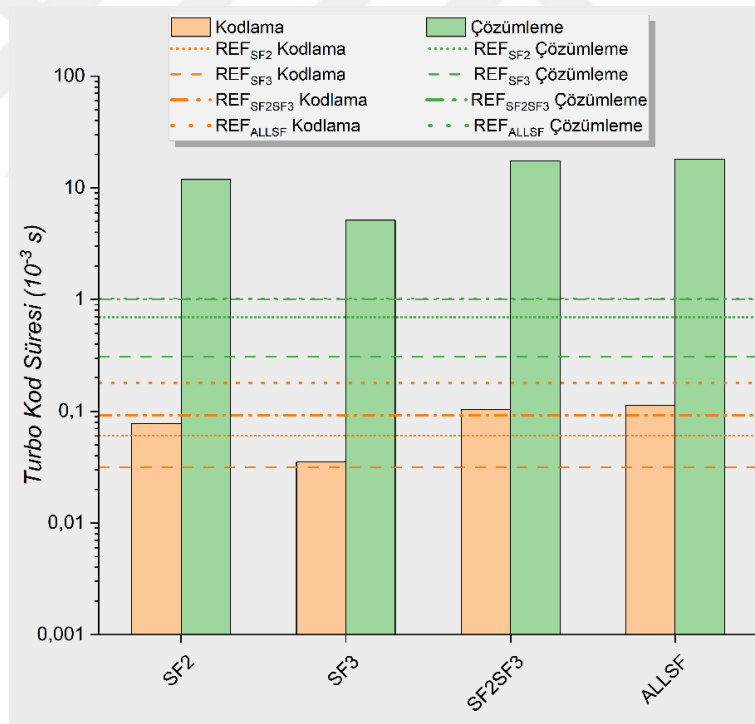


Şekil 6.37. ALLSF senaryosu için önerilen yöntemlerin kodlama ve çözümleme süresi



Şekil 6.38. Konvolüsyonel yöntemin kodlama ve çözümleme süresi değişimi

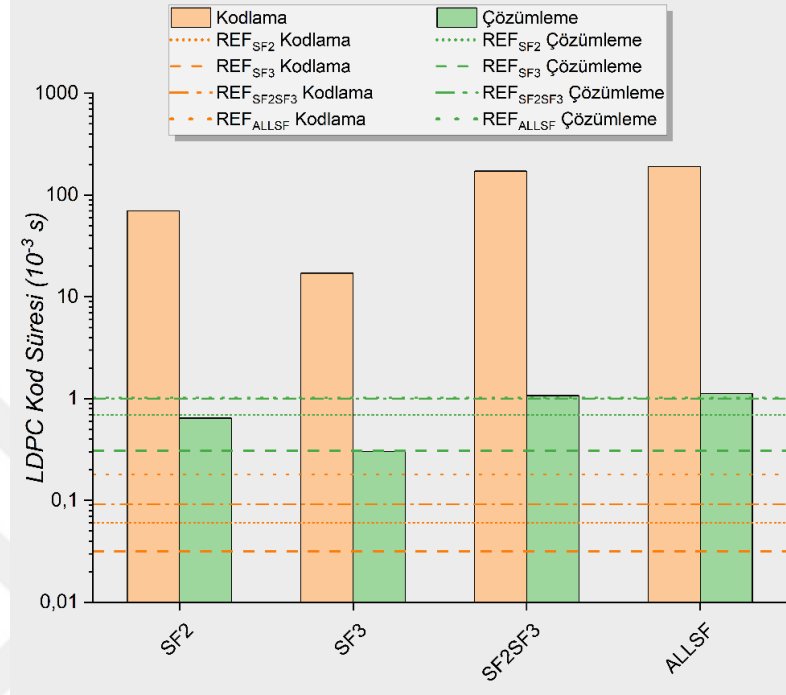
Düzenli LDPC için çözümleme süresi halihazırdaki duruma yakın seyrederken, Polar kod için tüm senaryolarda çözümleme süresi referans değerin altında çıkmaktadır. Çözümleme süresi ele alınırsa, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları incelendiğinde Konvolüsyonel ve Turbo kod mevcut durumun oldukça üzerinde sürelerle sahip olmaktadır. SF1 senaryosunda CRC-Polar için elde edilen kodlama süresi referans değerden düşük iken, diğer durumlarda mevcut duruma yakın seviyelerdedir. QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} için çözümleme süresi SF1, SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryolarının tamamında referans değere oldukça yakın seyretmektedir. Görüldüğü üzere, kodlama ve çözümleme sürelerinden elde edilen sonuçlar ile karmaşıklık analizinden elde edilen sonuçlar birbiri ile uyumlu sonuçlar vermektedir. Sonuçta, karmaşıklık düzeyinin artmasının buna karşılık gelen sürenin de artması anlamına geldiği ve oluşturulan simülasyon model ile teorik hesaplama arasındaki tutarlılık yapılan bu iki karşılaştırmalı analiz sonuçları ile doğrulanmıştır.



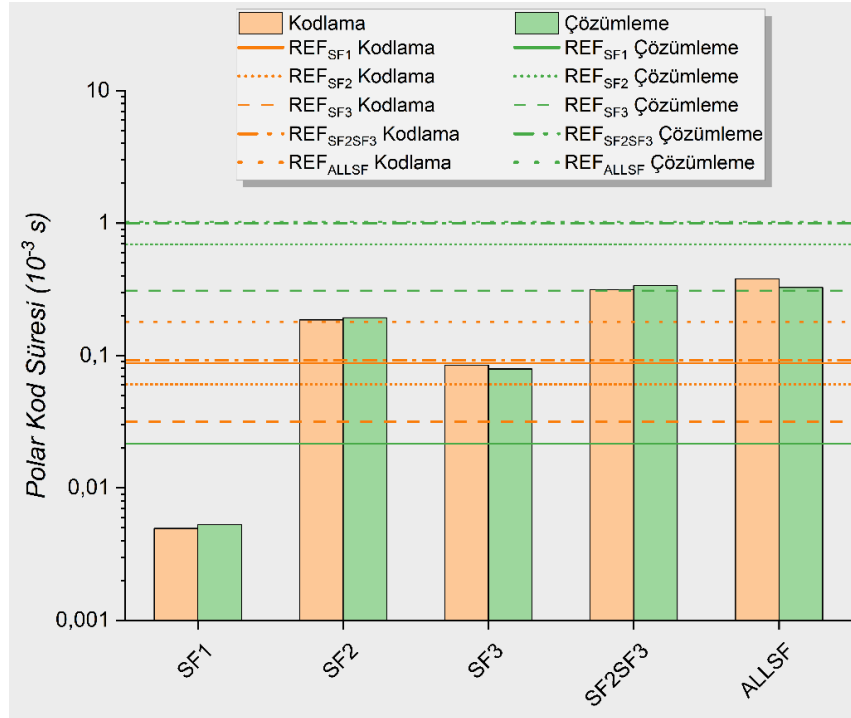
Şekil 6.39. Turbo için kodlama ve çözümleme süresi değişimi

Çalışma kapsamında gerçekleştirilen analizlerden anlaşılacağı üzere, CRC-Polar, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri düşük kodlama karmaşıklığı-süresi, düşük çözümleme karmaşıklığı-süresi ve yüksek BER performansı ile oldukça dikkate çekici yöntemler olarak karşımıza çıkmaktadır. Ancak, CNAV-2 mesajının mevcut durumda

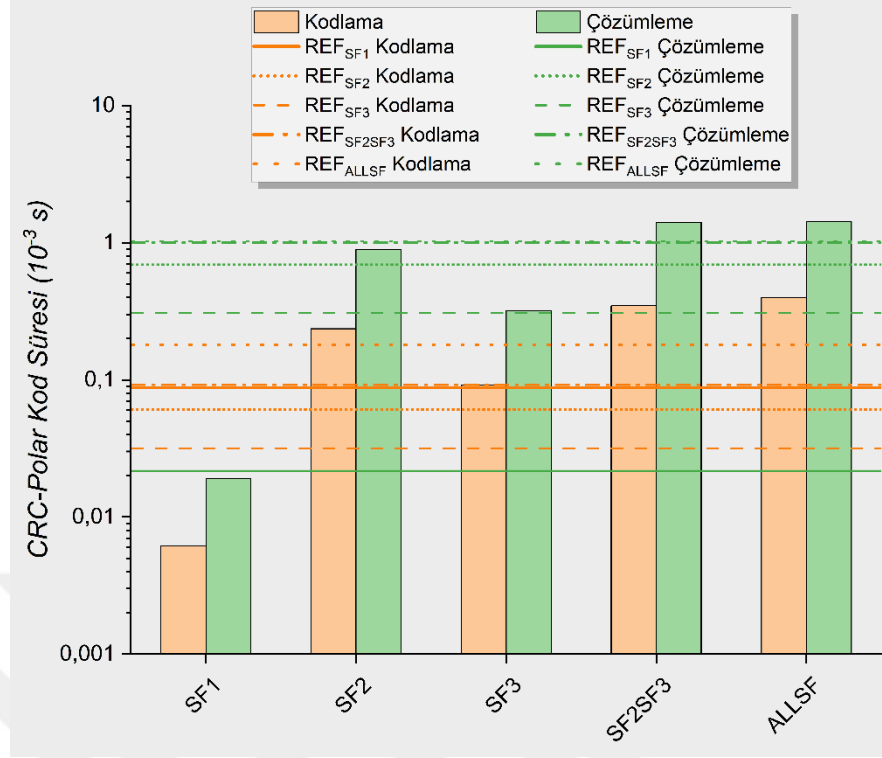
sergilediği performanstan çok daha iyi başarımlar gösteren CRC-Polar yönteminin kullanılması seyrüsefer mesajının gürültüye karşı dayanıklılığını önemli ölçüde artıracaktır.



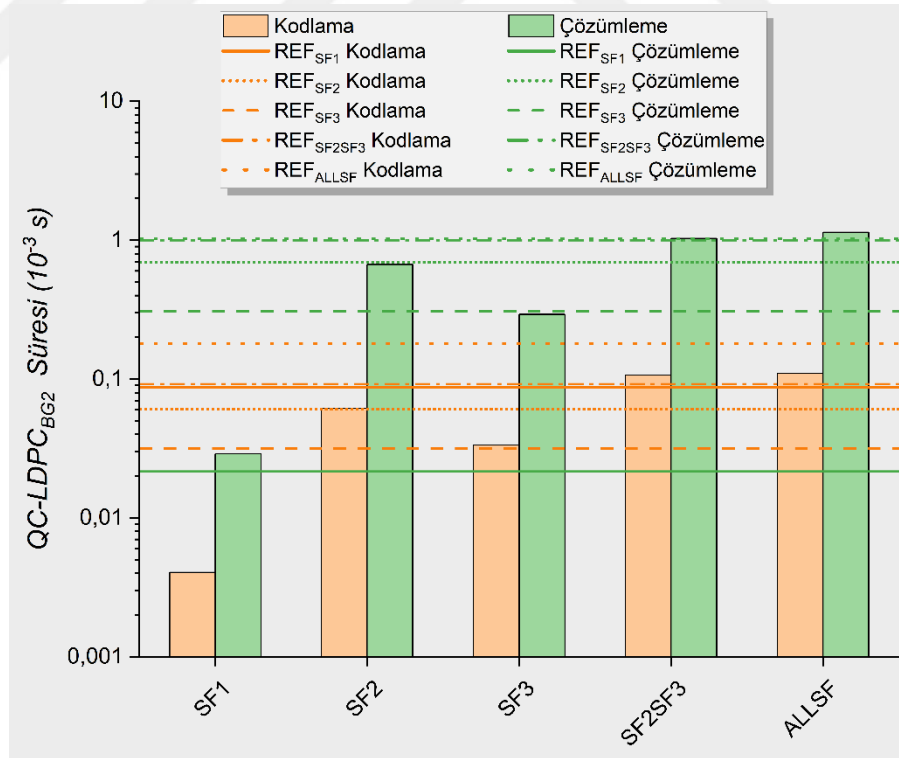
Şekil 6.40. Düzenli LDPC için kodlama ve çözümleme süresi değişimi



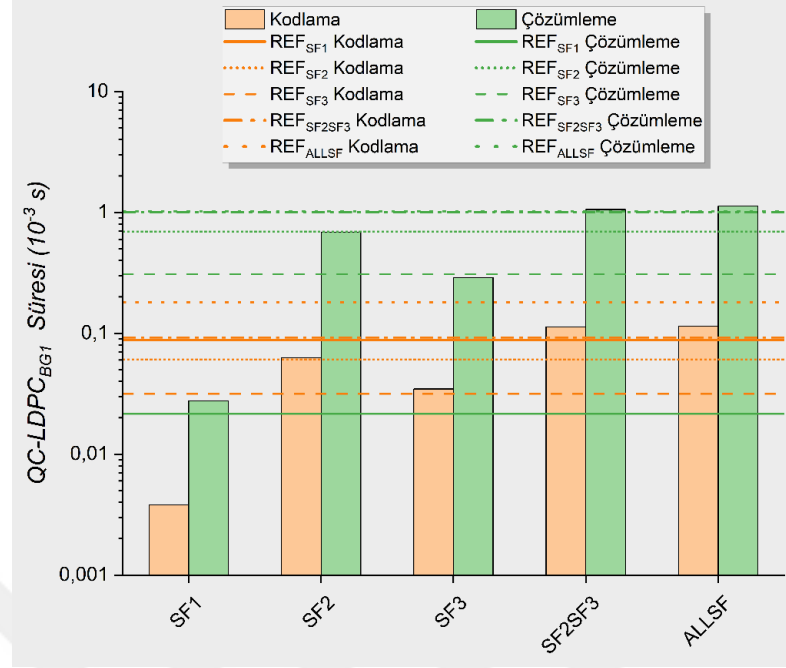
Şekil 6.41. Polar için kodlama ve çözümleme süresi değişimi



Şekil 6.42. CRC-Polar için kodlama ve çözümleme süresi değişimi

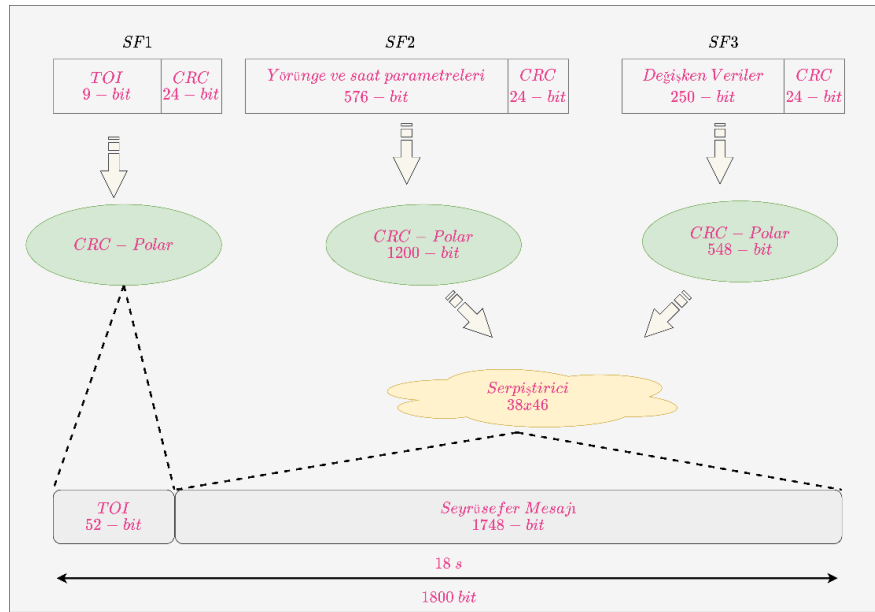


Şekil 6.43. QC-LDPC_{BG2} için kodlama ve çözümleme süresi değişimi



Şekil 6.44. QC-LDPC_{BGI} için kodlama ve çözümleme süresi değişimi

CRC-Polar yönteminin uygulanması sonucunda alt-çerçeve 1 için 10^{-3} BER oranında 0.9 dB, 10^{-2} BER oranında alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3 için 0.72 dB 1.63 dB' lik bir kazanç sağlanmaktadır. Bu durumda, CNAV-2 mesajını değiştirmeden sadece performansını iyileştirmeye yönelik her alt-çerçeve de oldukça iyi bir performans sergileyen CRC-Polar yönteminin kullanılması sonucu elde edilen CNAV-2 mesaj yapısı Şekil 6.45'te verilmiştir.



Şekil 6.45. Performansı iyileştirmeye yönelik önerilen CNAV-2 mesajı

Şekil 6.45'te verilen yapının kullanılması durumunda CNAV-2 mesajında kodlama yönteminin değiştirilmesi haricinde başka herhangi bir değişikliğe ihtiyaç duyulmamaktadır. Performansını iyileştirmeye yönelik yapılan bu önerinin mevcut sisteme entegrasyonu oldukça kolay ve düşük maliyetlidir.

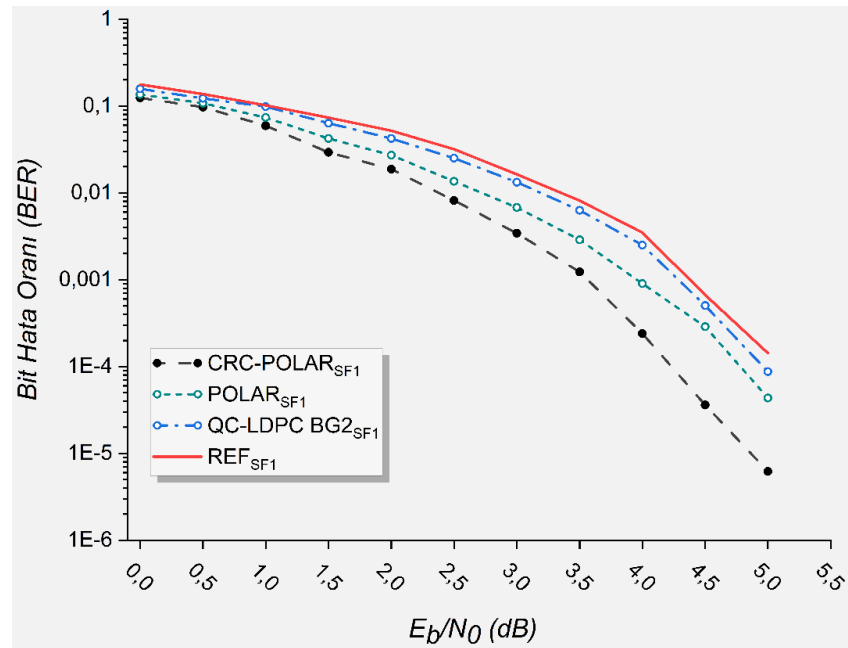
6.2. Modernize Edilmiş CNAV-2 Mesajı: CNAV-2M

Mevcut CNAV-2 mesajının gürültüye karşı sergilemiş olduğu performansı artırmaya yönelik mevcut LDPC ve BCH yöntemleri yerine CRC-Polar kodlama yapısının kullanılması gerektiği bir önceki bölümde yapılan analizler ile ortaya koyulmuştu. Bu bölümde, önceki bölümün bir adım daha ötesine gidilerek CRC-Polar ile elde edilen başarımlar sonuçları doğrultusunda mevcut CNAV-2 mesajında kullanılan yöntemlerin gösterdiği sonuçların birbirine yakın olması sağlanarak eşlik bitlerinin azaltılması ve böylece daha düşük mesaj uzunluğu ve süreye sahip modernize edilmiş CNAV-2 mesajı olarak isimlendirilen CNAV-2M mesaj yapısı önerilmiştir. Modernizasyon çalışması sonucunda daha az eşlik biti kullanmak suretiyle CNAV-2 mesajının bit uzunluğu ve süresi düşürülmüştür. CNAV-2M için bir önceki bölümde mevcut duruma göre sadece daha iyi performans sergileyen kanal kodlama yöntemleri ele alınmıştır. Eşlik bitlerinin azaltılması kod oranının artması anlamına geldiği için söz konusu kodlama yöntemlerinin kod oranları değiştirilerek yöntemlerin sergiledikleri performans mevcut CNAV-2 mesajının sergilediği mevcut durum referans alınarak değerlendirilmiştir. İlgili algoritmaların başarımları sonuçları mevcut durumdan daha kötü oluncaya dek kod oranı değiştirilmiştir. Modernizasyon amacıyla yapılan kod oranı değişim analizine ait ayrıntılar Tablo 6.2'de verilmiştir.

Gönderilmek istenen mesaja eklenen eşlik bit sayısı azaldıkça kod oranı artar. Kod oranının yüksek olması, gönderilen mesaj bitlerinin gürültüye karşı dayanıklılığının daha düşük olacağı anlamına gelir. Daha önce de belirtildiği üzere, alt-çerçeve 1 için mevcut duruma göre daha iyi performans sergileyen yöntemler CRC-Polar, Polar ve QC-LDPC_{BG2} olarak bulunmuştu. Alt-çerçeve 1 için CRC-Polar, Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemlerinin $R = 0.20, 0.25, 0.30$ ve 0.33 olmak üzere dört farklı kod oranına bağlı çeşitli ortam gürültüsü altında sergiledikleri performansın karşılaştırmalı analizi sırasıyla Şekil 6.46 ile Şekil 6.49 arasında verilmiştir. Ayrıca, CRC-Polar yönteminde CRC polinomu kod oranına bağlı olarak değişiklik gösterdiği için her bir kod oranı için kullanılan CRC polinomları Tablo 6.3'te verilmiştir.

Tablo 6.2. Kod oranı için simülasyon modelinde kullanılan parametreler

Model parametreleri					
Simülasyon Sayısı (M)	Gürültü (E_b/N_0)	Modülasyon	Serpiştirici	Oran Denkleştirme	Kanal
1000	0: 0.5: 5	BPSK	Blok serpiştirici	Yok etme işlemi	AWGN
Seyrüsefer mesaj ve kod oranı parametreleri					
Mesaj yapısı	Kod oranı (R)	Giriş bit sayısı (k)	Eşlik bit sayısı (m)	Çıkış bit sayısı (n)	
SF1	0.20	9-bit	36-bit	45-bit	
	0.25		27-bit	36-bit	
	0.30		21-bit	30-bit	
	0.33		18-bit	27-bit	
SF2	0.54	600-bit	510-bit	1110-bit	
	0.57		440-bit	1040-bit	
	0.60		400-bit	1000-bit	
	0.63		350-bit	950-bit	
SF3	0.54	274-bit	226-bit	500-bit	
	0.60		182-bit	456-bit	
	0.63		156-bit	430-bit	
	0.66		140-bit	414-bit	

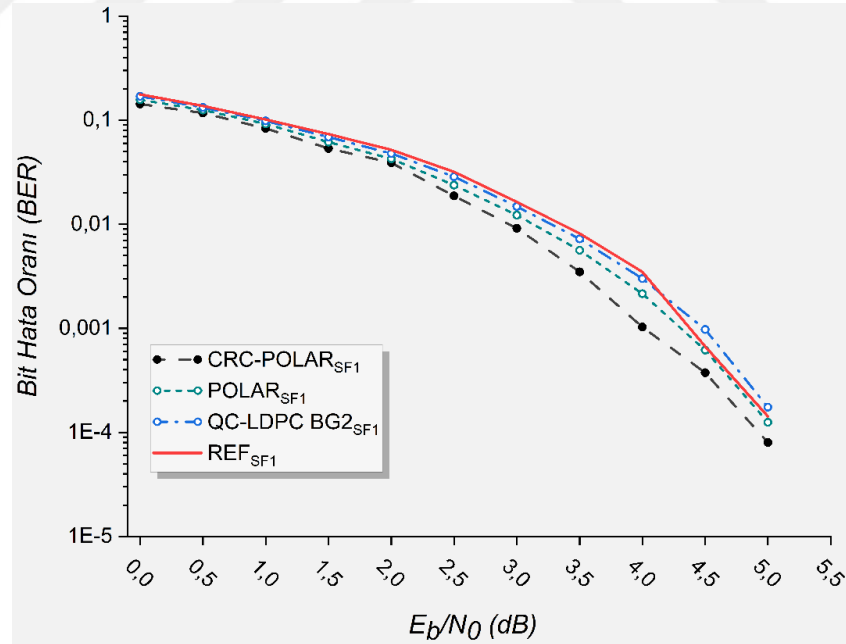


Şekil 6.46. $R = 0.20$ kod oranı için yöntemlerin performansı

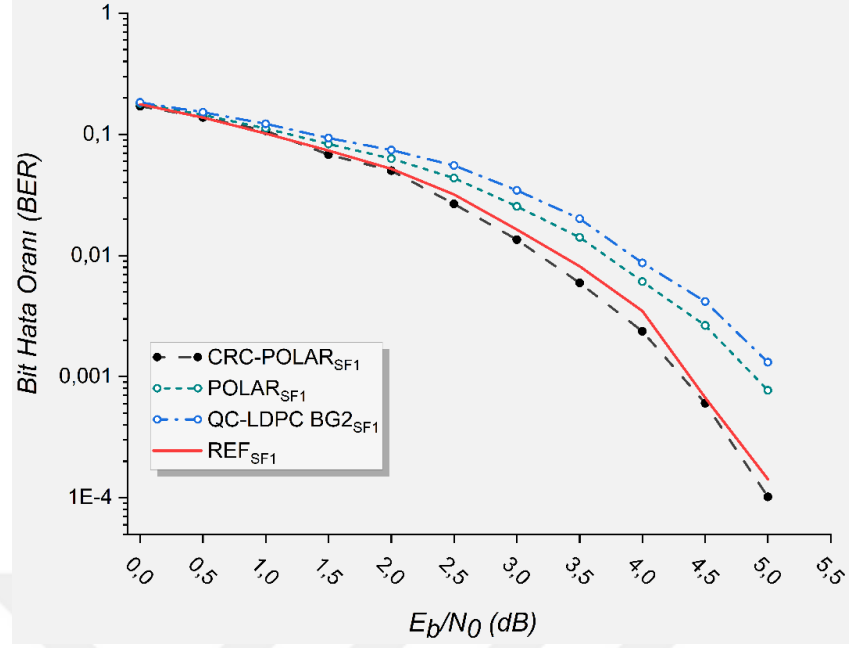
Beklendiği gibi, kod oranının 0.20'den 0.33'e doğru artmasına bağlı olarak her bir kodlama yönteminin performansı kötüleşmektedir. $R = 0.33$ olması durumunda bahsedilen üç kodlama yöntemi de referans olarak alınan mevcut durumdan daha kötü bir başarımla sonuca elde etmektedir. $R = 0.30$ kod oranında Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri mevcut duruma göre daha kötü bir performans sergilemektedir. Ancak, 10^{-3} BER oranında CRC-Polar yöntemi ile referans olarak alınan mevcut durum arasında yaklaşık 0.096 dB'lik bir fark bulunmaktadır. Bu kazancın etkisi çok düşük olduğu için kullanılan kanal kodlama yönteminin mevcut duruma oldukça yakın bir performans gösterdiği anlamına gelmektedir.

Tablo 6.3. CRC-Polar için kod oranına göre kullanılan CRC polinomları [53, 207–209]

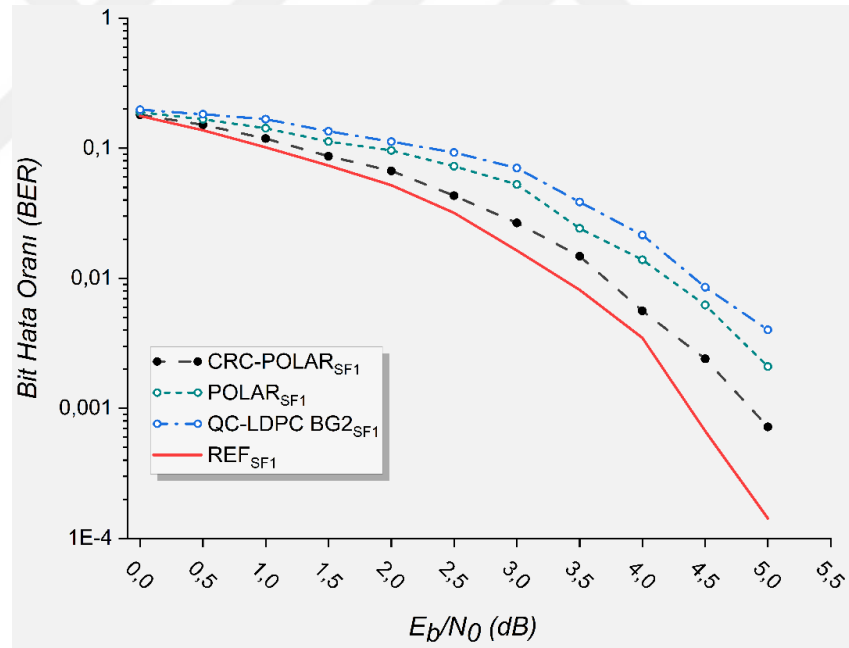
Kod oranı (R)	Polinom
0.20	$x^{16} + x^{15} + x^{13} + x^7 + x^4 + x^2 + x + 1$
0.25	$x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1$
0.30	$x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + x + 1$
0.33	$x^6 + x + 1$



Şekil 6.47. $R = 0.25$ kod oranı için yöntemlerin performansı

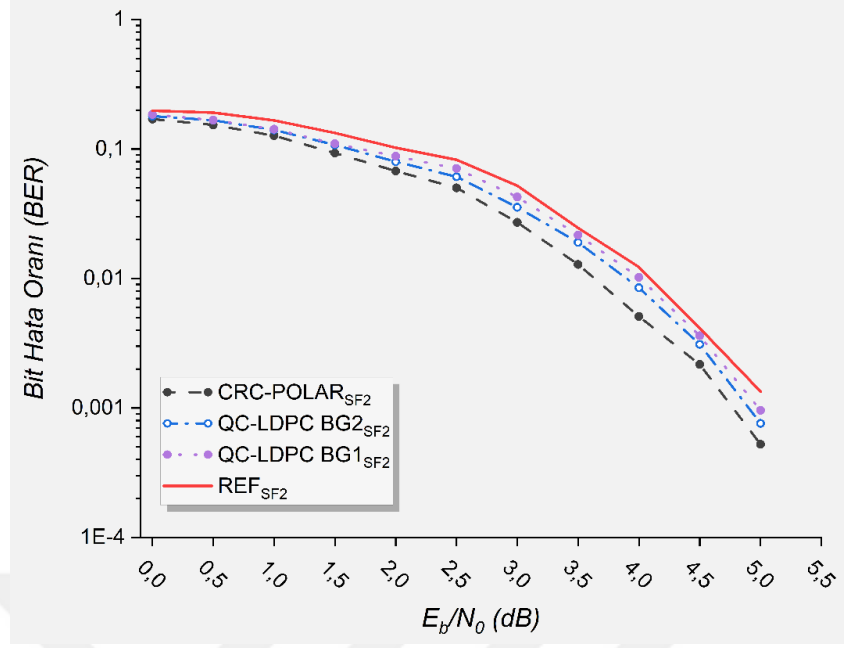


Şekil 6.48. $R = 0.30$ kod oranı için yöntemlerin performansı

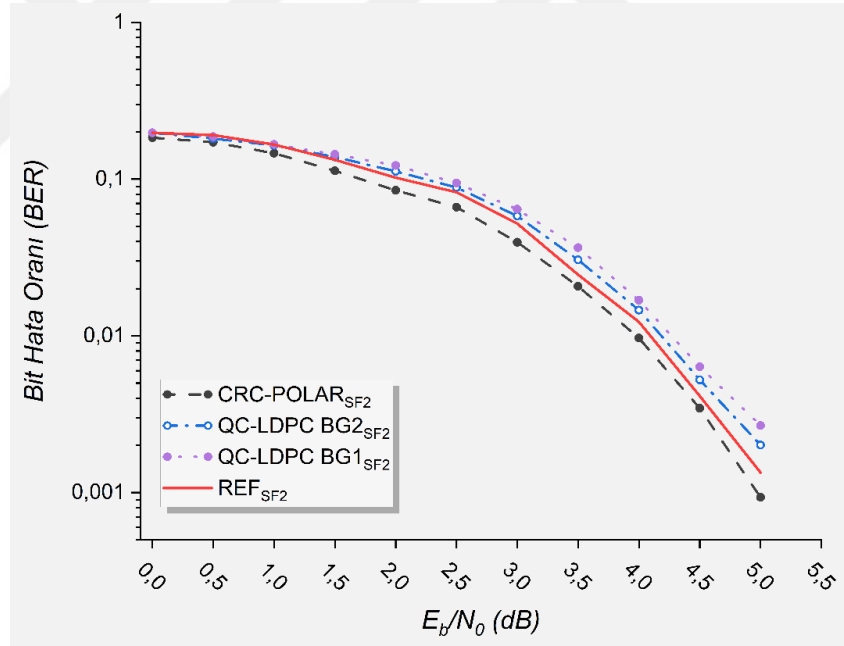


Şekil 6.49. $R = 0.33$ kod oranı için yöntemlerin performansı

Bir önceki bölümde yapılan değerlendirme sonucunda, alt-çerçeve 2 için mevcut durumuna göre daha iyi performans sergileyen yöntemler CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} olarak bulunmuştu. Alt-çerçeve 1'e benzer şekilde alt-çerçeve 2 içinde CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemlerinin Tablo 6.2'de verilen dört farklı kod oranına bağlı performansı Şekil 6.50 ile Şekil 6.53 arasında sırasıyla verilmiştir.



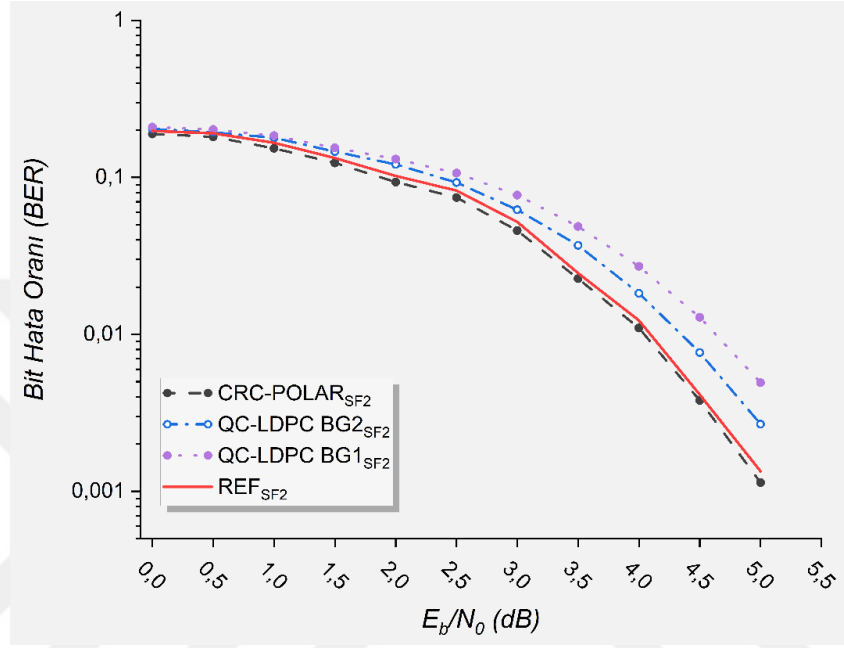
Şekil 6.50. $R = 0.54$ kod oranı için yöntemlerin performansı



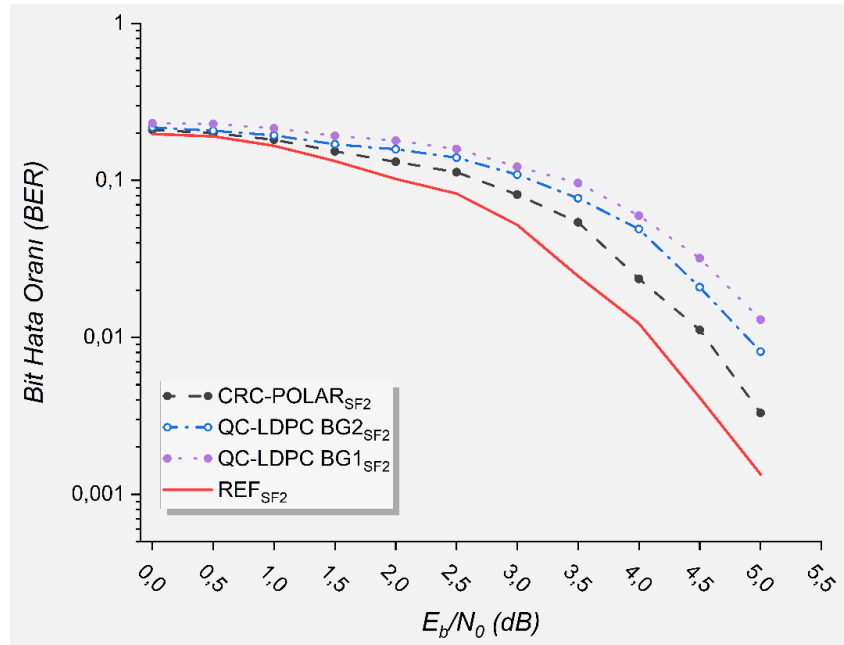
Şekil 6.51. $R = 0.57$ kod oranı için yöntemlerin performansı

Alt-çerçeve 2 için her bir kodlama yöntemine dört farklı kod oranı uygulanmış ve eşlik bitlerinin azalmasına bağlı olarak elde edilen başarımlar beklediği gibi kötüleşmiştir. $R = 0.63$ olması durumunda bahsedilen üç kodlama yöntemi de referans olarak alınan mevcut durumdan daha kötü bir başarıma sahip olmaktadır. Ancak, $R = R = 0.60$ kod oranı incelendiğinde QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri mevcut

duruma göre daha kötü bir performans sergilemektedir. Ancak, 10^{-2} BER oranında CRC-Polar yöntemi ile mevcut durum arasında yaklaşık 0.084 dB’lik bir farklılık söz konusudur. Alt-çerçeve 2 için kullanılan CRC-Polar yönteminin mevcut durumla aynı performansa sahip olduğu rahatlıkla söylenebilir.



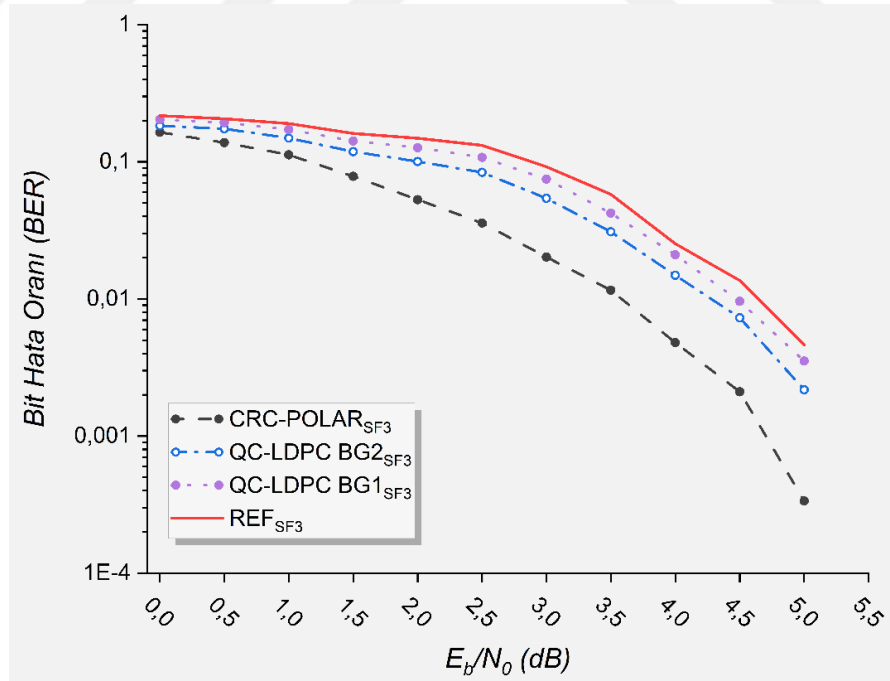
Şekil 6.52. $R = 0.60$ kod oranı için yöntemlerin performansı



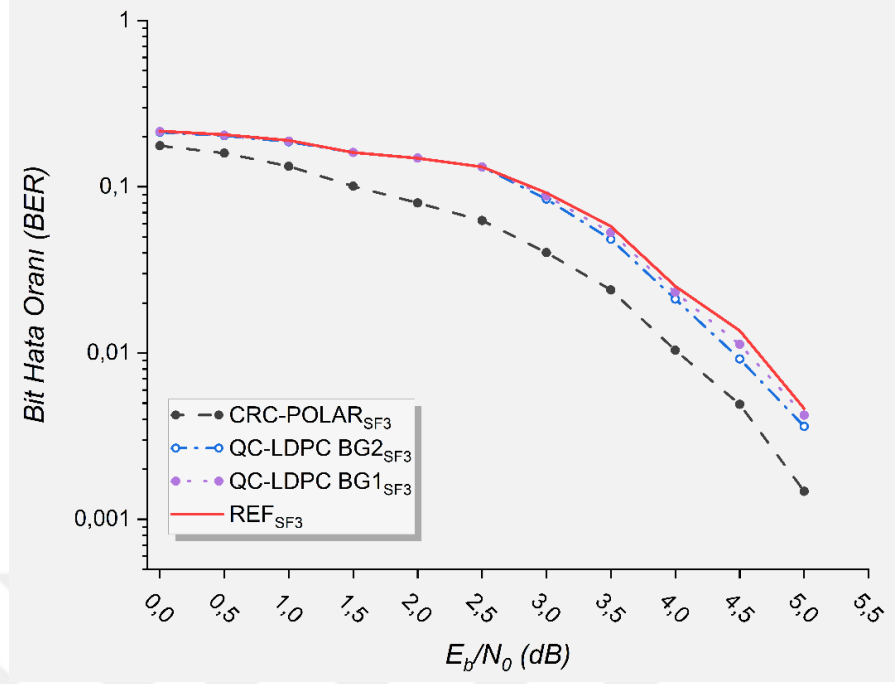
Şekil 6.53. $R = 0.63$ kod oranı için yöntemlerin performansı

Alt-çerçeve 2'nin kod oranına bağlı değişimi irdelendikten sonra alt-çerçeve 3 için CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemlerinin dört farklı kod oranına dayalı sergiledikleri performans Şekil 6.54 ile Şekil 6.57 arasında sırasıyla gösterilmektedir. Diğerlerinde olduğu gibi, alt-çerçeve 3'te kod oranının artması veya eşlik bitlerinin azalmasına bağlı olarak her yöntemin gösterdiği BER sonucu daha da kötü bir seviyeye ulaşmıştır. $R = 0.66$ olması durumunda bahsedilen üç kodlama yöntemi de referans olarak alınan mevcut durumdan daha kötü bir başarıma sahip olmaktadır. Fakat, $R = 0.63$ kod oranı incelendiğinde QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri mevcut duruma göre daha kötü bir performans göstermektedir. Fakat, 10^{-2} BER oranında CRC-Polar yöntemi ile mevcut durum arasında yaklaşık 0.15 dB'lik bir fark vardır. Alt-çerçeve 3'te kullanılan CRC-Polar yönteminin referans olan mevcut durumdan 0.15 dB kadar daha iyi performansa sahip olduğu ifade edilebilir.

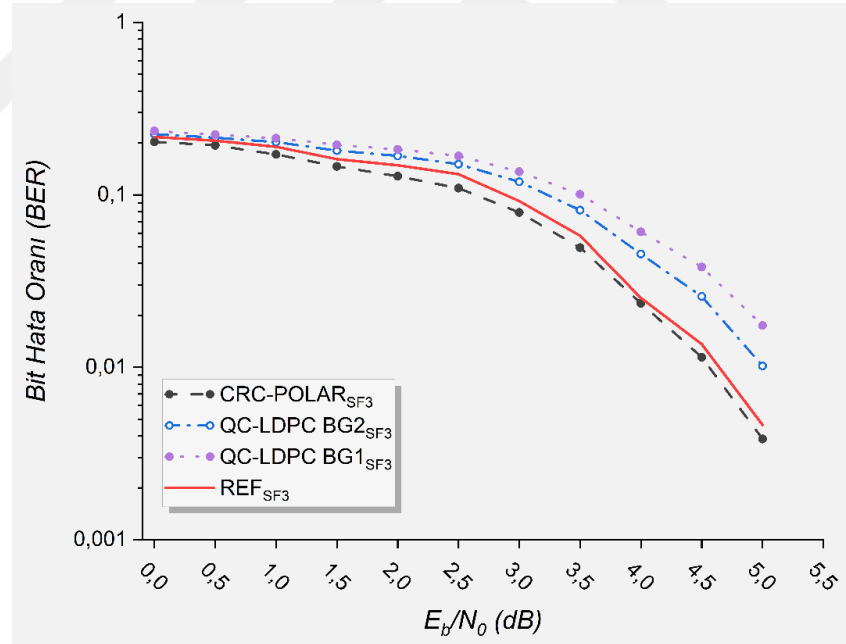
Yapılan analiz sonuçlarında dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, her alt-çerçevede kod oranı değişimine en dayanıklı yöntemin CRC-polar olduğu yani en düşük eşlik biti ile mevcut duruma en yakın BER performansı sergileyen kanal kodlama yönteminin CRC-Polar olmasıdır.



Şekil 6.54. $R = 0.54$ kod oranı için yöntemlerin performansı



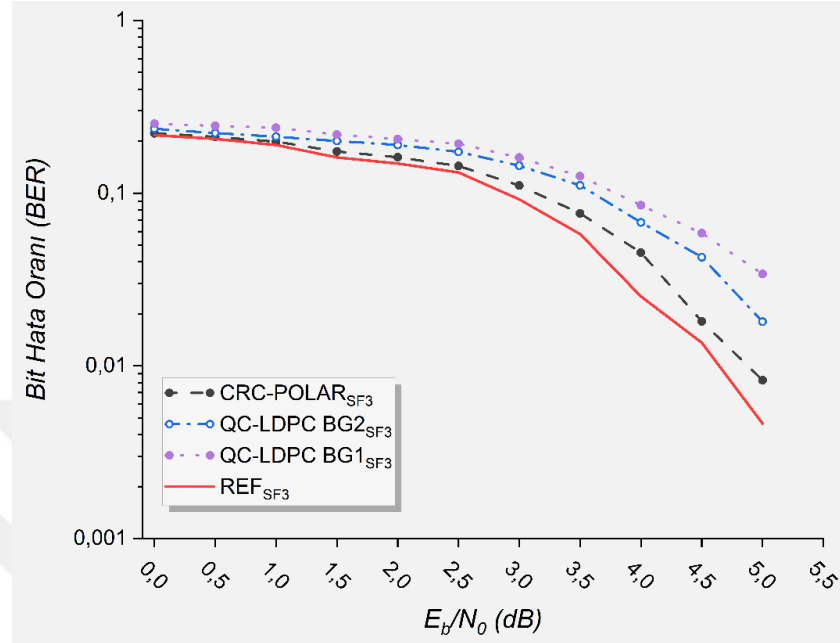
Şekil 6.55. $R = 0.60$ kod oranı için yöntemlerin performansı



Şekil 6.56. $R = 0.63$ kod oranı için yöntemlerin performansı

Her alt-çerçeve için yapılan kod oranı değişim analizinden elde edilen sonuçların tamamı karşılaştırmalı olarak Tablo 6.4'te verilmiştir. Daha önceden de belirtildiği üzere, normal CNAV-2 mesajına göre daha iyi performans sergileyen kodlama yöntemlerinin

kod oranı artırıldığında, gösterdikleri performans eşlik bitinin azalmasına paralel olarak kötüleşmektedir.

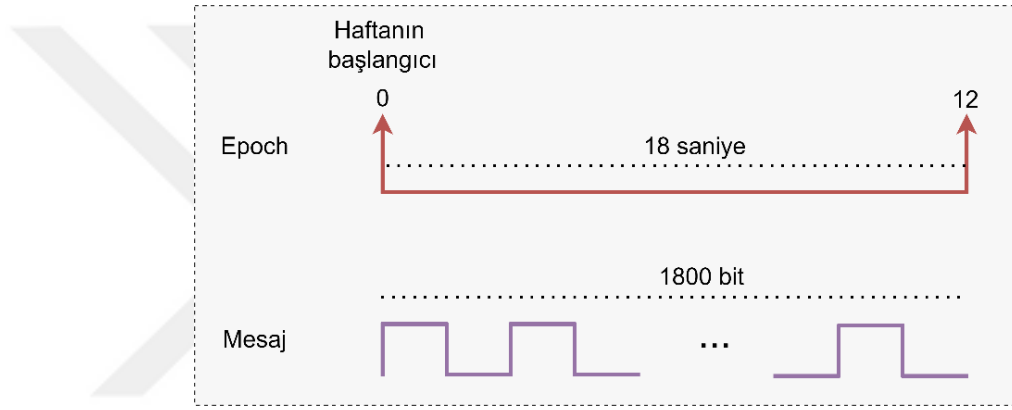


Şekil 6.57. $R = 0.66$ kod oranı için yöntemlerin performansı

Tablo 6.4. Alt-çerçeveler için kod oranına dayalı karşılaştırmalı analiz

Seyrüsefer mesaj ve kod oranı parametreleri				
Mesaj yapısı	Kod oranı (R)	Giriş bit sayısı (k)	Eşlik bit sayısı (m)	Çıkış bit sayısı (n)
SF1	0.20	9-bit	36-bit	45-bit
	0.25		27-bit	36-bit
	0.30		21-bit	30-bit
	0.33		18-bit	27-bit
SF2	0.54	600-bit	510-bit	1110-bit
	0.57		440-bit	1040-bit
	0.60		400-bit	1000-bit
	0.63		350-bit	950-bit
SF3	0.54	274-bit	226-bit	500-bit
	0.60		182-bit	456-bit
	0.63		156-bit	430-bit
	0.66		140-bit	414-bit

Tablo 6.4’te verilen koyu renkli alanlar, CRC-Polar algoritmasının mevcut durumdan daha kötü performans gösterdiğini belirtmek için kullanılmıştır. Tablo 6.4, her bir alt-çerçeve de kullanılan CRC-Polar yönteminin kod oranı veya eşlik bitlerinde yapılacak değişiklik ile CNAV-2 mesajının daha düşük bit uzunluğu ve daha düşük iletim süresine sahip olabileceğini açıkça ortaya koymaktadır. CNAV-2 mesajında modernizasyon yapabilmek için özellikle epok zamanı (epoch time), TOI parametresi ve serpiştirici boyutu olmak üzere üç önemli faktör göz önünde bulundurulmalıdır. Bu üç faktörden birisi olan ve GPS CNAV-2 mesajında kullanılan epok zamanı Şekil 6.58’de verilmiştir.



Şekil 6.58. CNAV-2 epok zamanı

Şekil 6.58’den görüldüğü üzere, GPS sisteminde her bir epok zamanı 1.5 saniyeye karşılık gelmektedir. 1800-bit ve 18 saniyeye sahip GPS CNAV-2 mesajının iletilmesi için 12 epok zamanı gerekmektedir. Bu durumda, önerilecek yeni CNAV-2 yapısının mesaj uzunluğu ve süresinin epok zamanına uygun olarak seçilmesi gerekmektedir. Diğer bir deyişle, CNAV-2 mesajına karşılık gelen epok zamanı kesirli değil, tamsayı değerine sahip olmalıdır.

Önerilecek yeni CNAV-2 mesajında dikkat edilmesi gereken ikinci önemli nokta TOI parametresidir. TOI parametresinin her biti 2 saat süresince geçen 18 saniyelik zaman dilimini ifade etmektedir. Örneğin TOI parametresinin $(000000001)_2$ olması 2 saatlik süre içerisinde 18. saniyeye karşılık gelmektedir. 2 saatlik süre saniye cinsinden 7200’e denk geldiği için TOI parametresinin maksimum değeri, $\frac{7200}{18}$ sonucunda 400 olarak elde edilir. TOI parametresinin maksimum değeri 400 olmasından dolayı bu parametre için 9 –bitlik alan tahsis edilmiştir. Sonuçta, önerilecek yeni CNAV-2

mesajında TOI parametresi 9 –bit ile temsil edilebilmeli ve benzer şekilde zaman diliminin de tamsayı olarak ifade edilmesi gerekmektedir.

CNAV-2 mesaj yapısında göz önünde bulundurulması gereken diğer bir nokta, alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleştirilmesi sonucu uygulanan serpiştirici boyutudur. 1200 –bitlik alt-çerçeve 2 ile 548 –bitlik alt-çerçeve 3'ün birleştirilmesi sonucu 1748 –bit uzunluğunda bir mesaj elde edilmektedir. Seyrüsefer mesajına kanalda meydana gelebilecek hata patlaması ihtimaline karşı koruma sağlamak için 1748 –bitlik mesaja 38x46 boyutlarına sahip bir blok serpiştirme işlemi uygulanır. Önerilecek yeni CNAV-2 yapısının mesaj uzunluğu normal duruma göre daha düşük olacağından dolayı kullanılacak serpiştirici boyutlarının da CNAV-2 mesajında kullanılan boyutlara yakın olacak şekilde seçilmesi oldukça önemlidir.

Alt-çerçeve 1 için $R = 0.30$ kod oranına sahip CRC-Polar yönteminin performansı mevcut durum ile eş değer olarak kabul edilebilir. Normal durumda, 9 –bitlik TOI parametresi ve 43 –bitlik eşlik biti ile beraber toplam 52 –bitlik bir mesaj uzunluğuna sahip iken, $R = 0.30$ kod oranına sahip CRC-Polar yapısı 9 –bitlik TOI parametresi ve 21 –bitlik eşlik biti ile birlikte toplam 30 –bitlik mesaj uzunluğuna sahip olmaktadır. $R = 0.30$ kod oranına sahip CRC-Polar yöntemi kullanılması, TOI parametresi için 52 –bite ihtiyaç duyulmadığını ve 23 –bit uzunluğunda eşlik bitinden tasarruf edilebileceğini ortaya koymaktadır.

Alt-çerçeve 2 için $R = 0.57$ ve $R = 0.60$ kod oranına sahip CRC-Polar ile elde edilen sonuçlar mevcut duruma yakın seviyelerdedir. Diğerlerinden farklı olarak alt-çerçeve 2 için iki farklı kod oranı değerlendirilmiştir. $R = 0.60$ alt-çerçeve 2 için daha düşük bit uzunluğuna sahip olsa bile, epok zamanı, TOI parametresi ve serpiştirici boyutundan kaynaklı olarak CNAV-2 mesaj yapısı için uygun bir tercih olmayacaktır. $R = 0.60$ alınması durumunda, alt-çerçeve 1 30 –bit, alt-çerçeve 2 1000 –bit ve alt-çerçeve 3 430 –bit olmak üzere toplam 1460 –bit uzunluğuna sahip bir CNAV-2 mesajı elde edilecektir. Her bir epok zamanının 1.5 saniye olduğu düşünüldüğünde 1460 –bit için gerekli epok zamanı yaklaşık 9.733 olarak hesaplanmaktadır. Daha önceden de bahsedildiği üzere, epok zamanı kesirli değil, tamsayı ile ifade edilmelidir. Bu durum, $R = 0.60$ kod oranı alt-çerçeve 2 için uygun bir tercih olmayacağını göstermektedir. $R = 0.57$ alınması durumunda, alt-çerçeve 1 30 –bit, alt-çerçeve 2 1040 –bit ve alt-çerçeve 3 430 –bit olmak üzere toplam 1500 –bit uzunluğuna sahip bir CNAV-2 mesajı elde

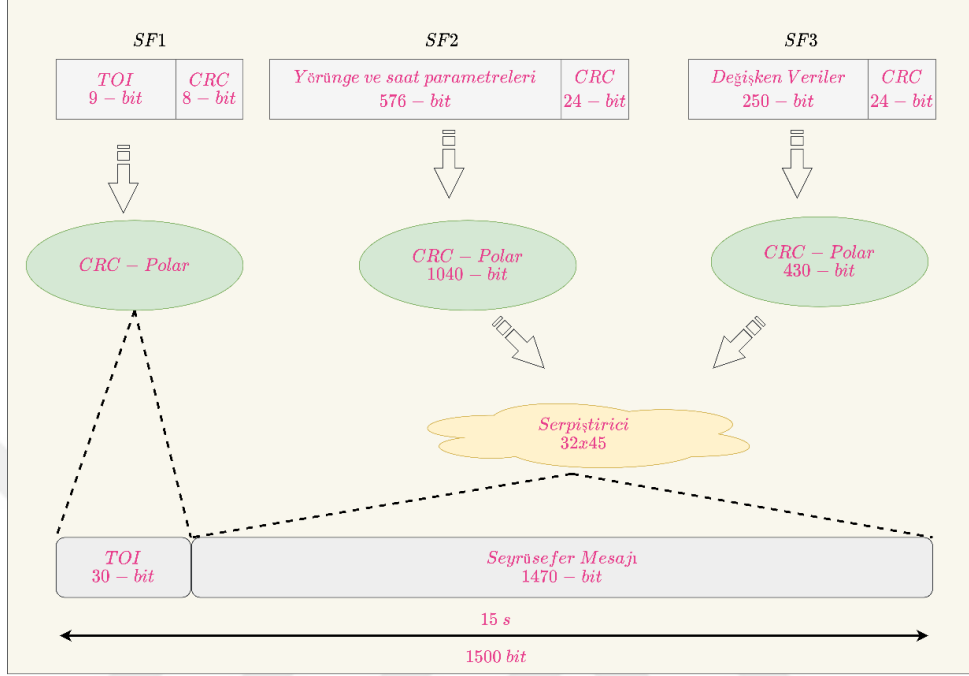
edilecektir. Her bir epok zamanının 1.5 saniye olduğu göz önünde bulundurulduğunda 1500 bit için gerekli epok zamanı 10 olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda, alt-çerçeve 2 için $R = 0.57$ kod oranı uygun bir seçim olacaktır. Normal durumda, yörünge parametrelerinin tahsis edildiği 600 –bitlik alan, 600 –bitlik eşlik biti ile beraber toplam 1200 –bit uzunluğa sahip iken, $R = 0.57$ kod oranına sahip CRC-Polar yapısı ile 600 –bitlik yörünge parametreleri 440 –bitlik eşlik biti ile birlikte toplam 1040 –bit uzunluğa sahip olmaktadır. $R = 0.57$ kod oranına sahip CRC-Polar yönteminin kullanılması, yörünge parametreleri için 1200 –bite gerek olmadığını, mevcut durum ile aynı BER performansı göstermesi koşulu altında yörünge parametrelerinin 1040 –bit ile gönderilebileceğini net şekilde ortaya koymaktadır. Diğer bir deyişle, 160 –bit uzunluğunda eşlik bitinden tasarruf edilebileceği anlamına gelmektedir.

$R = 0.63$ kod oranında CRC-Polar ile elde edilen sonuç alt-çerçeve 3 için referans olarak alınan mevcut durum ile aynı seviyededir. Normal durumda, almanak verilerinin tahsis edildiği 274 –bitlik alan, 274 –bitlik eşlik biti ile beraber toplam 548 –bit uzunluğa sahip iken, $R = 0.63$ kod oranına sahip CRC-Polar yapısı ile 274 –bitlik almanak verileri 156 –bitlik eşlik biti ile birlikte toplam 430 –bit uzunluğa sahip olmaktadır. $R = 0.63$ kod oranına sahip CRC-Polar tekniğinin kullanılması, almanak verileri için 548 –bite gerek olmadığını, mevcut durum ile aynı BER performansı göstermesi koşulu altında almanak verilerinin 430 –bit ile gönderilebileceğini açıkça ortaya koymaktadır. Bu durum 118 –bit uzunluğunda eşlik bitinden tasarruf edilebileceğini göstermektedir.

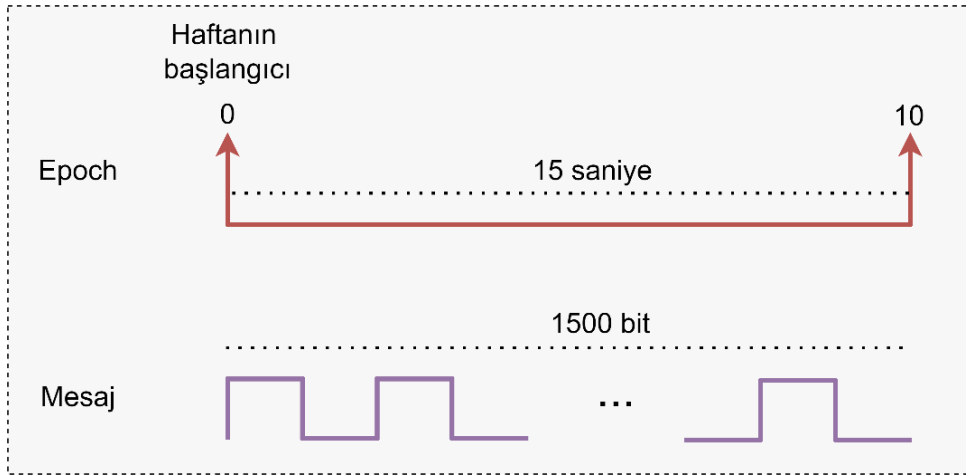
Bahsedilen durumlar göz önünde bulundurulduğunda, çalışma sonunda CNAV-2 mesajının modernizasyonuna yönelik Şekil 6.59’da verilen CNAV-2M mesaj yapısı önerilmektedir. Şekil 6.59’dan anlaşılacağı üzere, alt-çerçeve 1 30 –bit, alt-çerçeve 2 1040 –bit ve alt-çerçeve 3 430 –bit uzunluğa sahip olacaktır. 1500 –bit uzunluğa ve 15 saniye süreye sahip CNAV-2M mesajı Şekil 6.60’dan görüldüğü üzere 10 epok zamanı içerisinde iletilebilecektir. TOI parametresinin her biti, 2 saat süresince geçen 15 saniyelik zaman dilimini ifade edecektir.

Örneğin TOI parametresinin $(000000001)_2$ olması 2 saatlik süre içerisinde 15. saniyeye denk gelecektir. Bu durumda, 2 saatlik süre saniye cinsinden 7200’e denk geldiği için TOI parametresinin maksimum değeri $\frac{7200}{15}$ işlemi sonucunda 480 olarak elde edilecektir. TOI parametresinin maksimum değerinin 480 olması 9 –bit ile ifade edilmesine imkan

verdiği için TOI parametresi ve tahsis edilen alan için ekstradan bir değişikliğe ihtiyaç duyulmayacaktır. Önerilen CNAV-2M mesajına ait ayrıntılar Tablo 6.5’te sıralanmıştır.



Şekil 6.59. CNAV-2M mesajı



Şekil 6.60. CNAV-2M mesajı için epok zamanı

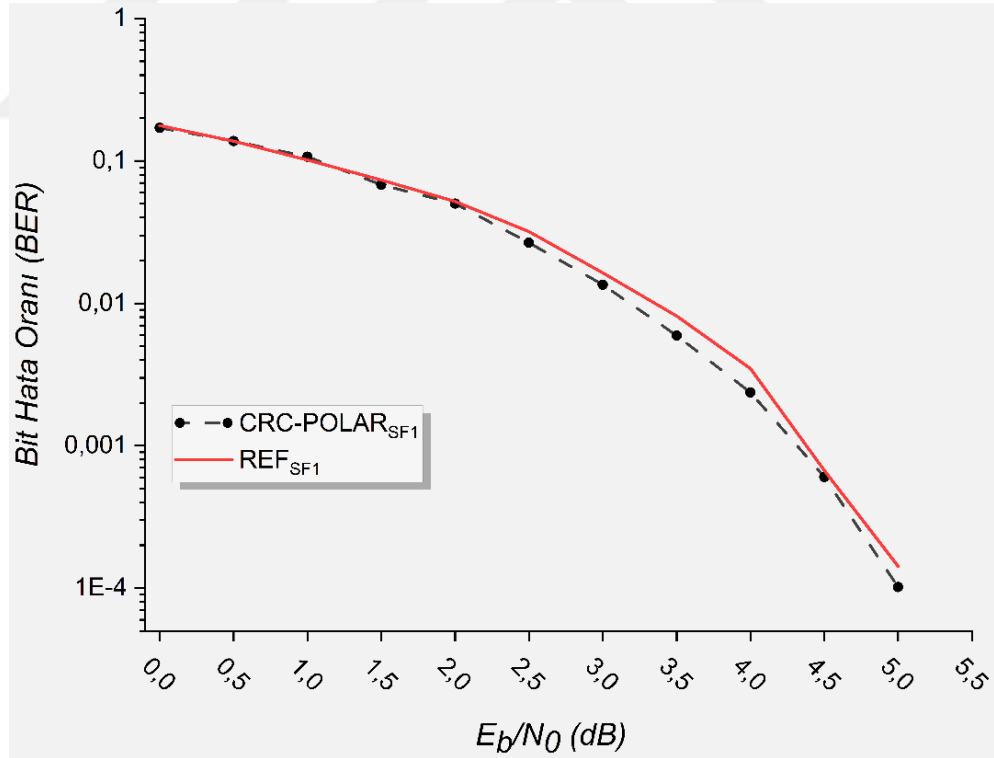
CRC-Polar yönteminin uygulanması sonucunda alt-çerçeve 1 için 10^{-3} BER oranında 0.0096 dB, 10^{-2} BER oranında alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3 için 0.0078 dB ve 0.15 dB’ lik küçük mertebelerde farklılıklar bulunmaktadır. Bu sonuçlar, CNAV-2M mesajının mevcut durumla aynı performansa sahip olduğunu ortaya koymaktadır. CNAV-

2M mesajı ile mevcut CNAV-2 mesajının BER karşılaştırması Şekil 6.61 ile Şekil 6.63 arasında sırasıyla verilmiştir.

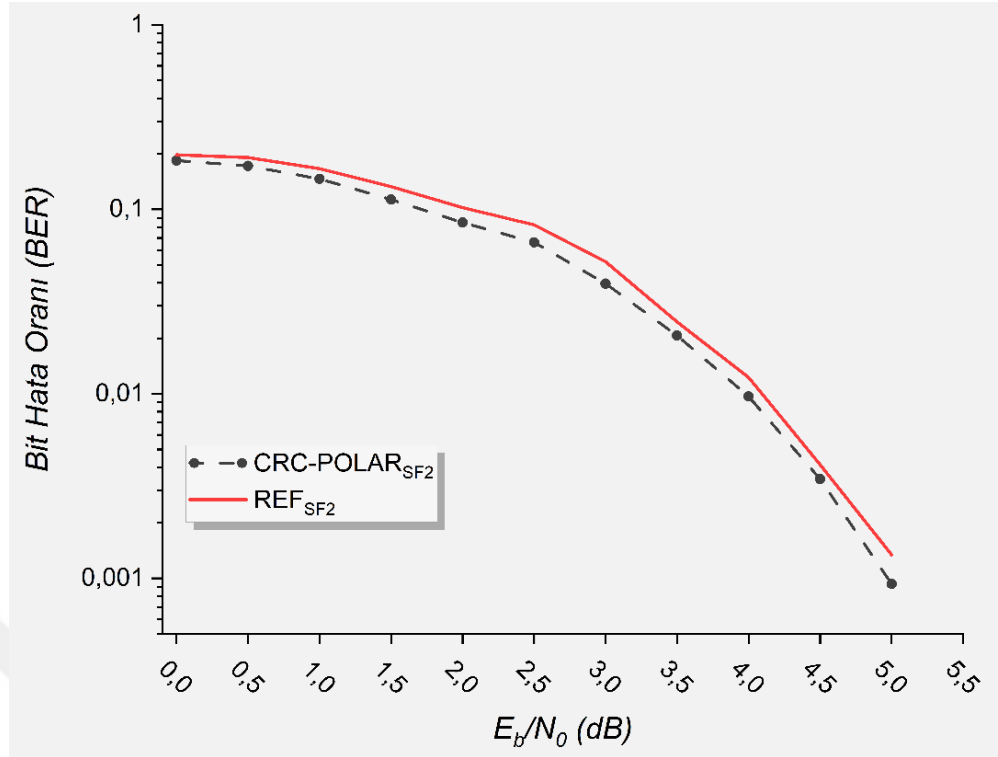
Tablo 6.5. CNAV-2M mesaj özellikleri

Mesaj yapısı	Kod oranı (R)	Yöntem	Giriş bit sayısı (k)	Çıkış bit sayısı (n)
SF1	0.30	CRC-Polar	9-bit	30-bit
SF2	0.57	CRC-Polar	600-bit	1040-bit
SF3	0.63	CRC-Polar	274-bit	430-bit
Toplam			883-bit	1500-bit

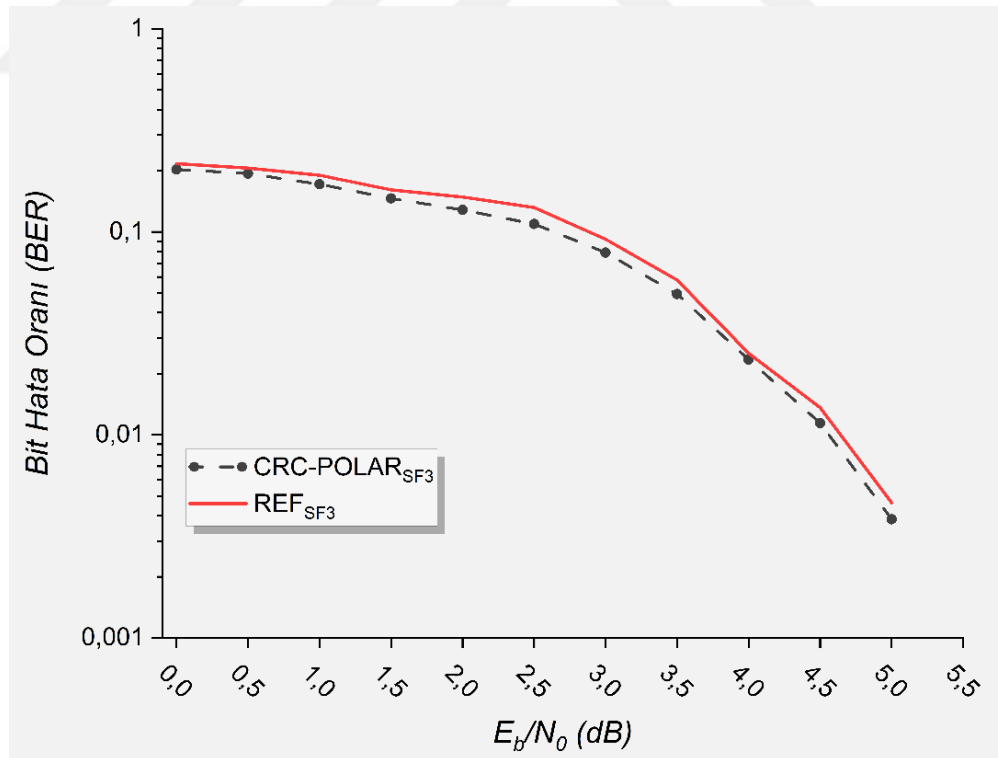
Ayrıca Şekil 6.64’de CNAV-2M mesajının her bir alt-çerçevesinin gürültüye karşı sergilediği performansı göstermektedir. CNAV-2 ve CNAV-2M mesajlarının BER performansları Şekil 6.2 ve Şekil 6.64 karşılaştırıldığında sonuçların birbirine çok yakın olduğu rahatlıkla görülebilmektedir.



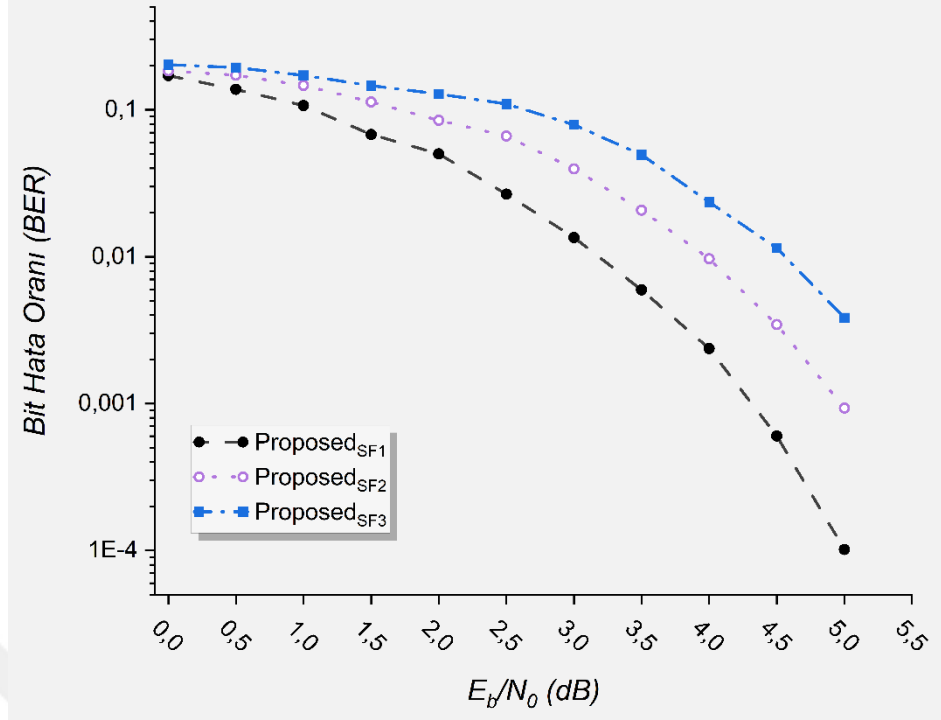
Şekil 6.61. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 1 performansı



Şekil 6.62. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 2 performansı

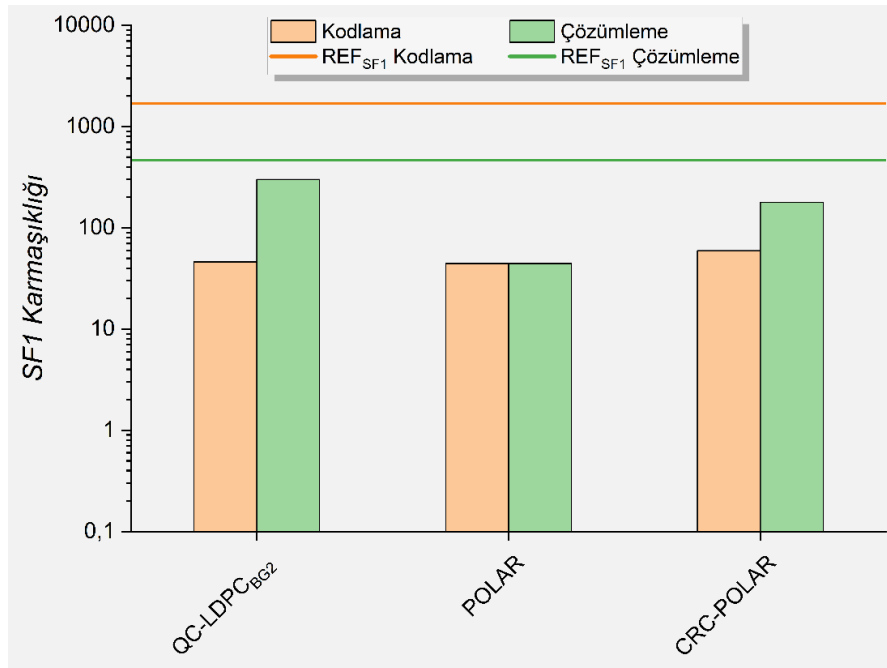


Şekil 6.63. CNAV-2M ile CNAV-2'nin alt-çerçeve 3 performansı

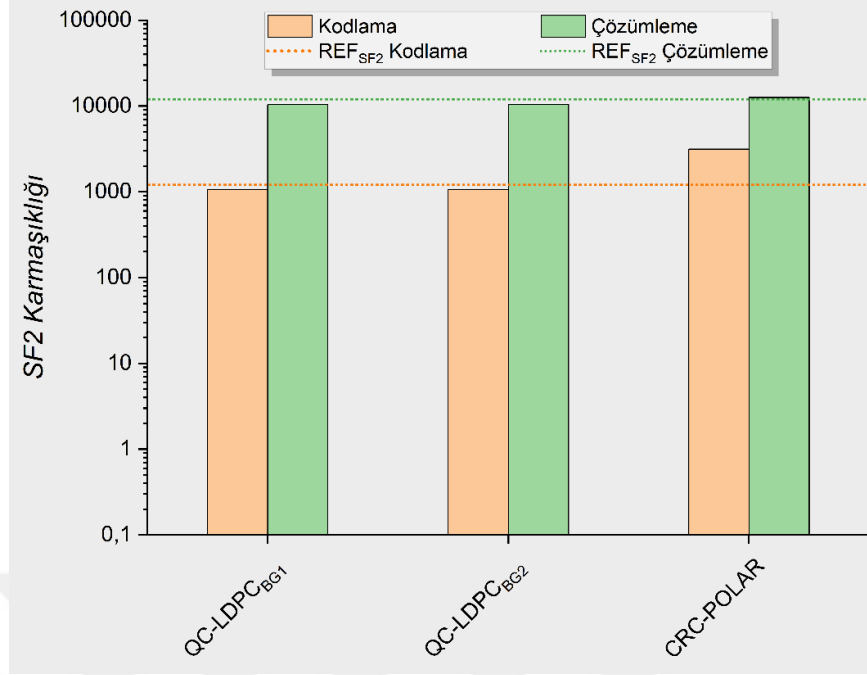


Şekil 6.64. CNAV-2M' in alt-çerçeve performansları

CNAV-2M mesajının kodlama ve çözümleme karmaşıklığı ile bunlara karşılık gelen süreler de çalışmanın bütünlüğünü sağlamak için değerlendirilmiştir. CNAV-2M için elde edilen kodlama ve çözümleme karmaşıklıkları Şekil 6.65 ile Şekil 6.67 arasında sırasıyla her alt-çerçeve için ayrı ayrı verilmiştir.

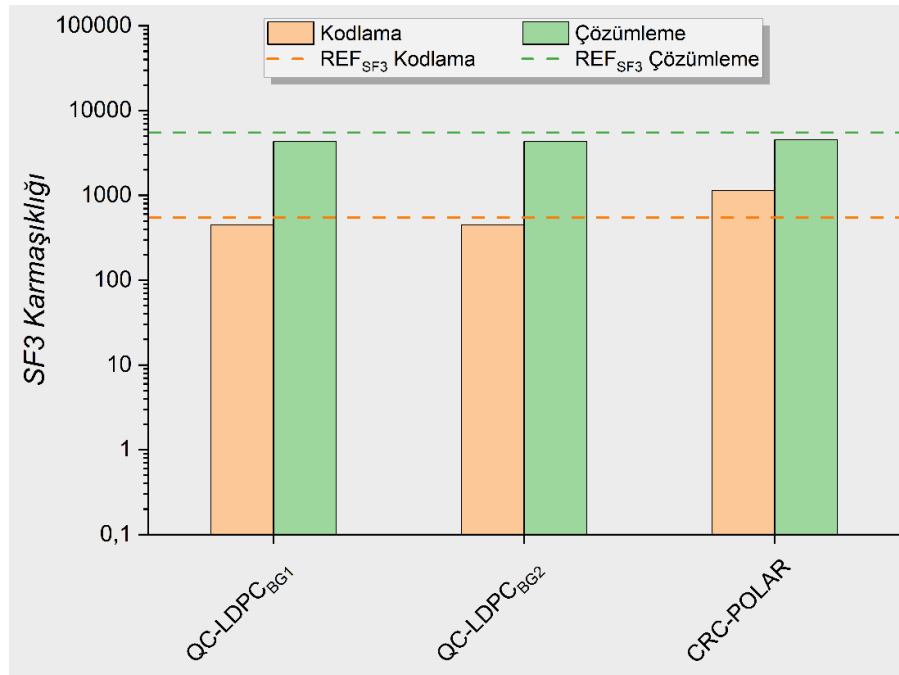


Şekil 6.65. $R = 0.30$ kod oranı için alt-çerçeve 1 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı



Şekil 6.66. $R = 0.57$ kod oranı için alt-çerçeve 2 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı

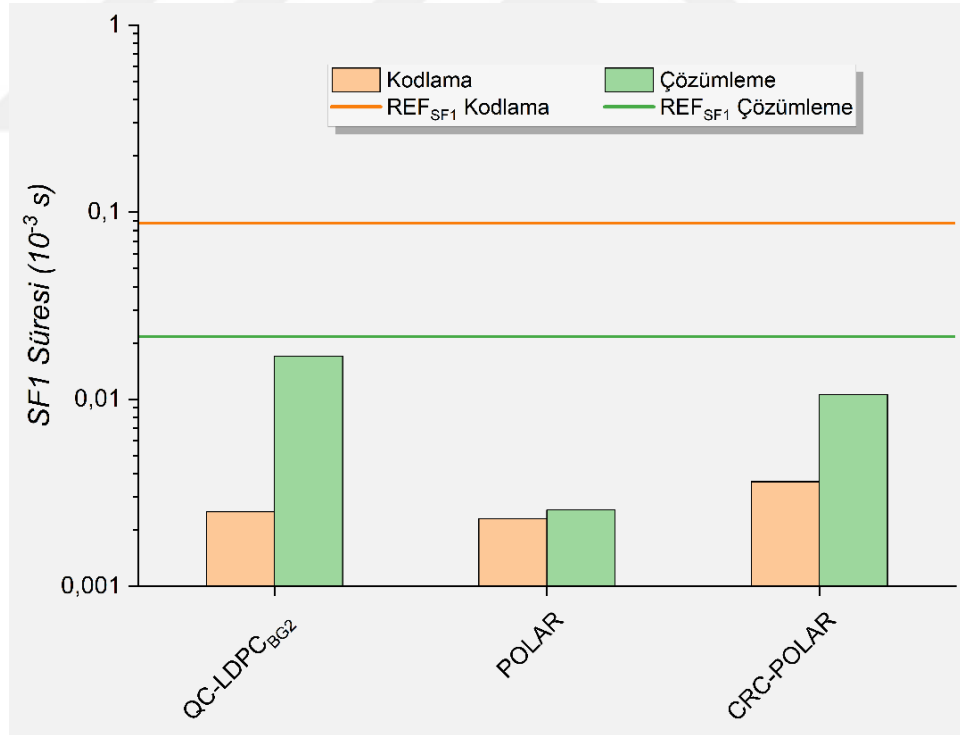
Şekil 6.65'te verilen alt-çerçeve 1'in analiz sonucuna göre, QC-LDPC_{BG2}, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin kodlama karmaşıklığı hâlihazırda sistemde kullanılan BCH yöntemine göre kayda değer bir iyileştirme sunmaktadır. Alt-çerçeve 1'in çözümleme karmaşıklığı da göz önünde bulundurulduğunda, Polar, CRC-Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri daha düşük seviyelerde seyretmektedir.



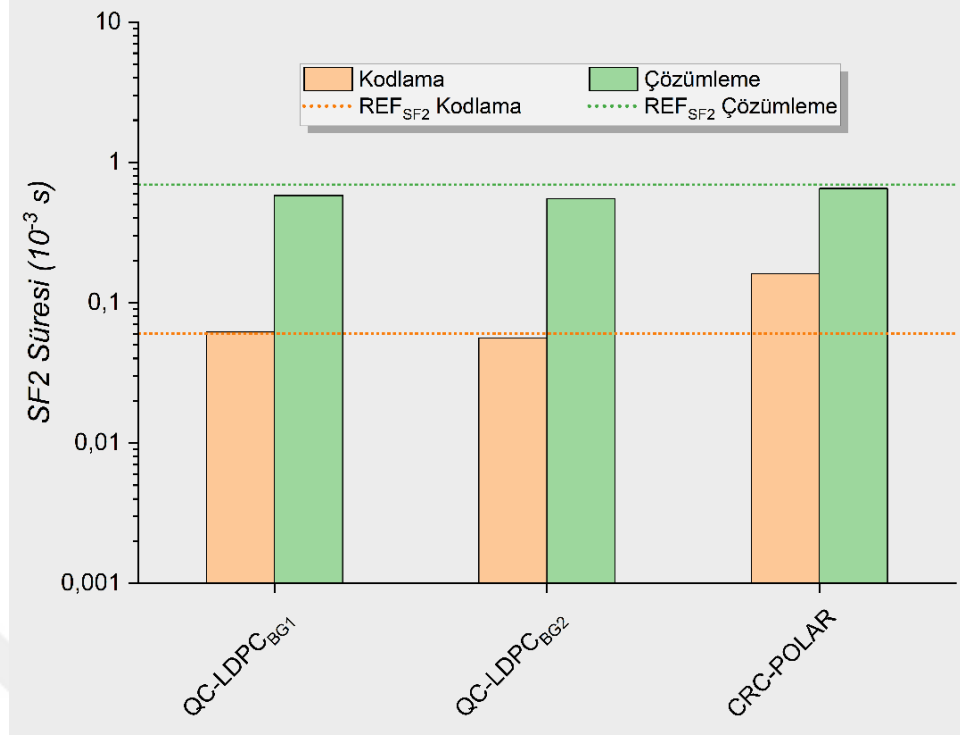
Şekil 6.67. $R = 0.63$ kod oranı için alt-çerçeve 3 kodlama ve çözümleme karmaşıklığı

Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 için yapılan analizler değerlendirildiğinde, özellikle CRC-Polar yönteminin kodlama karmaşıklığı referans değerin biraz üzerinde olup, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} için söz konusu karmaşıklık referans olarak kullanılan mevcut durumun biraz altında seyretmektedir. QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2} ve CRC-Polar yöntemleri mevcut duruma göre çözümleme karmaşıklığı açısından çok daha düşük seviyelerde bir davranış sergilemektedir.

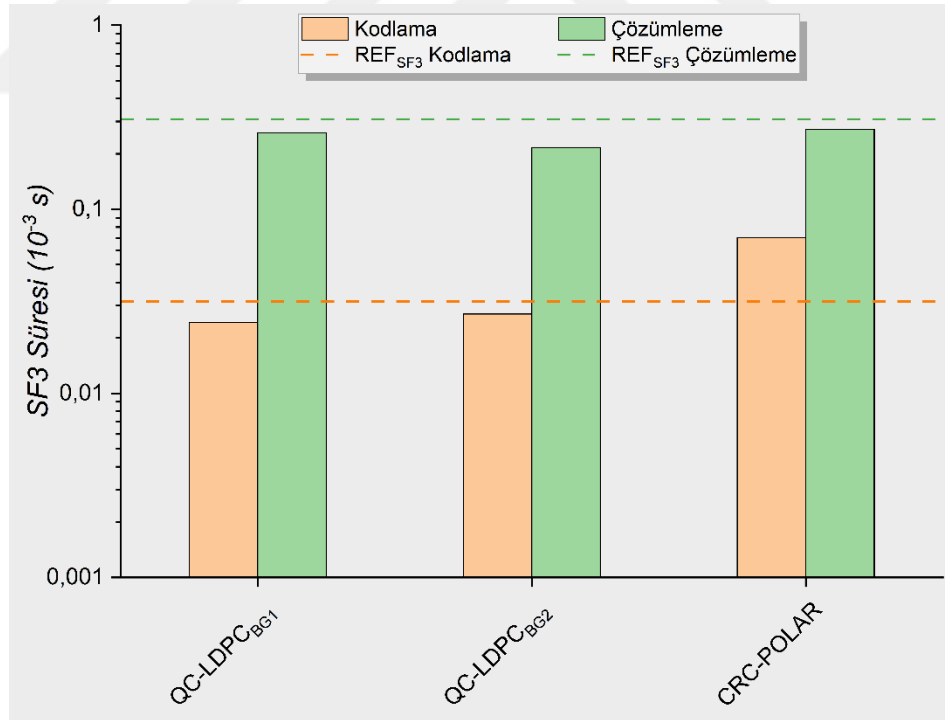
Önerilen CNAV-2 mesajının kanal kodlama yöntemelerine dayalı olarak gerçekleştirilen kodlama ve çözümleme süreleri sırasıyla Şekil 6.68 ile Şekil 6.70 arasında verilmiştir. Şekil 6.65’de verilen alt-çerçeve 1’in analiz sonucuna göre, QC-LDPC_{BG2}, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin kodlama süresi mevcut yapıda kullanılan BCH yöntemine göre oldukça önemli bir iyileştirme sağlamaktadır. Alt-çerçeve 1 göz önünde bulundurulduğunda, Polar, CRC-Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemlerinin çözümleme süresi de referans değerin oldukça altında seyretmektedir.



Şekil 6.68. $R = 0.30$ kod oranı için alt-çerçeve 1 kodlama ve çözümleme süresi



Şekil 6.69. $R = 0.57$ kod oranı için alt-çerçeve 2 kodlama ve çözümleme süresi



Şekil 6.70. $R = 0.63$ kod oranı için alt-çerçeve 3 kodlama ve çözümleme süresi

Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 için yapılan analiz irdelendiğinde, CRC-Polar yönteminin kodlama süresi referans değerinin biraz üzerinde olmakla birlikte QC-LDPC_{BG1}

ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri referans olarak kullanılan mevcut duruma oldukça yakın sürelerle sahiptir. Çözümleme süresi dikkate alındığında ise, bit uzunluğunun azalmasına bağlı olarak QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar yöntemleri mevcut duruma göre daha iyi bir performansa sahiptir.

CNAV-2 mesajını modernizasyonuna yönelik yapılan çalışma sonucunda, seyrüsefer mesaj parametrelerinde herhangi bir değişiklik yapılmadan, sadece kanal kodlama yöntemini değiştirerek mevcut durumla aynı performansı gösteren modernize edilmiş yeni CNAV-2M mesajı 1500 –bit uzunluğunda ve 15 saniye süreye sahip olmaktadır. Bu durum, mesaj uzunluğunda 300 –bitlik bir azalma ve dolayısı ile 3 saniye gibi oldukça iyi bir süre kazancı sağlandığı anlamına gelmektedir. Diğer bir deyişle, mesaj uzunluğu ve süre açısından mevcut duruma göre yaklaşık %16.6 oranında bir tasarruf sağlanmaktadır. Mesaj uzunluğunda sağlanan 3 saniyelik bir azalma, CNAV-2M mesajının 10 epok zamanında iletilmesine imkan vermektedir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde GNSS, askeri ve sivil uygulamaların ötesinde ekonomik ve toplumsal faydalar da sağlamaktadır. Bu sistemler, konumlandırma, hava trafiği, cep telefonları, araç takip sistemleri, finansal işlemlerin sorunsuz çalışması, gemiler ve uçak rehberliği, turist rehberliği, sosyal ağ oluşturma, fotoğraf coğrafi kodlama, e- sağlık ve eğlence gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Fakat günümüzde kullanılan sistemler, özellikle uydu sinyalinin güvenilirliği, kullanılabilirliği ve bütünlüğü açısından iyileştirmeye ihtiyaç duymaktadır.

Yaklaşık olarak 30 yıl önce geliştirilen GPS sistemi, kullanıcılar için hayati öneme sahip klasik seyrüsefer mesajını (LNAV) L_1 üzerinden hem sivil, hem askeri kullanıcılara iletmektedir. Sivil kullanıcıların artan talepleri ve gereksinimleri doğrultusunda aynı zamanda küresel boyutta diğer sistemlerle rekabet edebilmek için GPS, hizmetlerini ve sinyal performansını geliştirmek adına uzun dönem bir modernizasyon çalışması başlatılmıştır. LNAV mesajına ilave olarak hem L_5 hem de L_2 frekansı için CNAV ve L_1 frekansı için ise CNAV-2 yeni sivil seyrüsefer mesaj yapısı tasarlanmıştır. CNAV ve CNAV-2, LNAV'a kıyasla daha doğru bir yörünge hesabı için genişletilmiş bir uydu yörünge parametre seti içermektedir. Bu yeni mesaj yapıları, sivil kullanıcılarına çift frekans imkânı ile gelişmiş iyonosferik hata düzeltmelerini mümkün kılmaktadır.

Daha önceden belirtildiği üzere, gelecekte geleneksel LNAV mesajının yerini alması beklenen CNAV-2 mesaj yapısının tasarımı 2003 yılında başlamış ve 2006 yılında tamamlanmıştır. LNAV'dan CNAV-2'ye yapılan geçişle, sivil ve askeri kullanıcılar için daha güçlü, daha esnek ve yüksek doğruluk, yüksek düzeyde süreklilik ve gürültüye karşı daha fazla dayanıklılık sağlanması hedeflenmiştir. Ayrıca CNAV-2 seyrüsefer mesajı sadece GPS'ten değil, diğer GNSS sistemlerinden de yayınlanacak olup, tüm GNSS kullanıcıları L_1 frekansından (1575.42 MHz) yapılan bu yayını konum belirleme amacı ile kullanabilecektir.

Devrim niteliğindeki CNAV-2 mesajı, çerçeve yapısı, mesaj içeriği, kullanılan kodlama tekniği gibi birçok yenilik içermektedir. CNAV ve LNAV'a göre CNAV-2 mesaj yapısında kullanılan kodlama tekniği oldukça göze çarpan yeniliklerin başında gelmektedir. LNAV yapısında Hamming kullanılırken, CNAV yapısında Konvolüsyonel kodlama tercih edilmiştir. Üç alt-çerçeveye ayrılan CNAV-2 mesaj yapısında gelişmiş ve güçlü modern LDPC kodlama tekniği ile özel olarak tasarlanmış BCH tercih edilmiştir.

Görüldüğü üzere, geleneksel mesaj LNAV'dan yeni nesil mesaj CNAV-2' ye uzanan süreçte ilkel kodlama tekniği Hamming'ten günümüzde yeni teknolojiye sahip 5G haberleşme sistemlerinde olduğu gibi LDPC kodlara bir geçiş yapılmıştır.

Bu çalışmanın temel amacı, kodlama karmaşıklığı, çözümleme karmaşıklığı, kodlama süresi, çözümleme süresi, blok uzunluğu, kod oranı ve BER olmak üzere yedi kıyaslama ölçütü ışığında ortam gürültüsüne bağlı olarak yeni nesil GPS CNAV-2 mesaj yapısı için özellikle yenilikçi haberleşme sistemlerinde kullanılan doğruluğu ve gürültüye karşı dayanıklılığı yüksek Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar gibi çeşitli kanal kodlama yöntemlerinin sergileyecekleri performansı detaylı ve bütünsel olarak inceleyerek modernize edilmiş yeni bir CNAV-2 mesaj yapısı önermektir. Bu amaç doğrultusunda, uyduların gönderdiği ikili formdaki GPS L_{1C} CNAV-2 gerçek seyrüsefer mesaj yapısı IS-GPS-800H dokümanı dikkate alınarak gerçekliğe uygun olarak MATLAB ortamında oluşturulmuştur. Daha sonra Konvolüsyonel, Turbo, LDPC, QC-LDPC, Polar ve CRC-Polar yöntemleri CNAV-2 mesaj yapısına uygulanmış ve gösterdikleri performans yukarıda bahsedilen yedi farklı kıyaslama ölçütüne bağlı olarak mevcut LDPC ve BCH yöntemleri referans alınarak değerlendirilmiştir.

Telekomünikasyon alanında oldukça önemli yere sahip bit veya veri hızı (bit/data rate) vericiden alıcıya gönderilen saniyedeki bit sayısı olarak tanımlanmaktadır [210–213]. Veri hızı, kablosuz haberleşme, uydu haberleşmesi ve küresel uydu sistemleri gibi birçok telekomünikasyon uygulamalarında yüksek önem derecesine sahip bir parametredir. GNSS uydularından gönderilen sinyallerin hatalı ve/veya güvenilir olmadığı durumlarda kullanıcıya gelen sinyallerin sağlıklı olmadığına dair çok kısa süre içerisinde bir uyarı mesajı gönderilir. Bütünlük (integrity) mesajı olarak da adlandırılan bu uyarı, havacılık alanında yaklaşma, iniş ve kalkış gibi kritik aşamalarda oldukça önemli bir rol oynamaktadır. Bu yüzden de bütünlük mesajının hızlı bir şekilde elde edilmesini sağlamak amacıyla alıcılara normal mesaja göre daha yüksek veri hızı ile gönderilmektedir. Bu açıdan ele alındığında, veri hızı parametresinin etkisini dikkate almak oldukça önemlidir. Ancak, bazı faktörler bir sistemin veri hızını sınırlamaktadır. *Nyquist* teoremi gürültüsüz durumlar için maksimum veri hızını belirtirken, *Shannon* teoremi gürültülü durumlar altında maksimum veri hızını belirtir [210]. Buna göre, bir iletişim sisteminin veri hızına etki eden faktörler, *Shannon* ve *Nyquist* teoremlerinden yola çıkarak rahatlıkla ortaya koyulabilir. *Shannon* ve *Nyquist* teoremlerine göre, veri hızı

sinyalin gücü, gürültünün gücü, bant genişliği ve modülasyon tekniği gibi önemli teknik faktörlerle doğrudan ilişkilidir [210, 212]. Görüldüğü gibi, bit hızı ile kanal kodlama yöntemleri arasında matematiksel herhangi bir bağıntı bulunmamaktadır. Diğer bir deyişle, veri hız değişimi kanal kodlama yönteminin sergilediği BER performansına herhangi bir etkide bulunmamaktadır. 50 *sps* (symbol per second) hıza sahip BPSK modülasyonu ve (7,4) Hamming kodlama yöntemi kullanan bir sistemi ele alalım. İkinci bir senaryoda bu sistemin yine 50 *sps* QPSK modülasyonu ve (7,4) Hamming kod kullandığını varsayalım. QPSK modülasyonu her bir sembole karşılık 2 bit bilgi içerirken, BPSK modülasyonu 1 bit bilgi içermektedir. Her iki sistemin BER değerleri karşılaştırıldığında, 50 *sps* veya 100 *bps* hıza sahip QPSK modülasyonlu sistemin BER sonuçları, 50 *sps* veya 50 *bps* hıza sahip BPSK modülasyonlu sistemin BER sonuçlarından daha kötü bir performans sergileyecektir. 100 *bps* hıza sahip sistemin BER performansının kötü olmasının sebebi, kanal kodlama yöntemi ile ilgili değil, kullanılan QPSK modülasyonu ile ilişkilidir [130, 205, 214–220]. QPSK modülasyonunda faz diyagramı dört eş parçaya ayrıldığı için alıcı kısımda bu faz geçişlerini tespit etmek BPSK'ya göre daha zordur. Bu durumda, gönderilen bilgi bitlerinin alıcıda hatalı olarak çözümlenme olasılığı yüksek olduğu için kodlama yönteminin hata düzeltme yeteneği yetersiz kalmaktadır. Her iki durumda da Hamming kodlama, veri dizisini 7 –bit uzunluğunda paketler halinde alır ve ardından çözümler. Bir sonraki adımda diğer 7 –bit uzunluğunda bir dizi için aynı işlemi gerçekleştirir. Kanal kodlama yöntemi, veri hızı ve süreden bağımsızdır. Yani, 100 *bps* hıza sahip veri, daha fazla verinin alınarak paralel işleme yapılması ve gerekli adımların daha hızlı tamamlanması anlamına gelir. Yukarıda bahsedilen durumlardan anlaşılacağı üzere, alıcıya 100 *bps* ve 50 *bps* hızla veri dizisinin ulaşması kodlama yönteminin gösterdiği performansı etkilememektedir. Kanal kodlama yönteminin BER performansı, doğrudan hata düzeltme yeteneği ile ilişkilidir. Veri hızının artması, birim zamanda daha fazla bilgi bitinin alınması anlamına gelir ve bu durumda daha kısa sürede bilgi elde edilmesini mümkün kılar. Bahsedilen durumlar dikkate alındığında veri hızının kanal kodlama yönteminin sergilediği davranış üzerinde herhangi bir etkisinin olmamasından dolayı yapılan çalışmada veri hızı kanal kodlama yöntemlerinin performansını değerlendirmede bir kıyaslama ölçütü olarak alınmamıştır.

GPS L_{1C} CNAV-2 sinyali alıcılara MBOC modülasyonu ile gönderilmektedir. Çalışmanın ana amacı, mevcut durumda kullanılan modülasyon tekniği yerine farklı bir modülasyon türü önermek değil, seyrüsefer mesajının güvenilirliği, gürültüye karşı dayanıklılığı ve doğruluğunu artırmak üzere sistemde kullanılan FEC tekniği yerine daha iyi performansa sahip yeni kanal kodlama yöntemi önermektir. BPSK'nın basit ve uygulaması nispeten kolay bir modülasyon olması, ayrıca performans karşılaştırmalarında genel kıyaslama ölçütü olarak kabul görmesi sebebiyle çalışma kapsamında geliştirilen simülasyon modelinde BPSK modülasyonu özellikle tercih edilmiştir. Ayrıca, düşük dereceye sahip bir modülasyon türü olduğu için alıcı tarafta demodülasyon sonucu elde edilen bilgi bitlerinin doğru olarak alınma olasılığı diğer tekniklere kıyasla oldukça yüksektir. Bu durum, modülasyondan kaynaklı hataların elimine edilerek kanal kodlama yöntemlerinin performansını daha net ve doğru olarak ortaya koyma anlamında oldukça önemlidir. GPS CNAV-2 MBOC yerine BPSK modülasyonu uygulanmış olması yöntemlerin gösterdiği başarımların sıralamasını etkilemez, sadece modülasyon tipine bağlı olarak elde edilen BER analizindeki sayısal değerlerde farklılık göstermesine neden olabilir.

Bu bilgiler ışığında çalışma sonunda işbirliği ve uyumluluk programı çerçevesinde yakın gelecekte GPS, GLONASS, Galileo ve BeiDou olmak üzere bütün küresel konum belirleme sistemleri tarafından ortak yayınlanacak mevcut CNAV-2 mesajının performansının iyileştirilmesi ve yeni CNAV-2M mesajı için iki farklı öneride bulunulmuştur. Her iki öneriden elde edilen sonuçlarda ayrı başlıklar altında sıralanmıştır.

7.1. CNAV-2 Mesajının İyileştirilmesine Yönelik Sonuçlar

Mesaj yapısı değiştirilmeden gürültüye karşı daha dayanıklı ve daha iyi performans sergileyen bir CNAV-2 mesajı için mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine daha gelişmiş kodlama tekniklerinin araştırıldığı çalışmadan elde edilen sonuçlar ve bulgular aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- ❖ Alt-çerçeve 1 mesajında kanal kodlama yöntemi olarak kullanılan BCH tekniğinin BER performansına göre CRC-Polar, Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemlerinin çok daha yüksek başarımlar gösterdiği gözlemlenmiştir.
- ❖ Alt-çerçeve 2 ve alt-çerçeve 3 mesajında CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemlerinin mevcut durumda kullanılan LDPC'nin BER performansına kıyasla oldukça iyi bir performans sergilediği gözlemlenmiştir.

- ❖ Aynı zamanda alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleştirildiği SF2SF3 senaryosunda en iyi yöntemin QC-LDPC_{BG2} olduğu bulunmuştur. Bu sırayı QC-LDPC_{BG1}, CRC-Polar, LDPC, Turbo, Polar ve Konvolüsyonel kod izlemiştir. Bu durum, üç farklı alt-çerçevenin tek bir çerçeve olarak birleştirildiği ALLSF senaryosu için de benzerlik göstermektedir.
- ❖ SF2SF3 ve ALLSF senaryosundan yedi farklı yöntemle elde edilen sonuçlar alt-çerçeve 1 yapısı ile karşılaştırıldığında, mevcut BCH yönteminin daha iyi performansa sahip olduğu görülmüştür.
- ❖ SF2SF3 ve ALLSF senaryosunda QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} ile CRC-Polar yöntemlerinin mevcut alt-çerçeve 2 ve 3'te kullanılan LDPC metoduna göre daha yüksek başarımlar gösterdiği belirlenmiştir. Konvolüsyonel, Polar, Turbo ve düzenli LDPC matrisinin mevcut duruma göre performansı daha kötü olarak gözlemlenmiştir.
- ❖ Blok uzunluğu arttıkça Konvolüsyonel, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin BER performanslarının kötüleştiği, buna karşın LDPC, QC-LDPC ve Turbo metodlarının gösterdiği performansın daha kararlı olduğu bulunmuştur.
- ❖ Düşük kod oranlarında özellikle Polar kodlamanın iyi bir seçim olduğu, kod oranı arttıkça Polar kodlamanın performansının da bu artışa bağlı olarak kötüleştiği gözlemlenmiştir.
- ❖ Polar kod, blok uzunluğunun nispeten daha kısa olduğu durumlar için uygun iken, bit uzunluğunun nispeten daha uzun olduğu durumlar için LDPC uygundur.
- ❖ SF1 senaryosu için yapılan kodlama karmaşıklığı ve süre analizine göre, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Polar ve CRC-Polar yöntemlerinin mevcut duruma göre daha düşük seviyelerde olduğu söylenebilir. Çözümleme karmaşıklığı ve süresi açısından CRC-Polar, QC-LDPC_{BG1} ve QC-LDPC_{BG2} yöntemleri referans değere göre çok yakın iken sonuç verirken, Polar kodlama bu değer altında kalmaktadır.
- ❖ SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF senaryoları için yapılan kodlama karmaşıklık ve süre analizleri sonucunda, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, Konvolüsyonel ve Turbo yöntemlerinin mevcut durumlara yakın seviyelerde olduğu, CRC-Polar ve Polar tekniklerinin referans değerlerin biraz üzerinde olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca, düzenli LDPC için kodlama karmaşıklığı ve süresinin oldukça yüksek seviyelerde olduğu belirlenmiştir.

- ❖ SF2, SF3, SF2SF3 ve ALLSF çözümü karmaşıklığı ve süresi açısından değerlendirilmiş ve düzenli LDPC, QC-LDPC_{BG1}, QC-LDPC_{BG2}, CRC-Polar yöntemlerinin mevcut duruma yakın sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Ancak, Polar kodun çözümü karmaşıklığı ve süresinin daha düşük değerlerde kaldığı tespit edilmiştir. Konvolüsyonel ve Turbo yöntemleri için çözümü karmaşıklığı ve süresi mevcut duruma göre oldukça yüksek seviyelerdedir.

Özellikle SF1, SF2 ve SF3 mesajları göz önünde bulundurulduğunda, düşük kodlama ve çözümü karmaşıklığı süresi ile sinyalin doğruluğu, güvenilirliği ve gürültüye karşı dayanıklılığı açısından en iyi yöntemlerin sırasıyla CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} olduğu sonucu açıkça görülmektedir. Alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3'ün birleştirilmesi ve üç alt-çerçevenin tek çerçeve olarak düşünülmesi durumunda kanal kodlama tekniği olarak kıyaslama ölçütleri ışığında diğerlerine göre QC-LDPC_{BG2} yöntemi ön plana çıkmaktadır. Ancak, geleneksel L₁ LNAV ve CNAV-2 mesaj yapısı karşılaştırıldığında, parçalı mesaj yapısı yerine daha bütünsel bir mesaj yapısına geçiş yapıldığı görülmektedir. Üç alt-çerçeve yapısına sahip CNAV-2 mesajı önem derecesine göre üç farklı alt-çerçeveye ayrılmıştır. Alt-çerçeve 1 alıcı için oldukça hayati öneme sahip zaman bilgisini, alt-çerçeve 2 alıcının konumunu hesaplaması için ihtiyaç duyduğu uydu parametreleri ve saat gibi önemli parametreleri ve alt-çerçeve 3 ise uydu almanak bilgileri ile iyonosferik hata düzeltme bilgilerini içerdiği için CNAV-2 mesaj yapısını kısmen veya tamamen birleştirerek tek parça haline getirme, alıcılar açısından oldukça verimsiz bir mimari olacaktır. Örneğin, kullanıcı kritik zaman parametresini belirlemek için tüm seyrüsefer mesajının çözülmesini beklemek zorunda kalacak ve bu durumda alıcının konum hesabında belirli bir gecikmeye sebep olacaktır.

LDPC yönteminin son yıllarda birçok uygulamada popüler olarak kullanılsa bile gelişim süreci Robert Gallager tarafından ortaya atıldığı 1960'lı yıllara dayanmaktadır. O yıllardan itibaren geliştirilmesine yönelik oldukça fazla araştırma ve çalışma yapılmıştır. Geline nokta itibarı ile yakın gelecekte optimum LDPC kod yapısına ulaşılabileceği ve LDPC kodların performansının iyileştirilmesine yönelik çalışmaların sınırlı kalacağı düşünülmektedir. 2009 yılında ortaya çıkan yeni kanal kodlama yöntemi Polar kod mevcut durumda LDPC ve diğer kodlar ile rekabet edebilecek düzeydedir. Henüz daha yeni bir yöntem olan Polar kod üzerinde yapılacak geliştirme çalışmaları, Polar kodun

sergilediği performansı her geçen gün daha da iyileştirecektir. Bu durum düşünüldüğünde, yakın gelecekte birçok uygulamanın vazgeçilmez bir parçası olacağı açıktır. CRC-Polar yönteminin uygulanması sonucunda alt-çerçeve 1 için 10^{-3} BER oranında 0.9 dB, 10^{-2} BER oranında alt-çerçeve 2 ile alt-çerçeve 3 için 0.72 dB ve 1.63 dB' lik bir kazanç sağlanmaktadır. Analiz sonuçlarından anlaşılabacağı üzere, Polar kod ve CRC tekniğinin birleşmesi ile ortaya çıkan CRC-Polar yönteminin diğer yöntemlere kıyasla üç alt-çerçeve için de oldukça iyi bir performans sergilediği gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, yeni nesil GPS CNAV-2 mesaj yapısının gürültüye karşı dayanıklılığını ve gönderilen seyrüsefer mesajının doğruluğunu artırmak üzere, CNAV-2 mesaj yapısını değiştirmeden mevcut kanal kodlama yöntemleri yerine hem kullanıcı hem de uzay bölümü için yüksek performans, düşük karmaşıklık ve düşük süre özellikleri sunan CRC-Polar yapısının kullanılması ile elde edilen yeni bir CNAV-2 mesaj tasarımı önerilmektedir.

7.2. CNAV-2M Mesajına Yönelik Sonuçlar

Bu bölümde, CRC-Polar ile elde edilen başarımların sonuçları ile mevcut CNAV-2 mesajında kullanılan yöntemlerin gösterdiği sonuçların birbirine yakın olması sağlanarak mesaj uzunluğu ve süresinin düşürüldüğü yeni bir CNAV-2M mesaj tasarımı önerilmiştir. CNAV-2M için bir önceki bölümde mevcut duruma göre sadece daha iyi performans sergileyen kanal kodlama yöntemleri ele alınmıştır. Eşlik bitlerinin azaltılması kod oranının artması anlamına geldiği için söz konusu kodlama yöntemlerinin kod oranları değiştirilerek performansları mevcut CNAV-2 mesajının sergilediği performansa göre değerlendirilmiştir. Mesaj uzunluğu ve süresinin düşürüldüğü yeni CNAV-2M mesaj çalışmasından elde edilen sonuçlar ve bulgular aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- ❖ Alt-çerçeve 1 için CRC-Polar, Polar ve QC-LDPC_{BG2} yöntemlerine $R = 0.20$, 0.25 , 0.30 ve 0.33 olmak üzere dört farklı kod oranı uygulanmış ve eşlik bitlerinin azalmasına bağlı olarak elde edilen başarımların sonuçları beklendiği gibi kötüleşmiştir. $R = 0.30$ kod oranı incelendiğinde QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemleri mevcut duruma göre daha kötü bir performans sergilediği, CRC-Polar yöntemi mevcut duruma oldukça yakın bir performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Söz konusu kod oranı için alt-çerçeve 1'in mesaj uzunluğu 30 –bit olarak belirlenmiştir.

- ❖ Alt-çerçeve 2 için CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemlerinin sergiledikleri performans kod oranının artmasına bağlı olarak kötüleşmektedir. Fakat, $R = 0.57$ kod CRC-Polar yönteminin performansı mevcut duruma oldukça yakın seyrettiği sonucuna varılmıştır. $R = 0.57$ kod oranı için alt-çerçeve 2'in mesaj uzunluğu 1040 –bit olarak hesaplanmıştır.
- ❖ Alt-çerçeve 3 için CRC-Polar, QC-LDPC_{BG2} ve QC-LDPC_{BG1} yöntemlerinin sergiledikleri performans eşlik bitinin azalmasına dayalı olarak daha da kötüleşmektedir. Ancak, $R = 0.63$ kod CRC-Polar yöntemi mevcut durumla paralel bir performans gösterdiği belirlenmiştir. İlgili kod oranı için alt-çerçeve 3'ün mesaj uzunluğu 430 –bit olmaktadır.
- ❖ Her bir alt-çerçeve için yapılan analiz sonucunda kod oranı değişimine en dayanıklı yöntemin CRC-polar olduğu gözlemlenmiştir. Diğer bir deyişle, en düşük eşlik biti ile mevcut duruma en yakın BER performansı sergileyen kanal kodlama yönteminin CRC-Polar olduğuna dikkat etmek oldukça önemlidir.
- ❖ CNAV-2M mesajı için yapılan kod oranı değişim analizleri sonucunda kullanılan ilgili yöntemlerin kodlama karmaşıklığı ve süresinin mevcut durumlardan daha alt seviyelerde olduğu belirlenmiştir. Bu durum, eşlik bitlerinin azaltılmasından kaynaklanmaktadır.
- ❖ Benzer şekilde, çözümleme karmaşıklığı ve süresi açısından değerlendirildiğinde kullanılan ilgili yöntemlerin mevcut durumdan daha düşük seviyelerde kaldığı gözlemlenmiştir.

Bu çalışma sonucunda, seyrüsefer mesaj parametrelerinde herhangi bir değişiklik yapılmadan, sadece kanal kodlama yöntemini değiştirerek mevcut durumla aynı BER performansına sahip yeni CNAV-2M mesajı 1500 –bit mesaj uzunluğuna ve 15 saniye süreye sahip olmaktadır. Bu durum, mesaj uzunluğunda 300 –bitlik bir azalmanın olduğu ve dolayısı ile 3 saniye gibi oldukça iyi bir süre kazancı sağlandığı anlamına gelmektedir. Yani hem mesaj uzunluğu hem de süre açısından %16.6 oranında bir iyileştirme gerçekleştirilmiştir. Mevcut CNAV-2 mesajı 12 epok zamanında iletilirken, önerilen CNAV-2M mesajını iletmek için 10 epok zamanı yeterli olmaktadır.

Yukarıda sıralanan durumlara ilave olarak CNAV-2M mesajının sağlayacağı düşünülen diğer önemli avantajlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Seyrüsefer mesajının daha kısa sürede alınması
- Daha hızlı sinyal yakalama ve sinyal izleme
- Önerilen mesaj süresinin TOI parametresi ile temsil edilmesine uygun olması
- Önerilen seyrüsefer mesajının gürültüye karşı gösterdiği performansın mevcut duruma oldukça yakın olması
- Mesaj uzunluğunun azalmasına bağlı olarak özellikle çözümleme karmaşıklığı ve süresinin mevcut duruma göre daha düşük olması
- Mesaj yapısında herhangi bir parametre değişimine gerek kalmaması ve mevcut sistemle uyumlu olması sebebiyle sisteme kolay entegrasyon

Ayrıca, CNAV-2M ile sağlanan başarımdan elde edilen 300 –bitlik alan, hassasiyetini artırmak için alıcı için hayati öneme sahip parametrelere tahsis edilebilir. Bu çalışmanın devamında yapılabilecek ve gelecekteki çalışmalara yol gösterebileceği düşünülen bazı öneriler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Çalışma kapsamında incelenen kanal kodlama yöntemleri yer ve uzaya dayalı performans artırım sistemleri gibi diğer sistemlerinde mesaj yapılarına uygulanıp, performansları değerlendirilebilir.
- Geliştirilen simülasyon model ile CRC-Polar tekniğinin performansı CNAV-2 mesajında kullanılan Multiplexed Binary Offset Carrier (MBOC) modülasyonu ile ölçülebilir.
- Oluşturulan simülasyon modele sönümlü kanal olarak adlandırılan Rayleigh kanal etkisi eklenerek çoklu yol etkisinin önerilen CRC-Polar yöntemi üzerindeki etkisi incelenebilir.
- CNAV-2 mesajının iyileştirilmesi ve CNAV-2M mesajı için önerilen kanal kodlama yöntemlerinin donanımsal olarak uygulanıp pratik uygulamalara ilişkin performansı değerlendirilebilir.

KAYNAKÇA

- [1] Ertürk, S. (2016). Sayısal haberleşme, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [2] Jiang, Y. (2010). A practical guide to error-control coding using MATLAB, Artech House, Boston, Mass.
- [3] Berlekamp, E. R. (2015). Algebraic coding theory, World Scientific, New Jersey.
- [4] Singh, M. P., Kumar, P. (2012). An Efficient Forward Error Correction Scheme for Wireless Sensor Network. *Procedia Technology*, 4, 737-742.
- [5] Nafaa, A., Taleb, T., Murphy, L. (2008). Forward error correction strategies for media streaming over wireless networks. *IEEE Commun. Mag.*, 46(1), 72-79.
- [6] Dowla, F. U. (2004). Handbook of RF and wireless technologies, Newnes, Amsterdam, Boston.
- [7] Ahmadi, S. (2014). LTE-advanced: *A practical systems approach to understanding the 3GPP LTE releases 10 and 11 radio access technologies*, Elsevier, Amsterdam.
- [8] Maurya, A. K., Prakash, R., Sriwas, S. K., Kumar, P., Singh, R. K. (2020). Impact of code rate and constraint length variation on qualitative performance of OIDMA system with random inter-leaver. *Optik*, 202, 163584.
- [9] Ramadan, K., Alturki, A., Dessouky, M. I., Abd El-Samie, F. E. (2021). Equalization and CFO Compensation for SISO-OFDM Communication Systems with Chaotic Interleaving. *International Journal of Electronics*.
- [10] Jamshidi, A., Keshavarz-Hadad, A., Zare, F. (2016). Estimation of Convolutional Interleaver Parameters in the Burst and BSC Channels. *Iran J Sci Technol Trans Electr Eng*, 40(2-4), 93-102.
- [11] Lin, S., Costello, D. J. (2004). Error control coding: *Fundamentals and applications / Shu Lin and Daniel J. Costello*, Pearson Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., London.
- [12] Lin, S., Costello, D. J., Miller, M. J. (1984). Automatic-repeat-request error-control schemes. *IEEE Commun. Mag.*, 22(12), 5-17.
- [13] Minn, H., Zeng, M., Bhargava, V. K. (2001). On ARQ scheme with adaptive error control. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 50(6), 1426-1436.
- [14] Telagarapu, P., Naidu, G., Chiranjeevi, K. (2011). Analysis of Coding Techniques in WiMAX. *IJCA*, 22(3), 19-26.
- [15] Hajiyat, Z. R. M., Sali, A., Mokhtar, M., Hashim, F. (2019). Channel Coding Scheme for 5G Mobile Communication System for Short Length Message Transmission. *Wireless Pers Commun*, 106(2), 377-400.

- [16] Chang, F., Onohara, K., Mizuochi, T. (2010). Forward error correction for 100 G transport networks. *IEEE Commun. Mag.*, 48(3), S48-S55.
- [17] Shannon, C. E. (1948). A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*, 27(3), 379-423.
- [18] Berceanu, M.-G., Florea, C., Halunga, S. (2020). Performance Comparison of Massive MIMO System with Orthogonal and Nonorthogonal Multiple Access for Uplink in 5G Systems. *Applied Sciences*, 10(20), 7139.
- [19] Sicot, G., Houcke, S., Barbier, J. (2009). Blind detection of interleaver parameters. *Signal Processing*, 89(4), 450-462.
- [20] Bonnor, N. (2012). A Brief History of Global Navigation Satellite Systems. *J. Navigation*, 65(1), 1-14.
- [21] Khan, A. M., Iqbal, N., Khan, A. A., Khan, M. F., Ahmad, A. (2020). Detection of Intermediate Spoofing Attack on Global Navigation Satellite System Receiver Through Slope Based Metrics. *J. Navigation*, 73(5), 1052-1068.
- [22] Saleh, H. A., Chelouah, R. (2004). The design of the global navigation satellite system surveying networks using genetic algorithms. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 17(1), 111-122.
- [23] Kaplan, E. D., Hegarty, C. (2006). Understanding GPS: *Principles and applications* / Elliott D. Kaplan, Christopher J. Hegarty, editors, Artech House, Boston, Mass., London.
- [24] Angrisano, A., Gioia, C., Gaglione, S., Del Core, G. (2013). GNSS Reliability Testing in Signal-Degraded Scenario. *International Journal of Navigation and Observation*, 2013, 1-12.
- [25] Wu, Z., Zhang, Y., Liu, R. (2020). BD-II NMA&SSI: An Scheme of Anti-Spoofing and Open BeiDou II D2 Navigation Message Authentication. *IEEE Access*, 8, 23759-23775.
- [26] Kaur, N., Pal Singh Kalsi, A. (2016). Implementation of Polar Codes over AWGN and Binary Symmetric Channel. *Indian Journal of Science and Technology*, 9(19).
- [27] Teunissen, P. J. G., Montenbruck, O. (2017). Springer handbook of global navigation satellite systems, Springer, Cham, Switzerland.
- [28] Curran, J. T., Navarro, M., Anghileri, M., Closas, P., Pfletschinger, S. (2016). Coding Aspects of Secure GNSS Receivers. *Proc. IEEE*, 104(6), 1271-1287.

- [29] Stansell, T. A., Hudnut, K. W., Keegan, R. G. (2011). Future Wave: *L1C Signal Performance and Receiver Design*.
- [30] Li, X., Ge, M., Dai, X., Ren, X., Fritsche, M., Wickert, J., Schuh, H. (2015). Accuracy and reliability of multi-GNSS real-time precise positioning: GPS, GLONASS, BeiDou, and Galileo. *J Geod*, 89(6), 607-635.
- [31] Li, X., Zhang, X., Ren, X., Fritsche, M., Wickert, J., Schuh, H. (2015). Precise positioning with current multi-constellation Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo and BeiDou. *Scientific reports*, 5, 8328.
- [32] Ke, J., Lu, X., Wang, X., Chen, X., Tang, S. (2020). Concatenated Coding for GNSS Signals in Urban Environments. *Applied Sciences*, 10(18), 6397.
- [33] Richardson, T. J., Urbanke, R. L. (2001). Efficient encoding of low-density parity-check codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 47(2), 638-656.
- [34] Dafesh, P. A., Valles, E. L., Hsu, J., Sklar, D. J., Zapanta, L. F., Cahn, C. R. (Eds.) (2007). Data Message Performance for the Future L1C GPS Signal, The Institute of Navigation.
- [35] Anghileri, M., Paonni, M., Fontanella, D., Eissfeller, B. (2013). Assessing GNSS data message performance: *A new approach*.
- [36] Bioglio, V., Condo, C., Land, I. (2020). Design of Polar Codes in 5G New Radio. *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, 1.
- [37] Bae, J. H., Abotabl, A., Lin, H.-P., Song, K.-B., Lee, J. (2019). An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*, 8.
- [38] Nguyen, T. T. B., Nguyen Tan, T., Lee, H. (2019). Efficient QC-LDPC Encoder for 5G New Radio. *Electronics*, 8(6), 668.
- [39] Dhuheir, M., Ozturk, S. (2018). Polar Codes Applications for 5G Systems. *Erciyes University Journal of Institue Of Science and Technology*, 34(3), 1-16.
- [40] Arora, K., Singh, J., Randhawa, Y. S. (2020). A survey on channel coding techniques for 5G wireless networks. *Telecommun Syst*, 73(4), 637-663.
- [41] Guo, J., Shi, Z., Liu, Z., Zhang, Z., Liu, Q. (2016). Multi-CRC Polar Codes and Their Applications. *IEEE Commun. Lett.*, 20(2), 212-215.
- [42] Zhang, Q., Liu, A., Pan, X., Pan, K. (2017). CRC Code Design for List Decoding of Polar Codes. *IEEE Commun. Lett.*, 21(6), 1229-1232.

- [43] Yao, H., Fazeli, A., Vardy, A. (2021). List Decoding of Arıkan's PAC Codes. *Entropy (Basel, Switzerland)*, 23(7).
- [44] Wang, A., Chen, J., Zhang, Y., Wang, J., Wang, B. (2019). Performance Evaluation of the CNAV Broadcast Ephemeris. *J. Navigation*, 72(5), 1331-1344.
- [45] Xie, J., Wang, H., Li, P., Meng, Y. (2021). Satellite Navigation Broadcasting Link Technology. In: *Satellite Navigation Systems and Technologies*, Xie, J., Wang, H., Li, P., Meng, Y. (Eds.), pp. 111-180, Springer Singapore, Singapore, 111-180.
- [46] Wang, A., Chen, J., Wang, J. (2017). Precision Analysis of CNAV Broadcast Ephemeris and Its Impact on the User Positioning. In: *China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2017 Proceedings: Volume I*, Sun, J., Liu, J., Yang, Y., Fan, S., Yu, W. (Eds.), pp. 431-440, Springer Singapore, Singapore, 431-440.
- [47] Tung Ta Hai, Thuan Nguyen Dinh, Gianluca Falco, Nicola Linty, Calogero Cristodaro, Rodrigo Romero, Fabio Dosis (2015). Performance Assessment of the New L2C CNAV GPS Signal, Unpublished.
- [48] Thoenert, S., Steigenberger, P., Montenbruck, O., Meurer, M. (2019). Signal analysis of the first GPS III satellite. *GPS Solut*, 23(4).
- [49] Suzuki, T., Ichikawa, Y., Komine, A., Takejima, K., Matsuoka, S., Akiyama, K., Matsumoto, J. (2021). Ranging and Demodulation Performance of QZSS L1C Signal in Forest/Urban Environments. In: *Proceedings of the 34th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2021)*, pp. 1927-1953, Institute of Navigation. St. Louis, Missouri.
- [50] Anghileri, M., Luise, M., Perotti, A., Tarable, A., Paonni, M., Eissfeller, B., López-Risueño, G., Zanier, F. (2011). A fresh look into designing channel error protection codes for satellite navigation messages, France.
- [51] Tarable, A., Andreotti, R., Luise, M., Zanier, F., Cioni, S. (2018). Link-Layer Coding for GNSS Navigation Messages. *NAVIGATION*, 65(3), 405-421.
- [52] Al-Mualla, M. E., Canagarajah, C. N., Bull, D. R. (2002). Video coding for mobile communications: *Efficiency, complexity, and resilience* / Mohammed Ebrahim Al-Mualla, C. Nishan Canagarajah and David R. Bull, Academic Press, Amsterdam, London.
- [53] Panem, C., Gad, V., S. Gad, R. (2020). Polynomials in Error Detection and Correction in Data Communication System. In: *Coding Theory*, Radhakrishnan, S., Sarfraz, M. (Eds.), IntechOpen.

- [54] Castiñeira Moreira, J., Farrell, P. G. (2006). Essentials of error-control coding, John Wiley, Chichester.
- [55] Morelos-Zaragoza, R. H. (2006). The art of error correcting coding, John Wiley, Chichester.
- [56] Das, A., Toubia, N. A. (2020). A Single Error Correcting Code with One-Step Group Partitioned Decoding Based on Shared Majority-Vote. *Electronics*, 9(5), 709.
- [57] Davydov, A. A., Tombak, L. M. (1991). An alternative to the Hamming code in the class of SEC-DED codes in semiconductor memory. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 37(3), 897-902.
- [58] Affeldt, R., Garrigue, J., Saikawa, T. (2020). A Library for Formalization of Linear Error-Correcting Codes. *J Autom Reasoning*, 64(6), 1123-1164.
- [59] Hamming, R. W. (1950). Error Detecting and Error Correcting Codes. *Bell System Technical Journal*, 29(2), 147-160.
- [60] Hamady, M., Walker, J. J., Harris, J. K., Gold, N. J., Knight, R. (2008). Error-correcting barcoded primers for pyrosequencing hundreds of samples in multiplex. *Nature methods*, 5(3), 235-237.
- [61] Hillier, C., Balyan, V. (2019). Error Detection and Correction On-Board Nanosatellites Using Hamming Codes. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2019, 1-15.
- [62] Kythe, D. K., Kythe, P. K. (2012). Algebraic and stochastic coding theory, CRC Press, Boca Raton, FL.
- [63] Bose, R. C., Ray-Chaudhuri, D. K. (1960). On a class of error correcting binary group codes. *Information and Control*, 3(1), 68-79.
- [64] Hocquenghem, A. (1959). Codes correcteurs d'erreurs. *Chiffers*, 2, 147-156.
- [65] Zhu, S., Sun, Z., Li, P. (2018). A class of negacyclic BCH codes and its application to quantum codes. *Des. Codes Cryptogr.*, 86(10), 2139-2165.
- [66] Saiz-Adalid, L.-J., Gracia-Morán, J., Gil-Tomás, D., Baraza-Calvo, J.-C., Gil-Vicente, P.-J. (2020). Reducing the Overhead of BCH Codes: New Double Error Correction Codes. *Electronics*, 9(11), 1897.
- [67] Reed, I. S., Chen, X. (1999). Error-Control Coding for Data Networks, Springer US, Boston, MA.
- [68] Ding, C. (2015). Parameters of Several Classes of BCH Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 61(10), 5322-5330.

- [69] Hsu, H. T. (1970). A large class of cyclic and shortened cyclic binary codes for multiple error correction. *Information and Control*, 16(3), 231-242.
- [70] Bhuiyan, M. Z. H., Söderholm, S., Thombre, S., Ruotsalainen, L., Kuusniemi, H. (2014). Overcoming the challenges of BeiDou receiver implementation. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 14(11), 22082-22098.
- [71] Viterbi, A. (1971). Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems. *IEEE Trans. Comm. Technol.*, 19(5), 751-772.
- [72] Elias, P. (1955). Coding for noisy channels. *IRE Conv. Rec.*, 3, 37-46.
- [73] Forney, G. D. (1973). The viterbi algorithm. *Proc. IEEE*, 61(3), 268-278.
- [74] Urrea, C., Kern, J., López, R. (2020). Fault-tolerant communication system based on convolutional code for the control of manipulator robots. *Control Engineering Practice*, 101, 104508.
- [75] Vucetic, B., Yuan, J. (2000). Turbo Codes: *Principles and Applications*, Springer US; Imprint: Springer, New York, NY.
- [76] Forney, G. (1970). Convolutional codes I: Algebraic structure. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 16(6), 720-738.
- [77] Bensky, A. (2019). Short-range wireless communication: *Fundamentals of RF system design and application* / Alan Bensky, Newnes, Amsterdam.
- [78] Develi, I., Kabalci, Y. (2016). A comparative simulation study on the performance of LDPC coded communication systems over Weibull fading channels. *Journal of Applied Research and Technology*, 14(2), 101-107.
- [79] Gallager, R. G. (1962). Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on Information Theory*, 8(1), 21-28.
- [80] Kou, Y., Lin, S., Fossonier, M. (2001). Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 47(7), 2711-2736.
- [81] Gallager, R. G. (1963). Low-density parity-check codes, MIT-Press, Cambridge, Mass.
- [82] Berrou, C. (2010). Codes and turbo codes, Springer, Paris, London.
- [83] Bonello, N., Chen, S., Hanzo, L. (2011). Low-Density Parity-Check Codes and Their Rateless Relatives. *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, 13(1), 3-26.
- [84] Moura, J., Lu, J., Zhang, H. (2004). Structured low-density parity-check codes. *IEEE Signal Process. Mag.*, 21(1), 42-55.

- [85] Ha, J., Kim, J., McLaughlin, S. W. (2004). Rate-Compatible Puncturing of Low-Density Parity-Check Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50(11), 2824-2836.
- [86] Miladinovic, N., Fossorier, M. (2005). Improved Bit-Flipping Decoding of Low-Density Parity-Check Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 51(4), 1594-1606.
- [87] Kuc, M., Sulek, W., Kania, D. (2020). Low Power QC-LDPC Decoder Based on Token Ring Architecture. *Energies*, 13(23), 6310.
- [88] Zhu, H., Pu, L., Xu, H., Zhang, B. (2018). Construction of Quasi-Cyclic LDPC Codes Based on Fundamental Theorem of Arithmetic. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018, 1-9.
- [89] Wu, H., Wang, H. (2019). A High Throughput Implementation of QC-LDPC Codes for 5G NR. *IEEE Access*, 7, 185373-185384.
- [90] Nadal, J., Baghdadi, A. (2021). Parallel and Flexible 5G LDPC Decoder Architecture Targeting FPGA. *IEEE Trans. VLSI Syst.*, 29(6), 1141-1151.
- [91] Sha, J., Wang, Z., Gao, M., Li, L. (2009). Multi-Gb/s LDPC Code Design and Implementation. *IEEE Trans. VLSI Syst.*, 17(2), 262-268.
- [92] Masera, G., Quaglio, F., Vacca, F. (2007). Implementation of a Flexible LDPC Decoder. *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 54(6), 542-546.
- [93] Zhong, H., Zhang, T. (2005). Block-LDPC: a practical LDPC coding system design approach. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 52(4), 766-775.
- [94] Mansour, M. M., Shanbhag, N. R. (2003). High-throughput LDPC decoders. *IEEE Trans. VLSI Syst.*, 11(6), 976-996.
- [95] Li, Z., Chen, L., Zeng, L., Lin, S., Fong, W. (2005). Efficient Encoding of Quasi-Cyclic Low-Density Parity-Check Codes. *IEEE Trans. Commun.*, 53(11), 1973.
- [96] Daqin, P., Shumin, Z., Jing, S. (2018). A Novel Construction of QC-LDPC Codes Based on Combinatorial Mathematics. *Procedia Computer Science*, 131, 786-792.
- [97] Mahdi, A., Paliouras, V. (2014). A Low Complexity-High Throughput QC-LDPC Encoder. *IEEE Trans. Signal Process.*, 62(10), 2696-2708.
- [98] Tian, Y., Bai, Y., Liu, D. (2021). Low-Latency QC-LDPC Encoder Design for 5G NR. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 21(18).
- [99] Freundlich, S., Burshtein, D., Litsyn, S. (2007). Approximately Lower Triangular Ensembles of LDPC Codes With Linear Encoding Complexity. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 53(4), 1484-1494.

- [100] Yao, Z., Lu, M. (2020). Next-generation GNSS signal design: *Theories, principles and technologies* / Zheng Yao, Mingquan Lu, Springer, Singapore.
- [101] Kalipatnapu, S., Chakrabarti, I. (2019). High-throughput Bit Flipping decoder for structured LDPC codes. *IET Communications*, 13(14), 2168-2172.
- [102] Petrović, V. L., El Mezeni, D. M. E., Radošević, A. (2021). Flexible 5G New Radio LDPC Encoder Optimized for High Hardware Usage Efficiency. *Electronics*, 10(9), 1106.
- [103] Chen, T.-Y., Vakilinia, K., Divsalar, D., Wesel, R. D. (2015). Protograph-Based Raptor-Like LDPC Codes. *IEEE Trans. Commun.*, 63(5), 1522-1532.
- [104] Zaidi, A., Athley, F., Medbo, J., Gustavsson, U., Durisi, G., Chen, X. (2018). Channel Coding. In: *5G Physical Layer*, pp. 253-278, Elsevier, 253-278.
- [105] Arikan, E. (2020). Systematic Encoding and Shortening of PAC Codes. *Entropy (Basel, Switzerland)*, 22(11).
- [106] Rowshan, M., Burg, A., Viterbo, E. (2021). Polarization-Adjusted Convolutional (PAC) Codes: Sequential Decoding vs List Decoding. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 70(2), 1434-1447.
- [107] Tonnellier, T., Gross, W. J. (2021). On Systematic Polarization-Adjusted Convolutional (PAC) Codes. *IEEE Commun. Lett.*, 25(7), 2128-2132.
- [108] Dong, Q. T., Arzel, M., Jegou, C., Gross, W. J. (2010). Stochastic Decoding of Turbo Codes. *IEEE Trans. Signal Process.*, 58(12), 6421-6425.
- [109] Sripimanwat, K. (2005). Turbo code applications: *A journey from a paper to realization* / edited by Keattisak Sripimanwat, Springer, Dordrecht, Great Britain.
- [110] Valenti, M. C., Sun, J. (2004). Turbo Codes. In: *Handbook of RF and Wireless Technologies*, pp. 375-399, Elsevier, 375-399.
- [111] Hall, E. K., Wilson, S. G. (1998). Design and analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16(2), 160-174.
- [112] Battail, G. (1998). A conceptual framework for understanding turbo codes. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16(2), 245-254.
- [113] Berrou, C., Glavieux, A., Thitimajshima, P. (1993). Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1. In: *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, pp. 1064-1070, IEEE. Geneva, Switzerland.

- [114] Hsu, J.-M., Wang, C.-L. (1998). A parallel decoding scheme for turbo codes. In: *ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.98CH36187)*, pp. 445-448, IEEE. Monterey, CA, USA.
- [115] Sadjadpour, H. R., Sloane, N., Salehi, M., Nebe, G. (2001). Interleaver design for turbo codes. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(5), 831-837.
- [116] Narayanan, K. R., Stuber, G. L. (1998). List decoding of turbo codes. *IEEE Trans. Commun.*, 46(6), 754-762.
- [117] Sun, Y., Cavallaro, J. R. (2011). Efficient hardware implementation of a highly-parallel 3GPP LTE/LTE-advance turbo decoder. *Integration*, 44(4), 305-315.
- [118] Adamu, M. J., Qiang, L., Zakariyya, R. S., Nyatega, C. O., Kawuwa, H. B., Younis, A. (2021). An Efficient Turbo Decoding and Frequency Domain Turbo Equalization for LTE Based Narrowband Internet of Things (NB-IoT) Systems. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 21(16).
- [119] Gracie, K., Hamon, M.-H. (2007). Turbo and Turbo-Like Codes: Principles and Applications in Telecommunications. *Proc. IEEE*, 95(6), 1228-1254.
- [120] Alcoforado, M. d. L. M., Oliveira, M. C., Da Rocha, V. C. (2015). Bahl–Cocke–Jelinek–Raviv decoding algorithm applied to the three-user binary adder channel. *IET Communications*, 9(7), 897-902.
- [121] Sazlı, M. (2005). A review of turbo coding and decoding. *Communications Faculty Of Science University of Ankara*, 49(1), 9-25.
- [122] Arikan, E. (2009). Channel Polarization: A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 55(7), 3051-3073.
- [123] Arikan, E. (2011). Systematic Polar Coding. *IEEE Commun. Lett.*, 15(8), 860-862.
- [124] Arikan, E. (2016). On the Origin of Polar Coding. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 34(2), 209-223.
- [125] Arikan, E. (2008). A performance comparison of polar codes and Reed-Muller codes. *IEEE Commun. Lett.*, 12(6), 447-449.
- [126] Indoonundon, M., Pawan Fowdur, T. (2021). Overview of the challenges and solutions for 5G channel coding schemes. *Journal of Information and Telecommunication*, 5(4), 460-483.

- [127] Zhan, M., Pang, Z., Dzung, D., Xiao, M. (2018). Channel Coding for High Performance Wireless Control in Critical Applications: Survey and Analysis. *IEEE Access*, 6, 29648-29664.
- [128] Shin, D.-M., Lim, S.-C., Yang, K. (2013). Design of Length-Compatible Polar Codes Based on the Reduction of Polarizing Matrices. *IEEE Trans. Commun.*, 61(7), 2593-2599.
- [129] Arikan, E. (2006). Channel combining and splitting for cutoff rate improvement. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 52(2), 628-639.
- [130] Rao, K. D. (2015). Channel coding techniques for wireless communications, Springer, New Delhi.
- [131] Gazi, O. (2019). Mathematical Modelling of Polar Codes, Channel Combining and Splitting. In: *Polar Codes*, Gazi, O. (Ed.), pp. 91-134, Springer Singapore, Singapore, 91-134.
- [132] MahdaviFar, H. (2020). Polar Coding for Non-Stationary Channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 66(11), 6920-6938.
- [133] Serbetci, B., Pusane, A. E. (2014). Practical polar code construction using generalised generator matrices. *IET Communications*, 8(4), 419-426.
- [134] Wang, R., Liu, R. (2014). A Novel Puncturing Scheme for Polar Codes. *IEEE Commun. Lett.*, 18(12), 2081-2084.
- [135] Song, W., Shen, Y., Li, L., Niu, K., Zhang, C. (2020). A General Construction and Encoder Implementation of Polar Codes. *IEEE Trans. VLSI Syst.*, 28(7), 1690-1702.
- [136] Kandatsu, T., Saba, T. (2019). Generator Matrix Based Puncturing in Polar Coding. In: *2019 13th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, pp. 1-5, IEEE. Gold Coast, Australia.
- [137] Wang, Y., Wang, Q., Zhang, Y., Qiu, S., Xing, Z. (2020). An Area-Efficient Hybrid Polar Decoder With Pipelined Architecture. *IEEE Access*, 8, 68068-68082.
- [138] Şaşıoğlu, E. (2011). Polarization and Polar Codes. *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*, 8(4), 259-381.
- [139] Falk, M., Bauch, G., Nissen, I. (2020). On Channel Codes for Short Underwater Messages. *Information*, 11(2), 58.
- [140] Qin, M., Guo, J., Bhatia, A., Guillen i Fabregas, A., Siegel, P. H. (2017). Polar Code Constructions Based on LLR Evolution. *IEEE Commun. Lett.*, 21(6), 1221-1224.

- [141] Giard, P., Balatsoukas-Stimming, A., Sarkis, G., Thibeault, C., Gross, W. J. (2018). Fast Low-Complexity Decoders for Low-Rate Polar Codes. *J Sign Process Syst*, 90(5), 675-685.
- [142] Condo, C. (2021). Input-Distribution-Aware Successive Cancellation List Decoding of Polar Codes. *IEEE Commun. Lett.*, 25(5), 1510-1514.
- [143] Kim, H., Lee, H., Park, H. (2021). Distributed CRC scheme for low-complexity successive cancellation flip decoding of polar codes. *ICT Express*.
- [144] Leroux, C., Raymond, A. J., Sarkis, G., Tal, I., Vardy, A., Gross, W. J. (2012). Hardware Implementation of Successive-Cancellation Decoders for Polar Codes. *J Sign Process Syst*, 69(3), 305-315.
- [145] Arikan, E. (2018). Serially Concatenated Polar Codes. *IEEE Access*, 6, 64549-64555.
- [146] Tal, I., Vardy, A. (2015). List Decoding of Polar Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 61(5), 2213-2226.
- [147] Goela, N., Korada, S. B., Gastpar, M. (082010). On LP decoding of polar codes. In: *2010 IEEE Information Theory Workshop*, pp. 1-5, IEEE. Dublin, Ireland.
- [148] Murata, T., Ochiai, H. (2018). Performance Analysis of CRC Codes for Systematic and Nonsystematic Polar Codes with List Decoding. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018, 1-8.
- [149] Hashemi, S. A., Condo, C., Gross, W. J. (2016). A Fast Polar Code List Decoder Architecture Based on Sphere Decoding. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 63(12), 2368-2380.
- [150] Sinha, T., Bhaumik, J. (2020). Performance Analysis of CRC-Aided Polar Codes with SCL Decoding Algorithm for the Binary Deletion Channel. In: *Proceedings of the 2nd International Conference on Communication, Devices and Computing*, Kundu, S., Acharya, U.S., De, C.K., Mukherjee, S. (Eds.), pp. 13-23, Springer Singapore, Singapore, 13-23.
- [151] Niu, K., Chen, K. (2012). CRC-Aided Decoding of Polar Codes. *IEEE Commun. Lett.*, 16(10), 1668-1671.
- [152] Li, B., Shen, H., Tse, D. (2012). An Adaptive Successive Cancellation List Decoder for Polar Codes with Cyclic Redundancy Check. *IEEE Commun. Lett.*, 16(12), 2044-2047.
- [153] Sarkis, G., Giard, P., Vardy, A., Thibeault, C., Gross, W. J. (2016). Fast List Decoders for Polar Codes. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 34(2), 318-328.

- [154] Kim, J.-H., Kim, S.-H., Jang, J.-W., Kim, Y.-S. (2017). Low Complexity List Decoding for Polar Codes with Multiple CRC Codes. *Entropy*, 19(4), 183.
- [155] Cao, C., Fei, Z., Yuan, J., Kuang, J. (2014). Low complexity list successive cancellation decoding of polar codes. *IET Communications*, 8(17), 3145-3149.
- [156] Xu, Q., Pan, Z., Liu, N., You, X. (2018). A complexity-reduced fast successive cancellation list decoder for polar codes. *Sci. China Inf. Sci.*, 61(2).
- [157] El-Abbasy, K., Taki Eldin, R., El Ramly, S., Abdelhamid, B. (2021). Optimized Polar Codes as Forward Error Correction Coding for Digital Video Broadcasting Systems. *Electronics*, 10(17), 2152.
- [158] Sharma, A., Salim, M. (2020). Performance Evaluation of Polar Code for Ultrareliable Low Latency Applications of 5G New Radio. In: *Optical and Wireless Technologies*, Janyani, V., Singh, G., Tiwari, M., d'Alessandro, A. (Eds.), pp. 261-270, Springer Singapore, Singapore, 261-270.
- [159] Shi, Y. Q., Zhang, X. M., Ni, Z.-C., Ansari, N. (2004). Interleaving for combating bursts of errors. *IEEE Circuits Syst. Mag.*, 4(1), 29-42.
- [160] Cornaglia, B., Spini, M. (1996). Letter: New statistical model for burst error distribution. *Eur. Trans. Telecomm.*, 7(3), 267-272.
- [161] Ramsey, J. (1970). Realization of optimum interleavers. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 16(3), 338-345.
- [162] Hadj Abderrahmane, L., Chellali, S. (2008). Performance comparison between Gaussian interleaver, Rayleigh interleaver, and dithered golden interleaver. *Ann. Telecommun.*, 63(7-8), 449-452.
- [163] Swaminathan, R., Madhukumar, A. S. (2017). Classification of Error Correcting Codes and Estimation of Interleaver Parameters in a Noisy Transmission Environment. *IEEE Trans. on Broadcast.*, 63(3), 463-478.
- [164] Grewal, M. S., Andrews, A. P., Bartone, C. (2020). Global navigation satellite systems, inertial navigation, and integration, Wiley, Hoboken.
- [165] Yin, H., Morton, Y. T., Carroll, M., Vinande, E. (2015). Performance Analysis of L2 and L5 CNAV Broadcast Ephemeris for Orbit Calculation. *J Inst Navig*, 62(2), 121-130.
- [166] Montenbruck, O., Langley, R. B., Steigenberger, P. (2013). 2C or Not 2C: *The First Live Broadcast of GPS CNAV Messages*.

- [167] Global Positioning Systems Directorate (2021). Interface Specification IS-GPS-800H: *Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interface*.
- [168] Elango, G. A., Sudha, G. (2016). Design of complete software GPS signal simulator with low complexity and precise multipath channel model. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 3(2), 161-180.
- [169] Xu, D., Morton, Y. J., Rino, C. L., Carrano, C. S., Jiao, Y. (2020). A two-parameter multifrequency GPS signal simulator for strong equatorial ionospheric scintillation: modeling and parameter characterization. *NAVIGATION*, 67(1), 181-195.
- [170] Doberstein, D. (2012). *Fundamentals of GPS receivers: A hardware approach / by Dan Doberstein*, Springer, New York, London.
- [171] Jeruchim, M. (1984). Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2(1), 153-170.
- [172] Torrieri, D. (1984). The Information-Bit Error Rate for Block Codes. *IEEE Trans. Commun.*, 32(4), 474-476.
- [173] Zhang, F., Zhang, X., Zhang, H. (2007). Digital image watermarking capacity and detection error rate. *Pattern Recognition Letters*, 28(1), 1-10.
- [174] Lee, J.-W., Chiang, M., Calderbank, A. R. (2006). Price-based distributed algorithms for rate-reliability tradeoff in network utility maximization. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 24(5), 962-976.
- [175] Mejia, C. E., Georgiades, C. N., Abdallah, M. M., Al-Badarneh, Y. H. (2017). Code Design for Flicker Mitigation in Visible Light Communications Using Finite State Machines. *IEEE Trans. Commun.*, 65(5), 2091-2100.
- [176] Sendrier, N. (2017). Code-Based Cryptography: State of the Art and Perspectives. *IEEE Secur. Privacy*, 15(4), 44-50.
- [177] Chivers, I., Sleightholme, J. (2015). An Introduction to Algorithms and the Big O Notation. In: *Introduction to Programming with Fortran*, Chivers, I., Sleightholme, J. (Eds.), pp. 359-364, Springer International Publishing, Cham, 359-364.
- [178] Hussein, D., Han, S. N., Lee, G. M., Crespi, N., Bertin, E. (2017). Towards a dynamic discovery of smart services in the social internet of things. *Computers & Electrical Engineering*, 58, 429-443.

- [179] Kobo, H. I., Abu-Mahfouz, A. M., Hancke, G. P. (2019). Fragmentation-Based Distributed Control System for Software-Defined Wireless Sensor Networks. *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 15(2), 901-910.
- [180] Vangala, H., Hong, Y., Viterbo, E. (2016). Efficient Algorithms for Systematic Polar Encoding. *IEEE Commun. Lett.*, 20(1), 17-20.
- [181] Mahdi, A., Paliouras, V. (2015). On the Encoding Complexity of Quasi-Cyclic LDPC Codes. *IEEE Trans. Signal Process.*, 63(22), 6096-6108.
- [182] Tran, D., Aslam, S., Gorius, N., Nehmetallah, G. (2021). Parallel Computation of CRC-Code on an FPGA Platform for High Data Throughput. *Electronics*, 10(7), 866.
- [183] Huang, Q., Tang, L., He, S., Xiong, Z., Wang, Z. (2014). Low-Complexity Encoding of Quasi-Cyclic Codes Based on Galois Fourier Transform. *IEEE Trans. Commun.*, 62(6), 1757-1767.
- [184] Ji, H. M., Killian, E. (2002). Fast parallel CRC algorithm and implementation on a configurable processor. In: *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, pp. 1813-1817, IEEE. New York, NY, USA.
- [185] Daut, D., Modestino, J., Wismer, L. (1982). New short constraint length convolutional code constructions for selected rational rates (Corresp.). *IEEE Trans. Inform. Theory*, 28(5), 794-800.
- [186] Chavet, C., Coussy, P. (2015). *Advanced Hardware Design for Error Correcting Codes*, Springer International Publishing, Cham.
- [187] Lestable, T., Ran, M. (2011). Error control coding for B3G: *Paving the way to IMT-advanced standards / edited by Thierry Lestable, Moshe Ran*, Wiley, Oxford.
- [188] Roth, R. M., Seroussi, G. (1988). Encoding and decoding of BCH codes using light and short codewords. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 34(3), 593-596.
- [189] Massey, J. (1969). Shift-register synthesis and BCH decoding. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 15(1), 122-127.
- [190] Hong, J., Vetterli, M. (1995). Simple algorithms for BCH decoding. *IEEE Trans. Commun.*, 43(8), 2324-2333.
- [191] Kim, T., Heo, J. (2018). Information-Propagation-Based Scheduling for the Fast Convergence of Shuffled Decoding. *IEEE Commun. Lett.*, 22(7), 1314-1317.
- [192] Prasad, R., Mihovska, A. (2009). *New horizons in mobile and wireless communications*, Artech House, Boston, London.

- [193] Xu, Z., Wang, L., Hong, S. (2021). Joint Early Stopping Criteria for Protograph LDPC Codes-Based JSCC System in Images Transmission. *Entropy (Basel, Switzerland)*, 23(11).
- [194] Chen, K., Niu, K., Lin, J. (2013). Improved Successive Cancellation Decoding of Polar Codes. *IEEE Trans. Commun.*, 61(8), 3100-3107.
- [195] Di Guan, Niu, K., Dong, C., Zhang, P. (2019). Successive Cancellation Priority Decoding of Polar Codes. *IEEE Access*, 7, 9575-9585.
- [196] Dizdar, O. (2020). A Complexity Reduction Method for Successive Cancellation List Decoding. *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 67(4), 655-659.
- [197] Torrieri, D. (2018). Principles of Spread-Spectrum Communication Systems, Springer International Publishing, Cham.
- [198] Vucetic, B., Yuan, J. (2000). Turbo Coding Performance Analysis and Code Design. In: *Turbo Codes*, Vucetic, B., Yuan, J. (Eds.), pp. 73-115, Springer US, Boston, MA, 73-115.
- [199] Wu, P.-Y. (2001). On the complexity of turbo decoding algorithms. In: *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, pp. 1439-1443, IEEE, Rhodes, Greece.
- [200] Xiao, Y., Pan, Y. (2009). Emerging Wireless LANs, Wireless PANs, and Wireless MANs, John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, NJ, USA.
- [201] Aerts, N., Avram, I., Moeneclaey, M. (2014). Low-complexity a posteriori probability approximation in EM-based channel estimation for trellis-coded systems. *J Wireless Com Network*, 2014(1).
- [202] McEliece, R. J. (1996). On the BCJR trellis for linear block codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 42(4), 1072-1092.
- [203] Graell i Amat, A., Montorsi, G., Benedetto, S. (2004). Design and decoding of optimal high-rate convolutional codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50(5), 867-881.
- [204] A. M. El-Bendary, M. (2015). Developing Security Tools of WSN and WBAN Networks Applications, Springer Japan, Tokyo.
- [205] Hanzo, L., Liew, T. H., Yeap, B. L. (2002). Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding, John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK.
- [206] McEliece, R. J., Lin, W. (1996). The trellis complexity of convolutional codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 42(6), 1855-1864.

- [207] Li, Y. (2015). Computer principles and design in Verilog HDL, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey.
- [208] Stanković, S., Orović, I., Sejdić, E. (2016). Multimedia Signals and Systems, Springer International Publishing, Cham.
- [209] Moon, T. K. (2005). Error correction coding: *Mathematical methods and algorithms*, Wiley Interscience, Hoboken, N.J.
- [210] Chen, W.-K. (2005). The electrical engineering handbook, Elsevier Academic Press, Amsterdam, London.
- [211] Del Campo, G., Gomez, I., Cañada, G., Piovano, L., Santamaria, A. (2020). Guidelines and criteria for selecting the optimal low-power wide-area network technology. In: *LPWAN Technologies for IoT and M2M Applications*, pp. 281-305, Elsevier, 281-305.
- [212] Ling, F., Proakis, J. (2017). An Overview of Digital Communication Systems. In: *Synchronization in Digital Communication Systems*, Ling, F., Proakis, J. (Eds.), pp. 1-51, Cambridge University Press, Cambridge, 1-51.
- [213] Ullah, S., Higgins, H., Braem, B., Latre, B., Blondia, C., Moerman, I., Saleem, S., Rahman, Z., Kwak, K. S. (2012). A comprehensive survey of Wireless Body Area Networks on PHY, MAC, and Network layers solutions. *Journal of medical systems*, 36(3), 1065-1094.
- [214] Sarnin, S. S., Nairn, N. F., Muhamad, W. N. S. W. (062010). Performance evaluation of phase shift keying modulation technique using BCH code, Cyclic code and Hamming code through AWGN channel model in communication system. In: *The 3rd International Conference on Information Sciences and Interaction Sciences*, pp. 60-65, IEEE. Chengdu, China.
- [215] O. Omijeh, B. (2016). Comparative Study of Bit Error Rate of Different M-ary Modulation Techniques in AWGN Channel. *AJNC*, 5(5), 82.
- [216] Giordano, A. A., Levesque, A. H. (2015?). Modeling of digital communication systems using Simulink, Wiley, Hoboken, New Jersey.
- [217] El-Nahal, F. I. (2018). Coherent quadrature phase shift keying optical communication systems. *Optoelectron. Lett.*, 14(5), 372-375.
- [218] Chen, X. M., Mak, P. U., Pun, S. H., Gao, Y. M., Lam, C.-T., Vai, M. I., Du, M. (2012). Study of channel characteristics for galvanic-type intra-body communication

based on a transfer function from a quasi-static field model. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 12(12), 16433-16450.

[219] UlHaque, A., Saeed, M., Ahmed Siddiqui, F. (2012). Comparative Study of BPSK and QPSK for Wireless Networks over NS2. *IJCA*, 41(19), 8-12.

[220] Sarnin, S. S., Kadri, N., Mozi, A. M., Wahab, N. A., Naim, N. F. (062010). Performance analysis of BPSK and QPSK using error correcting code through AWGN. In: *2010 International Conference on Networking and Information Technology*, pp. 178-182, IEEE. Manila, Philippines.



EKLER

EK-1. CNAV-2 RINEX Format

Bir seyrüsefer mesajı, yörünge parametreleri, saat düzeltme parametreleri ve almanak parametreleri olmak üzere üç önemli bölümden oluşur. *Alıcıdan Bağımsız Veri Değişim (Receiver Independent Navigation Exchange)* formatı olarak bilinen RINEX formatında sunulan uydu yörünge parametrelerini ikilik tabana dönüştürebilmek için CNAV-2 mesajında bulunan parametrelerin RINEX veri formatı içerisindeki yerlerinin mutlaka bilinmesi gerekmektedir. Tablo E.1.1’de, GPS CNAV-2 seyrüsefer mesaj parametrelerinin RINEX formatı ve IS-ICD-800H dokümanında karşılık gelen sembolleri gösterilmektedir.

Tablo E.1.1. RINEX formatı içerisinde bulunan parametreler

HEADER LABEL	RINEX	IS-GPS-800H
TYPE / SV / MSG	- New Record identifier: > - Navigation Data Record Type – EPH - Satellite system (G), sat number (PRN) - Navigation Message Type – CNV2	- - - -
SV / EPOCH / SV CLK	- Satellite system (G) sat number (PRN) - Epoch: Toc ve Toe - Time of Clock year (4 digits) month, day, hour, minute, second - SV clock bias (seconds) - SV clock drift (sec/sec) - SV clock drift rate (sec/sec ²)	- t_{oc} ve t_{oe} - a_{f_0-n} - a_{f_1-n} - a_{f_2-n}
BROADCAST ORBIT – 1	- A DOT (meters/sec) - C _{rs} (meters) - Delta n0 (radians/sec) - M0 (radians)	- $\dot{A}$ - C_{rs-n} - Δn_0 - M_{0-n}
BROADCAST ORBIT – 2	- C _{uc} (radians) - e Eccentricity - C _{us} (radians) - sqrt(A) (sqrt(m))	- C_{uc-n} - e_n - C_{us-n} -
BROADCAST ORBIT – 3	- t _{op} (seconds) - C _{ic} (radians) - OMEGA0 (radians) - C _{is} (radians)	- t_{op} - C_{ic-n} - Ω_{0-n} - C_{is-n}
BROADCAST ORBIT – 4	- i0 (radians) - C _{rc} (meters) - omega (radians) - OMEGA DOT (radians/sec)	- i_{0-n} - C_{rc-n} - ω_n - $\dot{\Omega}$
BROADCAST ORBIT – 5	- IDOT (radians/sec) - Delta n0 dot (radians/sec ²) - URAI_NED0 - URAI_NED1	- $i_{0-n} - DOT$ - Δn_0 - $URA_{NED0} Index$ - $URA_{NED1} Index$
BROADCAST ORBIT – 6	- URAI_ED - SV health (L1C health, bit 33 of sf 2) - TGD (seconds) - URAI_NED2	- $URA_{ED} Index$ - L1C health - T_{GD} - $URA_{NED2} Index$
BROADCAST ORBIT – 7	- ISC_L1CA (seconds) - ISC_L2C (seconds) - ISC_L5I5 (seconds) - ISC_L5Q5 (seconds)	- ISC_{L1CA} - ISC_{L2C} - ISC_{L5I5} - ISC_{L5Q5}
BROADCAST ORBIT – 8	- ISC_L1Cd (seconds) - ISC_L1Cp (seconds)	- ISC_{L1CD} - ISC_{L1CP}
BROADCAST ORBIT – 9	- t _{tm} : Transmission time of message** (sec of GPS week) - wn _{op} : GPS continuous week number with the ambiguity resolved	- - WN_{op}

CNAV-2 parametrelerinin RINEX 4.0 versiyonunda bulunan yerleşim düzeni Tablo E.1.2’de verilmiştir. Ayrıca, bu dizilimin daha net anlaşılabilmesi için 4 numaralı GPS uydusunun 14.03.2019 yılında yayımladığı parametreler Tablo E.1.3’te gösterilmektedir.

Tablo E.1.2. CNAV-2 mesajı RINEX formatı

Navigation Data Record Type							Satellite system (G), sat number (PRN)		Navigation Message Type	
PRN Number	Epoch Year	Epoch Month	Epoch Day	Epoch Hour	Epoch Minute	Epoch Second	SV Clock Bias	SV Clock Drift	SV Clock Drift Rate	Empty
Empty	A DOT						C_rs	Delta n0	M0	Empty
Empty	C_uc						e Eccentricity	C_us	sqrt(A)	Empty
Empty	t_op						C_ic	OMEGA0	C_is	Empty
Empty	i0						C_rc	omega	OMEGA DOT	Empty
Empty	IDOT						Delta n0 dot	URAI_NED0	URAI_NED1	Empty
Empty	URAI_ED						SV health	TGD	URAI_NED2	Empty
Empty	ISC_L1CA						ISC_L2C	ISC_L5I5	ISC_L5Q5	Empty
Empty	ISC_L1Cd						ISC_L1Cp	Empty	Empty	Empty
Empty	t_tm						wn_op	Empty	Empty	Empty

GPS seyrüsefer mesajında bulunan bazı parametreler RINEX formatında yer almaz. Bu durum RINEX formatının özellikle alıcı için kritik olan yörünge, saat ve iyonosferik düzeltme gibi parametreleri içermesinden kaynaklanmaktadır. Diğer bir deyişle, alıcı için hayati öneme sahip olmayan verilere RINEX formatında genellikle yer verilmez. Aynı şekilde RINEX’te yer alan epoch year, month, day, hour, minute, second gibi bazı parametreler de seyrüsefer mesajında doğrudan yer almaz, ancak RINEX bu bilgileri kendisi dolaylı olarak elde edebilir. Benzer şekilde, CNAV-2 mesajında bulunan ITOW parametresi gibi bazı parametreler RINEX formatı içerisinde gösterilmez.

Tablo E.1.3. CNAV-2 RINEX formatı örnek uygulama

EPH							G04		CNV2	
G04	2019	03	14	03	30	00	1.330042141490e-04	7.226219622680e-12	0.000000000000e+00	
	2.001762390137e-03						6.914062500000e-01	4.625906973308e-09	1.887277537485e+00	
	1.024454832077e-08						3.348654136062e-04	8.376315236092e-06	5.153800325291e+03	
	2.412000000000e+05						-4.656612873077e-09	5.171544951605e-01	2.328306436539e-08	
	9.601927657114e-01						2.174140625000e+02	-1.737767543851e+00	-8.034028170143e-09	
	-2.950122884460e-10						-1.312310522376e-14	-2.000000000000e+00	2.000000000000e+00	
	0.000000000000e+00						1.000000000000e+00	-8.789356797934e-09	5.000000000000e+00	
	9.999000000000e+09						9.999000000000e+09	9.999000000000e+09	9.999000000000e+09	
	-3.492459654808e-10						-7.858034223318e-10			
	3.550860000000e+05						2.044000000000e+03			

RINEX formatında yer alan parametrelerin birimleri ile IS-GPS-800H dokümanındaki ilgili parametrelerin birimleri arasında bazı farklılıklar

bulunabilmektedir. RINEX formatından ikilik tabana dönüşüm yapılırken bu önemli husus göz önüne alınarak RINEX ile IS-GPS-800H arasındaki birim uyumsuzluğunun giderilmesi gerekmektedir. RINEX ile IS-GPS-800H dokümanı arasında birim uyumsuzluğu olan parametrelere örnek Tablo E.1.4'te verilmiştir. Tablo E.1.4'ten görüldüğü üzere, RINEX formatı radian birimi kullanırken, IS-GPS-800H dokümanı radian yerine semi-circles birimini tercih etmektedir. Daha önceden de bahsedildiği üzere, seyrüsefer mesajını dönüştürmek için GNSS sistemi ölçek faktörü yöntemini kullanmaktadır. Bu dönüşüm gerçekleştirilirken ilgili parametrenin bit uzunluğu ve ölçek faktörü dikkate alınır. Eğer RINEX dosyası kullanılarak dönüşüm gerçekleştirilirken bu birim uyumsuzluğu giderilmezse parametre ölçek faktörü hassasiyetinden kaynaklı olarak doğru sonuç elde edilemez. Söz konusu birim uyumsuzluğundan kaynaklanan bu hataların önüne geçmek için Eşitlik E.1.1'de verilen radian ile semi-circle arasındaki dönüşüm gerçekleştirilmelidir.

$$\pi = 1 \text{ semi-circles} \quad (\text{E.1.1})$$

Tablo E.1.4. IS-GPS-800H ile RINEX formatı arasındaki birim uyumsuzlukları

Parametre	RINEX	Birim (RINEX)	IS-GPS-800H	Birim (IS-GPS-800H)
<i>Hesaplanan</i>				
<i>ortalama</i>				
<i>hareketten</i>	Delta n0	radians/sec	Δn_0	semi-circles/sec
<i>sapma miktarı</i>				
<i>Ortalama</i>				
<i>anomali</i>	M0	radians	M_{0-n}	semi-circles
<i>Yükseliş düğüm</i>				
<i>boyları</i>	OMEGA0	radians	Ω_{0-n}	semi-circles
<i>Yörünge eğim</i>				
<i>açısı</i>	i0	radians	i_{0-n}	semi-circles
<i>Perije argümanı</i>	omega	radians	ω_n	semi-circles
<i>Sağ açıklık</i>				
<i>değişim oranı</i>	OMEGA DOT	radians/sec	$\dot{\Omega}$	semi-circles/sec
<i>Yörünge eğim</i>				
<i>açısı değişimi</i>	IDOT	radians/sec	$i_{0-n} - DOT$	semi-circles/sec

EK-2. Ondalık Tabandan Dönüşüm

```
function binary2decimal = conversionb2d(parameter,bit_number,scale_factor)
```

```
control=0;
```

```
for i=1:1:bit_number-1
```

```
control=control+parameter(bit_number+1-i)*2^(-scale_factor-1+i);
```

```
end
```

```
control=control-parameter(1)*2^(-scale_factor-1+bit_number);
```

```
binary2decimal=control;
```

```
end
```

```
function decimal2binary = conversiond2b(parameter,bit_number,scale_factor,signed)
```

```
if(signed==1)
```

```
b= fi(parameter,true,bit_number,scale_factor);% scale factor and bit length adjustment
```

```
else
```

```
b= fi(parameter,false,bit_number,scale_factor);% scale factor and bit length adjustment
```

```
parameter_bin = bin(b);
```

```
logicalMessage = parameter_bin == '1';
```

```
decimal2binary = double(logicalMessage);
```

```
end
```

EK-3. Alt-Çerçeve Matrislerini Okuma

```
function readLDPC = LDPCMatrices(nrow,ncol,fileName)
```

```
M=zeros(nrow,ncol);
```

```
x=xlsread(fileName); % Read data from excel
```

```
y=x(~isnan(x)); % Delete NaN
```

```
z=y'; % Transpose of y
```

```
w=z(1:2:end)'; % Arrange the first coloumn
```

```
w=[w z(2:2:end)']; % Arrange the second coloumn
```

```
[dimr dimc] = size(w);
```

```
for i=1:1:dimr
```

```
    M(w(i,1), w(i,2)) = 1;
```

```
end
```

```
readLDPC = M;
```

```
end
```


EK-4. Alt-Çerçeve 2 Ve 3 İçin H Matrisinin Hesaplanması

```
function H2 = readSF2Matrices()
```

```
%% SF2
```

```
tempASF2=LDPCMatrices(599,600,'CNAV-2 LDPC A Matrix SF2');
```

```
tempBSF2=LDPCMatrices(599,1,'CNAV-2 LDPC B Matrix SF2');
```

```
tempCSF2=LDPCMatrices(1,600,'CNAV-2 LDPC C Matrix SF2');
```

```
tempDSF2=LDPCMatrices(1,1,'CNAV-2 LDPC D Matrix SF2');
```

```
tempESF2=LDPCMatrices(1,599,'CNAV-2 LDPC E Matrix SF2');
```

```
tempTSF2=LDPCMatrices(599,599,'CNAV-2 LDPC T Matrix SF2');
```

```
H2 = [tempASF2 tempBSF2 tempTSF2;tempCSF2 tempDSF2 tempESF2];
```

```
end
```

```
function H3 = readSF3Matrices()
```

```
%% SF3
```

```
tempASF3=LDPCMatrices(273,274,'CNAV-2 LDPC A Matrix SF3');
```

```
tempBSF3=LDPCMatrices(273,1,'CNAV-2 LDPC B Matrix SF3');
```

```
tempCSF3=LDPCMatrices(1,274,'CNAV-2 LDPC C Matrix SF3');
```

```
tempDSF3=LDPCMatrices(1,1,'CNAV-2 LDPC D Matrix SF3');
```

```
tempESF3=LDPCMatrices(1,273,'CNAV-2 LDPC E Matrix SF3');
```

```
tempTSF3=LDPCMatrices(273,273,'CNAV-2 LDPC T Matrix SF3');
```

```
H3 = [tempASF3 tempBSF3 tempTSF3;tempCSF3 tempDSF3 tempESF3];
```

```
end
```

EK-5. Alt-Çerçeve 2 Ve 3 İçin LDPC Kodlama

```
function SF2LDPC = LDPCEncodingSF2(SubFrame2)
```

```
s = SubFrame2; CNAV2_LDPC();
```

```
invT = (inv(tempTSF2));
```

```
ET1 = -(tempESF2*invT);
```

```
phi = ET1*tempBSF2+tempDSF2;
```

```
invphi = inv(mod(phi,2));
```

```
xtra = ET1*tempASF2+tempCSF2;
```

```
p1 = mod(-invphi*(xtra)*(s'),2)';
```

```
p2 = mod (-invT*(tempASF2*s'+tempBSF2*p1'),2);
```

```
SF2LDPC = [s p1 p2'];
```

```
end
```

```
function SF3LDPC = LDPCEncodingSF3(SubFrame3)
```

```
s = SubFrame3; CNAV2_LDPC();
```

```
invT = (inv(tempTSF3));
```

```
ET1 = -(tempESF3*invT);
```

```
phi = ET1*tempBSF3+tempDSF3;
```

```
invphi = inv(mod(phi,2));
```

```
xtra = ET1*tempASF3+tempCSF3;
```

```
p1 = mod(-invphi*(xtra)*(s'),2)';
```

```
p2 = mod (-invT*(tempASF3*s'+tempBSF3*p1'),2);
```

```
SF3LDPC = [s p1 p2'];
```

```
end
```

EK-6. CRC-24 Hesaplama Algoritması

```
function CRCQ = CRC24(SubFrame)
```

```
% gCRC24A(D) = [D^24 + D^23 + D^18 + D^17 + D^14 + D^11 + D^10 + D^7 + D^6  
+ D^5 + D^4 + D^3 + D + 1]
```

```
crc_polynomial=[24 23 18 17 14 11 10 7 6 5 4 3 1 0]; % It indicates coefficients of  
gCRC24A(D)
```

```
original_message=SubFrame; % It is the original transport block before appending CRC  
check sum
```

```
CRCQ=crc_append(original_message,crc_polynomial); % CRC check sum is appended  
to original transport block
```

```
end
```

```
function tx_message=crc_append(original_message,crc_polynomial)
```

```
message=original_message;
```

```
for i=1:length(crc_polynomial)
```

```
    generator_polynomial(1,crc_polynomial(1,i)+1)=1;
```

```
end
```

```
generator_polynomial=flip(generator_polynomial); % Generator polynomial
```

```
append_null=zeros(1,length(generator_polynomial)-1);
```

```
message=[message append_null]; % Before division message is appended with zeros  
equal to order of CRC polynomial
```

```
%Modulo-2 Division
```

```
l_1=(length(message)-length(generator_polynomial));
```

```
for i=1:l_1
```

```

if (length(message)<length(generator_polynomial))
    break
end

R=xor(message(1,:),[generator_polynomial      zeros(1,(length(message)-
length(generator_polynomial))) ]); % one time xor done

message=R(find(R,1,'first'):length(R));

end

% Variable message will contain the CRC check sum

tx_message=[original_message      zeros(1,crc_polynomial(1,1)-length(message))
message];% Generated crc is attached to original message which becomes Transmitted
message

```

ÖZGEÇMİŞ

ORCID NO:

Adı Soyadı : Ahmet Esat SÜZER

Yabancı Dil : İngilizce

Eğitim ve Mesleki Gelişim

2014-2018, Anadolu Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Havacılık Elektrik ve Elektronik A.B.D., ESKİŞEHİR

2009-2013, Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, KAYSERİ

2014-2021, Araştırma görevlisi, Anadolu Üniversitesi, Havacılık Elektrik ve Elektronik A.B.D., ESKİŞEHİR

2021- Devam, Sistem ve algoritma mühendisi, ATEL Teknoloji ve Savunma A.Ş., ANKARA

Yayınları ve/veya Bilimsel/Sanatsal Faaliyetleri

Suzer, A. E., Oktal, H. (2017). PRN code correlation in GPS receiver. In: *8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, pp. 189-193, IEEE. Istanbul, Turkey.

Suzer, A.E., Oktal, H. (2017). New modulation technics in satellite-based navigation systems: binary offset carrier (BOC). In *8th International Advanced Technologies Symposium (IATS'17)*, pp. 2800-2806, Elazığ: Fırat Üniversitesi.

Suzer, A.E., Kaba, A., Başaran Filik, Ü. (2017). Weibull distribution parameter determination for wind speed profile in Hasan Polatkan airport. In *8th International Advanced Technologies Symposium (IATS'17)*, pp. 165, Elazığ: Fırat Üniversitesi.

Süzer, A. E., Oktal, H. (2019). GPS L1 sinyali simülasyonu ve arayüz tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 7(2), 359-371.

Suzer, A. E., Atasoy, V. E., Ekici, S. (2020). Analysis and comparison of various numerical methods in estimating two-parameter Weibull distribution: a case study. In

International Symposium on Electric Aviation and Autonomous Systems, pp. 41-44, Kyiv, Ukraine.

Suzer, A. E., Kaba, A. (2021). A probabilistic-based analysis for wind distribution determination of a runway. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 93(2), 284-297.

Atasoy, V. E., Suzer, A. E., Ekici, S. (2021). Environmental impact of pollutants from commercial aircrafts at Hasan Polatkan airport. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 93(3), 417-428.

Kaba, A., Suzer, A. E. (2021). Metaheuristic data fitting methods to estimate Weibull parameters for wind speed data: a case study of Hasan Polatkan Airport. *The Aeronautical Journal*, 125(1287), 916-948.

Suzer, A. E., Atasoy, V. E., Ekici, S. (2021). Developing a holistic simulation approach for parametric techno-economic analysis of wind energy. *Energy Policy*, 149, 112105.

Tatli, A., Suzer, A. E., Filik, T. and Karakoc, T. H. (2021). A case study on investigating probabilistic characteristic of wind speed data for green airport. In *International Symposium on Aircraft Technology*, Budapest, Hungary.

Suzer, A. E., Atasoy, V. E., Ekici, S. (2022). A framework on the investigation of wind characteristics based on Weibull distribution function by comparative scrutiny of estimation methods: application to an airport. *International Journal of Green Energy*, 19(3), 254-269.

Atasoy, V. E., Suzer, A. E., Ekici, S. (2022). A Comparative analysis of exhaust gas temperature based on machine learning models for aviation applications. *Journal of Energy Resources Technology*, 144(8).