

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YAZILIM TANIMLI RADYO KULLANARAK 5G SİSTEMLERİNDE
KUTUPSAL KODLARININ ANALİZİ VE UYGULAMASI**

MARWAN A. H. DHUHEIR

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

5G SİSTEMLERİNDE KUTUPSAL KODLARININ ANALİZİ VE
YAZILIM TANIMLI RADYO İLE UYGULAMASI

MARWAN ABDOU HASSAN DHUHEIR

Dr. Öğr. Üyesi Sıtkı ÖZTÜRK
Danışman, Kocaeli Üniversitesi
Doç. Dr. Kerem KÜÇÜK
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi Selman KULAÇ
Jüri Üyesi, Düzce Üniversitesi



Tezin Savunulduğu Tarih: 10.01.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Öncelikle, tezim boyunca beni sabrı ve geniş bilgi birikimiyle desteklemiş olan danışmanım Yrd. Doç. Dr. SITKI ÖZTÜRK'e en içten şükranlarımı sunuyorum. Yüksek lisans derecemın düzeyini bilgeliğine ve rehberliğine borçluyum. Etkileşimimizin bir parçası olan nezaketi ve samimiyeti için müteşekkirim.

Ebeveynlerim, Abdou ve Saliha, ve kardeşlerime teşvikleri ve destekleri için teşekkür ederim. Ayrıca bu tezin araştırılması ve yazılması sürecinde bana sürekli destek veren tüm arkadaşlarıma da teşekkür etmek isterim.

Bu araştırma, kamu, ticari veya kar amacı gütmeyen sektörlerdeki finansman kuruluşlarından herhangi bir özel hibe almadı.

Ocak – 2019

Marwan A. H. DHUHEIR

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
TABLolar DİZİNİ.....	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT.....	ix
GİRİŞ.....	1
1. HABERLEŞME KANALLARI VE 5G SİSTEMLERİ.....	4
İletişim Sistemi Modeli.....	4
5G Sistemlerinde Kanal Kodlama.....	5
2. KUTUPSAL KODLAR.....	9
Mevcut Kodların Analizi.....	9
Kutupsal Kodlar Yapısı.....	10
2.2.1. Kanal dönüşümü.....	12
2.2.2. Kanal birleştirme.....	13
2.2.3. Kanal ayırıştırma.....	16
Kod Yapısı.....	16
2.3.1. BEC kanal.....	16
2.3.2. BSC kanal.....	17
2.3.3. AWGN kanal.....	18
Yinelemeli Kanal Dönüşümü.....	19
2.4.1. BSC kanalda kutupsal kodlama ve kod çözme.....	21
Kanal Kutuplaşması.....	24
Kutupsal Kodların Kodlanması.....	26
2.6.1. Kutupsal kodları kodlama.....	27
2.6.2. Kutupsal kodları çözme.....	28
2.6.2.1 SC-kod çözücü.....	28
2.6.2.2. Kutupsal kodlarının ardışık yenilemeli eksiltme (SCL) yöntemiyle kod çözme.....	33
2.6.2.3. L-CRC Destekli ardışık yenilemeli eksiltme kod çözme.....	34
2.6.2.4. Kutupsal kodların uyarlamalı ardışık yenilemeli eksiltme kod çözme.....	35
2.6.3. Oran eşleştirme (rate-matching) kutupsal kodlar.....	37
3. 5G SİSTEMLERİNDE KUTUPSAL KODLAR.....	40
5G Sistemleri Gereksinimleri.....	40
3.1.1. Gecikme.....	42
3.1.2. Hata düzeltme yeteneği.....	43
3.1.3. Esneklik.....	43
5G Sistemlerinde Kutupsal Kodların Kullanılması.....	44
3.2.1. BLER.....	44
3.2.2. eMBB.....	45
3.2.3. URLLC.....	46
3.2.4. mMTC.....	47

3.2.5. Sistem karmaşıklığı	47
3.2.6. Hata zemini (error floor).....	48
5G Sistemlerine Kutupsal Kodların Uygulanması	49
4. KUTUPSAL KODLARIN FARKLI MODÜLASYONLARDA YAZILIM TANIMLI RADYO (USRP) İLE UYGULAMASI	52
Yazılım Tanımlı Radyo (USRP).....	52
4.1.1. USRP verici katı	53
4.1.2. USRP alıcı katı	55
Kanal Kodlamasında Kutupsal Kodları Kullanan LTE Alıcı Verici Uygulaması.....	55
4.2.1. CP-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kutupsal kodların kullanılması.....	57
4.2.2. F-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kutupsal kodların kullanılması.....	59
4.2.3. CP-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kanala gürültü ekleyerek kutupsal kodların kullanılması	61
4.2.4. F-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kanala gürültü ekleyerek kutupsal kodların kullanılması	63
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	66
KAYNAKLAR	68
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	73
ÖZGEÇMİŞ	74

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Temel haberleşme sistemi blok yapısı.....	4
Şekil 1.2.	Basitleştirilmiş temel haberleşme blok yapısı	5
Şekil 1.3.	Kablosuz iletişim sistemlerinin hizmete başlama yılları.....	6
Şekil 1.4.	4G ile 5G haberleşme sisteminin karşılaştırılması	7
Şekil 1.5.	5G haberleşme sisteminin ağ yapısı	7
Şekil 1.6.	LTE-2020 ve ötesi için IMT hizmetleri.....	8
Şekil 2.1.	Simetrik kanal $I(W)$ 'in çalışma durumu	11
Şekil 2.2.	Kanal Birleştirme ve ayırıştırma.....	12
Şekil 2.3.	$W=2$, kanal vektörü blok yapısı	13
Şekil 2.4.	$W = 4$, kanal vektörü blok yapısı.....	14
Şekil 2.5.	WN kanal vektörünün blok yapısı	15
Şekil 2.6.	$N=8, K=4, \epsilon = 0,4$ için BEC kanalın kod yapısı	17
Şekil 2.7.	$N = 8, K = 4, P = 0,1$ BSC'nin kod yapısı	18
Şekil 2.8.	$N = 8, K = 4, (\sigma^2=0,5)$ için AWGN kod yapısı.....	19
Şekil 2.9.	$N=16$ için sanal kanal dönüşümü.....	20
Şekil 2.10.	BSC kanal ($\alpha=0,01$).....	21
Şekil 2.11.	BSC kanalın $W = 4$ için sanal kanal yapısı	21
Şekil 2.12.	BEC kanalın kutupsallaştırılması ($\epsilon = 0,5$)	26
Şekil 2.13.	BEC kanalın farklı kanal indeksleri için kanal güvenilirliği ($\epsilon=0,5$)	26
Şekil 2.14.	Kutupsal kodlama blok diyagramı.....	27
Şekil 2.15.	SC kod çözme algoritması	29
Şekil 2.16.	$N = 8$ için SC kod çözücü	29
Şekil 2.17.	u_4 bitinin SC kod çözücü yapısı ($N = 8$).....	32
Şekil 2.18.	$\{u_6, u_7, u_8\}$ bitlerinin SC kod çözücü yapısı ($N = 8$)	32
Şekil 2.19.	a) SC kod çözme. b) SCL kod çözümü ($L = 4$). (Sürekli kalın çizgi seçilmiş yollar; kesikli çizgiler, olasılığı hesaplanıp düşük olduğu için atılan yollar; ince çizgiler, asla denetlenmeyip atılan yollar)	33
Şekil 2.20.	SCL kod çözme algoritması	34
Şekil 2.21.	L-CRC alıcı verici blok yapısı	35
Şekil 2.22.	Adaptif-SCL kod çözme algoritması	35
Şekil 2.23.	Farklı kutupsal kod çözücülerin karşılaştırması	36
Şekil 2.24.	Oran eşleştirme algoritması (a_j giriş veri bitleri)	38
Şekil 2.25.	Oran eşleştirme ile klasik kutupsal kodların farklı L için karşılaştırılması.....	39
Şekil 2.26.	Farklı kod oranları ve $L = 8$ için hız eşleştirme yöntemiyle kutupsal kodların BLER karşılaştırması.....	39
Şekil 3.1.	5G sisteminin hedefleri.....	41
Şekil 3.2.	5G sisteminin altyapısı	42
Şekil 3.3.	Farklı kodlar için BLER karşılaştırması	45
Şekil 3.4.	5G deneme sisteminde kutupsal enkoder ve kod çözücünün çerçevesi	49
Şekil 3.5.	Kutupsal kod kullanan 5G sistem modeli	50
Şekil 4.1.	USRP 2×2 MIMO alıcı verici blok devresi	52
Şekil 4.2.	USRP B210 platformu	53
Şekil 4.3.	USRP B210 blok şeması.....	54

Şekil 4.4.	İki USRP radyo cihazı kullanılarak iletim ve alım	56
Şekil 4.5.	2×2 MIMO, CP-OFDM verici spektrumu	58
Şekil 4.6.	2×2 MIMO, CP-OFDM sisteminin alıcı işaretleri	58
Şekil 4.7.	Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları	59
Şekil 4.8.	2×2 MIMO, F-OFDM verici spektrumu	60
Şekil 4.9.	2×2 MIMO, F-OFDM sisteminin alıcı işaretleri	61
Şekil 4.10.	Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları	61
Şekil 4.11.	2×2 MIMO, CP-OFDM sisteminin alıcı işaretleri	62
Şekil 4.12.	Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları	63
Şekil 4.13.	2×2 MIMO, F-OFDM sisteminin alıcı işaretleri	64
Şekil 4.14.	Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları	65



TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Şekil 3.3'de kullanılan parametreler	44
Tablo 3.2. Kutupsal, LDPC ve turbo kodları karşılaştırılması	48
Tablo 4.1. 2x2 MIMO LTE sisteminde USRP verici ve alıcı deneyinde kullanılan parametreler	56
Tablo 4.2. CP-OFDM ile LTE sisteminin parametreleri.....	57
Tablo 4.3. F-OFDM ile LTE sistemin parametreleri	60
Tablo 4.4. CP-OFDM kanala gürültü ekleyerek ile LTE sisteminin parametreleri	62
Tablo 4.5. F-OFDM kanala gürültü ekleyerek ile LTE sisteminin parametreleri	64

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Kısaltmalar

AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü)
BEC	: Binary Erasure Channel (İkili Silen Kanal)
B-DMC	: Binary Discrete Memoryless Channels (İkili Ayırık Belleksiz Kanallar)
BLER	: Block Error Rate (Blok Hata Oranı)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaymalı Anahtarlama)
BSC	: Binary Symmetric Channel (İkili Simetrik Kanal)
B-SMC	: Binary Symmetric Memoryless Channel (İkili Simetrik Belleksiz Kanal)
CRC	: Cyclic Redundancy Check (Döngüsel Artıklık Kontrolü)
DAC	: Digital to Analog Converter (Sayısal-Analog Dönüştürücüye)
DDC	: Digital Downconverter (Dijital Aşağı Dönüştürücü)
DUC	: Digital Upconverter (Sayısal Yukarı Dönüştürücü)
eMBB	: Enhanced Mobile Broadband Communication (Geliştirilmiş Mobil Geniş Bant İletişimi)
EVM	: Error vector magnitude (Hata Vektörü Büyüklüğünün)
FEC	: Forward Error Correction (Doğrusal İleri Hata Düzeltme)
F-OFDM	: Filtered OFDM (Filtreli OFDM)
HARQ	: Hybrid Automatic Repeat Request (Hibrit Otomatik Yenileme İsteğine)
LDPC	: Low Density Parity Check (Düşük Yoğunluklu Parite Kontrolü)
LLR	: Log-Likelihood Ratio (Log-Olabilirlik Oranı)
LO	: Local Oscillator (Lokal Osilatör)
LTE	: Long Term Evolution (Uzun Vadeli Evrim)
MaxMinAdd	: Minimum and Addition operations (Maksimum, Minimum ve Toplama)
MIMO	: Multi-Input Multi-Output (Çoklu Giriş Çoklu Çıkış)
ML	: Maximum Likelihood (Maksimum Olabilirlik)
mMTC	: Massive Machine Type Communication (Yoğun Makine Tipi İletişim)
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama)
PLL	: Phase-Locked Loop (Faz-Kilitleme Çevrimi)
SC	: Successive Cancellation (Yenilemeli Eksiltme)
SCL	: Successive Cancellation List (Ardışık Yenilemeli Eksiltme)
URLLC	: Ultra-Reliable and Low-Latency Communications (Ultra Güvenilir ve Düşük Gecikmeli İletişim)
USRP	: Universal Software Radio Peripheral (Evrensel Yazılım Radyo)
VCO	: Voltage-Controlled Oscillator (Voltaj Kontrollü Osilatör)
5G-NR	: 5 th generation new radio (5. Nesil-Yeni Radyo)

5G SİSTEMLERİNDE KUTUPSAL KODLARININ ANALİZİ VE YAZILIM TANIMLI RADYO İLE UYGULAMASI

ÖZET

Birçok araştırmacı, Shannon limit kapasitesinde çalışma yeteneğine sahip uygun bir kanal kodu bulmak için birçok araştırma yapmışlardır. Ayrıca iletişim sisteminde düşük hatalar, düşük karmaşıklık, yüksek hata düzeltme, düşük gecikme, vb. bir kod bulmak için araştırmalar yapılmaya devam etmektedir. 4G kablosuz iletişim sistemlerinde turbo kodları kullanılmaktadır. Ancak yeni nesil 5G iletişim sistemlerinde kullanılmak üzere yüksek verimliliğe sahip bir kanal kodlaması için araştırmalar yapılmaktadır. 5G sistemleri, modern günlük hayata uyum sağlayan birçok uygulamayı ve hizmeti destekleyecektir.

Son zamanlarda yapılan araştırmalarda kutupsal kodların kanal kapasitesine ulaşma yeteneğine sahip olduğu kanıtlandı. Kutupsal kodların kodlama mantığı, fiziksel kanalları sanal kanallara ayırmaya dayanmaktadır. Sanal kanallarda ya iyi kanallar ya da kötü kanallar olarak, yani polarize edilmiş kanallar olarak ayrıştırılarak elde edilir. Kutupsal kodlar, Turbo veya Düşük Yoğunluklu Parite Kontrolü (Low Density Parity Check, LDPC) kodlarına kıyasla en düşük karmaşıklığa sahip kod olduğu kanıtlanmıştır. 5G sistemlerinde veri kanallarında aşağı bağlantı (downlink) ve yukarı bağlantı (uplink) LDPC kodlama ve kontrol kanallarında aşağı bağlantı ve yukarı bağlantı ise kutupsal kodlama kullanması kabul edilmiştir. Bu nedenle 5G sistemlerinde kutupsal kodlara turbo ve LDPC kodları iki rakip koddur.

Bu tez çalışmasında, kutupsal kodların kodlama ve kod çözme teorisi verilmiş ve yeni nesil 5G iletişim sistemlerinde kutupsal kodların kodlama ve kod çözme yeteneği incelenmiştir. Kutupsal, turbo ve LDPC kodların 5G'de en önemli parametreleri, Geliştirilmiş Mobil Geniş Bant İletişimi (Enhanced Mobile Broadband Communication, eMBB), ultra güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim (Ultra-Reliable and Low-Latency Communications, URLLC), ve yoğun makine tipi iletişim (Massive Machine Type Communication, mMTC)), göre uygulanmasının avantaj ve dezavantajları araştırılmıştır. Bu tez çalışmasında deneysel olarak iki Evrensel Yazılım Radyo (Universal Software Radio Peripheral, USRP) USRP B210 modülü kullanarak 2x2 Uzun Süreli Gelişim Çoklu Giriş-Çoklu Çıkış (Long Term Evolution – Multiple Input Multiple Output, LTE-MIMO) sisteminde kanal kodlaması olarak kutupsal kodlama yapılarak deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deneysel çalışmalar sonunda başarılı sonuçlar alınmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kutupsal Kodlar, LDPC Kodlar, Turbo Kodlar, USRP, 5G-NR.

ANALYSIS AND IMPLEMENTATION USING SOFTWARE DEFINED RADIO OF POLAR CODES IN 5G SYSTEMS

ABSTRACT

Researches have been working to find a suitable channel code that has the ability to achieve Shannon limit of capacity since Shannon proved the theorem of “channel coding theorem”. It is important to find a code that has low errors during transmission, low complexity, high error correction, low latency, etc. Turbo codes are being used in 4G wireless communication systems, however, it has been working to find a code that has high efficiency to be used in 5G systems. 5G systems adopt many applications and services that adapt to modern daily life.

Recently, researches proved that polar codes have the ability to achieve the channel capacity. Their construction depends on dividing the physical channels into virtual channels. The virtual channels are distributed in which they are either good channels or bad channels, i.e. they are polarized channels. It is proven that polar codes have the lowest complexity compared to turbo or Low Density Parity Check (LDPC) codes. It is agreed to use polar codes in downlink and uplink control channels while LDPC codes in downlink and uplink data channels in 5G systems.

In this thesis, we focus on studying polar codes in 5G systems with a comparison between them and the two competitive codes to be used in 5G which are turbo and LDPC codes. We present the advantages and disadvantages of applying these codes in 5G regarding the most important parameters. These parameters are eMBB, URLLC and mMTC. In this thesis, as a practical application we used two USRP B210 devices to send and receive data by using MIMO 2×2 in an LTE system. In this experiment, the used channel coding scheme is polar codes. As shown in the result, we successfully receive the transmitted signal in all cases.

Keywords: Polar Codes, LDPC Codes, Turbo Codes, USRP, 5G-NR.

GİRİŞ

Haberleşmede veriyi iletebilmek için kodlama ve modülasyon iki önemli problem olarak kabul edilir. Diğer bir ifade ile herhangi bir gürültülü kanal üzerinden bilgiyi hangi hızda güvenilir bir şekilde gönderebileceğimiz bir problemdir. Gürültülü bir kanal üzerinden gönderilen bilgiler kaçınılmaz olarak gürültüden etkilenir. Gönderilen verilerin doğru şekilde veya önemsiz bir hatayla alınmasının bir yolu, artıklık bitlerini eklemektir. Bu yöntem, kanal kodlaması olarak bilinir ve iletişim sistemlerinde çok önemli bir konudur. Etkin bir kodlama yöntemi, yüksek kod hızına ve düşük hataya sahip olmak için, yeteri miktarda artıklık bitlerini ekleyen yöntemdir. Shannon, bir kanal üzerinden veri iletme hızını güvenilir bir şekilde iletmek için kanal kapasitesiyle ilişkilendirmiştir [1]. Bu sınır aşıldığında gerçekleşen iletimin güvenilirliğinden söz edilemez. İletişim ihtiyacının doğası gereği, gürültülü iletişim kanalından olabildiğince güvenilir ve hızlı, başka bir deyişle kanal kapasitesine erişebilen, kodlama yöntemlerinin varlığı gösterilmiş olsa da bu kodların tasarlanması önemli bir problem olarak yoğun bir şekilde araştırılmıştır. Oldukça güncel olarak tanıtılan kutupsal kodlar Shannon kanal kapasitesine ulaştığı ispatlanan ilk kodlama sınıfını tanımlamaktadır. Kutupsal kodlar, N'nin kod blok uzunluklarını ifade etmek üzere $O(N \log N)$ kodlama ve kod çözme karmaşıklığı ile kanal kapasitesi elde eden doğrusal İleri Hata Düzeltme (Forward Error Correction, FEC) blok kodları sınıfına aittir. Yenilemeli eksiltme (Successive Cancellation, SC) kod çözücüsünün blok hata olasılığı yaklaşık $2^{(-\sqrt{N})}$ değerinden daha azdır [2]. Kutupsal kodları oluşturmak için fiziksel kanalı sanal kanallara dönüştürerek yapılır. Sanal kanallar iyi kanallara (Kayıpsız kanallar $H(Y|X) = 0$, $I(X;Y) = H(X)$ veya kötü kanallara (Gürültülü, Kayıplı kanallar $I(X;Y) = H(X) - H(X|Y)$) dağıtılır. Başka bir deyişle, kanallar yüksek kanal kapasitesine veya düşük kanal kapasitesine sahip olan kanallara polarize edilir.

Beşinci nesil mobil haberleşme (5G) şebekesi mevcut LTE radyo erişim standartlarının ilerisinde, geliştirilmiş kablosuz iletişim sistemidir. 5G tarafından

desteklenen maksimum veri hızının baz-istasyonundan mobil cihaza haberleşmesi (downlink) için 5Gbps olması ve kapasitenin 4G sistemleri tarafından sağlanan birçok hizmeti destekleyecek kadar geniş olması planlanmaktadır. Bu hizmetler, her türlü iletişim, eMBB, URLLC ve mMTC içerir.

[2] 'de, kutupsal kodlar tanıtılmış ve kutupsal kodlama temelini oluşturan kanal kutuplaştırma teoremini açıklanmıştır. ARIKAN tarafından gerçekleştirilen bu çalışması ile kutupsal kodlamanın ilk çalışması başlatılmıştır. [3] 'te Tal ve Vardy, [2]' de sunulan ilk çalışmada önerilen yöntemde bulunan Blok Hata Oranı (Block Error Rate) BLER'deki bozulmayı çözdüğü yeni kod çözme yöntemini açıklamıştır. [4] 'de ise farklı kod çözme yöntemleri arasında karşılaştırma yaparak avantaj ve dezavantajlarını belirtmiştir.

[5] 'de, 5G sistemlerinin genel bir teorisi verilmiş ve genel olarak 5G sistemlerinin gereksinimleri tartışılmıştır. Bu çalışmada, 2020'de hizmete başlayacak olan yeni nesil kablosuz iletişim sisteminde karşılaşılabilecek tüm zorluklar verilmiştir. Ayrıca 5G'nin sunacağı veya geliştireceği önerilen uygulamaları ve hizmetleri tartışmıştır.

[6-8] 'de, kutupsal kodlarda yeni teknikler, oran eşleştirme (rate matching) kutupsal kodlar ya delinmiş (punctured) ya da kısaltılmış (shortened) kutupsal kodların kodlama yöntemleri verilmiştir. Klasik kutupsal kodların doğrudan doğruya 5G sistemlerinde kullanılması bir sınırlamaya sahip olduklarından, bu yeni kodlama yönteminin tanıtılması ile bu sınırlamanın çözüldüğünü ortaya koymaktadırlar. Bu çalışmalarda eMBB ve mMTC gibi bazı hizmetlerde kutupsal kodların karşılaştırılması da tartışılmaktadır.

Bu tez çalışma beş bölümden oluşmuştur. Birinci bölümde kanal iletişim sistemlerinin ve 5G sistemlerinin genel bir ile tanımını verilmiştir. Yeni nesil iletişim sistemlerine dahil edilecek farklı uygulamaları ve hizmetler incelenmiştir. Eski nesil iletişim sistemlerinde hizmetlere ve uygulamalara uyum sağlayan yeni nesil iletişim sistemi karşılaştırılarak, neden ihtiyaç duyulduğu açıklanmaktadır.

Bölüm 2'de kutupsal kodlama ve kod çözme yöntemleri karşılaştırılarak gerçekleştirilmiştir. Kutupsal kodlama olarak iki farklı yöntem incelenmiş ve sayısal örneklerle nasıl üretilbileceği verilmiştir. Farklı kod çözme yöntemleri ile kutupsal kodlama ve kod çözme işlemlerini ve bunlar arasındaki temel farkları detaylı olarak incelenmiştir.

Bölüm 3’de ise 5G iletişim sistemi gereksinimlerini, hizmetleri ve kutupsal kodların kullanımları verilmiştir. Ayrıca kutupsal kodlarla, turbo ve LDPC kodları karşılaştırılmıştır. 5G ve genel haberleşme sistemlerinde kutupsal kodlayıcı ve kod çözücü uygulamaları deneysel olarak benzetimi verilmiştir.

Bölüm 4’de ise deneysel olarak iki USRP B210 radyo modülü kullanarak 2x2 LTE-MIMO sisteminde kanal kodlaması olarak kutupsal kodlama yapılarak deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deneysel çalışmalarda LTE-MIMO sistemin ile veri gönderilip alındı.



1. HABERLEŞME KANALLARI VE 5G SİSTEMLERİ

Kablosuz iletişim sistemlerinde kodlama ve modülasyon önemli bir parametredir çünkü bir sistemin gücünü belirler. Kanal kodlaması, veri bitlerini kodlamak veya onlara fazladan bitler eklemek olarak tanımlanır. Bu ekstra bitler, hata miktarını azaltmak için yararlıdır. Beşinci nesil mobil haberleşme (5G), IEEE 802.11ac standardına dayanan beşinci nesil kablosuz geniş bant teknolojisini ifade eder. 5G'nin önceki nesillere göre daha yüksek hız ve daha iyi bir kapsama sunması bekleniyor. 5G, yüksek verimlilik, düşük gecikme süresi ve daha fazla esneklik gibi hizmetleri sağlamayı amaçlamaktadır. Bu tezde 5G sistemlerinin, gereksinimlerini, zorluklarını ayrıca, 5G sistemlerinde kutupsal kodların kullanılmasının avantaj ve dezavantajları incelenmiştir.

1.1. İletişim Sistemi Modeli

Shannon [1], sayısal haberleşme sisteminin matematiksel modellerini oluşturmuş ve türetmiştir. Ana çalışmasında, güvenilir bilgi aktarımının iletimi için kabul edilebilir iletim sınırını belirtmiştir. Dolayısıyla gönderilen bitlerin hatasız olarak doğru şekilde almanın mümkün olduğunu ispatlamıştır. Doğru bitleri yüksek olasılıkla tespit etmemize yardımcı olmak için bitler arasındaki benzerliği azaltmak için verilere fazladan bitler ekliyoruz. Shannon, ilk olarak kanal kapasitesinin, $C(W)$, en yüksek eşik değerinin nasıl hesapladığını ispatlamıştır. Bu ispatında, kanal kapasitesinden daha düşük veri hızlarında, $R < C(W)$ ise, hata olmadan veri gönderilebileceğini belirtmiştir [1].



Şekil 1.1. Temel haberleşme sistemi blok yapısı

Şekil 1.1'de verilen kaynağın ürettiği rastgele veri (X) olsun. Bu kaynağın entropisi $H(X)$ olacaktır. Kaynağın entropisi $H(X)$ ve kanal kapasitesi $C(W)$ olmak üzere $H(X) < C(W)$ ise, kaynak verileri güvenilir bir şekilde kanaldan gönderilir.

Aksine, $H(X) > C(W)$ ise kaynak verileri kanal üzerinden güvenilir bir şekilde gönderilemez ve hedef bilgileri kanal üzerinden kaybeder. Shannon bir sistemin distorsiyonunu kaynağın giriş büyüklüğü ve çıkış büyüklüğünün bilinmesi durumunda bulunabileceğini göstermiştir [9].



Şekil 10.2. Basitleştirilmiş temel haberleşme blok yapısı

Şekil 1.2, Shannon'un temel bir haberleşme sistemi için önerdiği matematiksel haberleşme modelini göstermektedir. Kaynak kodlayıcı, kaynak veri girişini mümkün olduğu kadar düşük miktarda distorsiyon ile kodlayarak uygun bir forma sıkıştırır, daha sonra çıkış verisi kanal kodlayıcı olarak adlandırılan bir bloktan geçer. Kanal kodlayıcısında, sistem, farklı kaynaklardan gelen gürültüye karşı sistemin güvenliğini iyileştirmek için veriye fazladan bitler ekler. Kanal kodlayıcıdan gelen X_n sembollerini bir kanaldan gönderir. Alıcıda, kanal kod çözücü Y_n sembollerini alır ve kanal kodlayıcıda eklenen fazla bitlerin yardımıyla gürültüsüz sembolleri elde eder. Bundan sonra, kaynak kod çözücü, y_n sembolünden verileri orijinal formuna dönüştürür. Bu sistemde güvenli bir iletim seviyesine ulaşmak için, sembol blok uzunluğu N , yeterince büyük olmalıdır, bu nedenle, pratik bir sistemin tasarlanması için kabul edilebilir bir karmaşıklık (complexity) ve yeterli sembol blok uzunluğuna sahip bir sistem tasarlamalıyız [10].

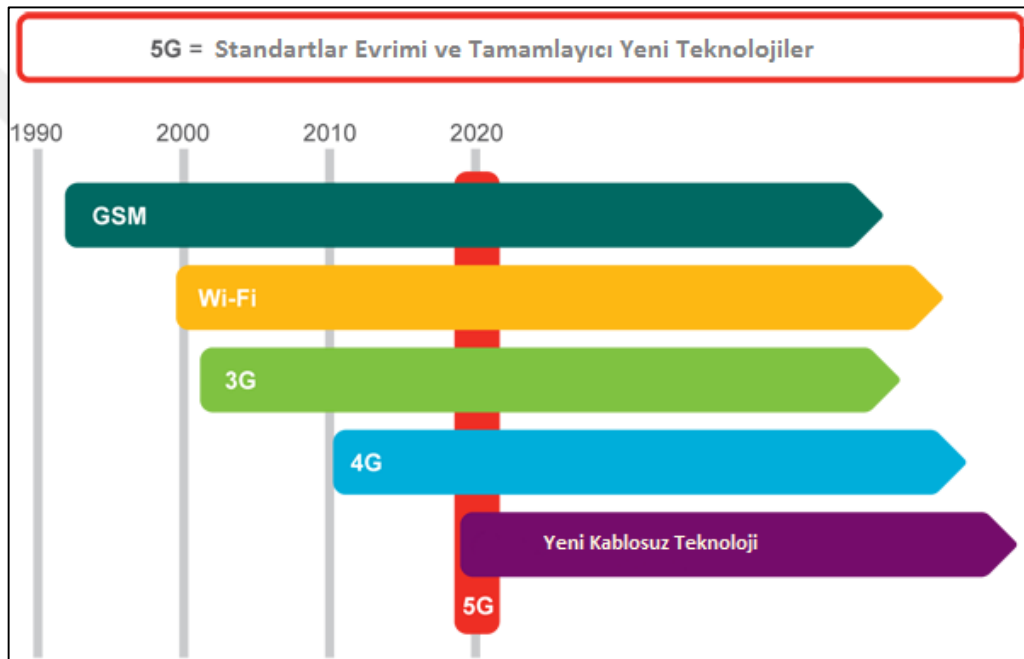
1.2.5G Sistemlerinde Kanal Kodlama

Son zamanlarda önerilen kutupsal kodlar, Shannon kapasitesinin sınırını yakalayabilen ilk kodlar olduklarından ve düşük yoğunluklu eşlik denetim (Low density parity check, LDPC) ve turbo kodları ile karşılaştırıldığında en düşük karmaşıklığı sağladıklarından iyi performans göstermiş bir kanal kodudur. Bu nedenle 5G sistemlerinde veri kanallarında yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı için kanal kodu olarak LDPC kodlarının, kontrol kanallarında ise yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı için kanal kodu olarak kutupsal kodların kullanılması kararlaştırılmıştır [11].

5G sistemlerinde kutupsal kodların kullanılmasına yönelik birçok araştırma olmasına rağmen, yine de, kodlama ve kod çözmede dezavantajlar bulunmuştur. Kutupsal kodlamada, kodlama oranı, Arıkan tarafından [2]'de tanıtilen klasik kutupsal kodlarda bir problem olarak ortaya çıkmıştır. Bu tez çalışmasında kodlama oranı problemini çözmek için oran eşleştirme tekniği kullanılmıştır. Klasik yenilemeli eksiltme

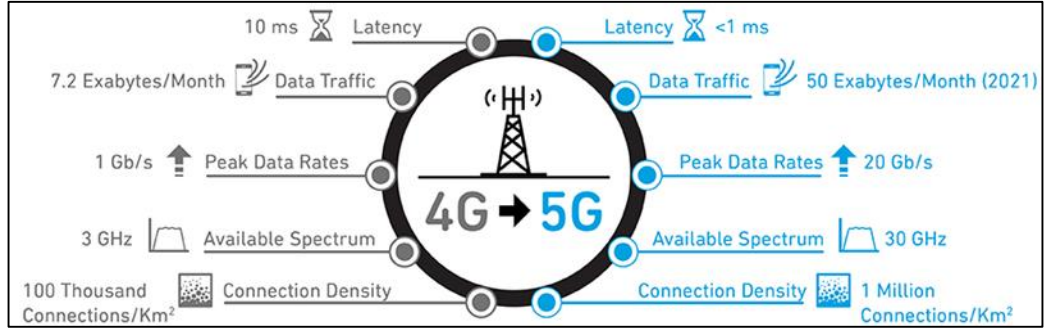
(Successive Cancellation, SC) kod çözümü, tüm önerilen kod çözme teknikler arasındaki en düşük karmaşıklığı gösterir, ancak BLER hesaplamasında düşük performans sağlar. SC kod çözme yönteminden sonra, bu kutupsal kodlarda kodlama oranı problemi çözmek için birçok teknik ortaya çıktı ise de her birinin avantajları ve dezavantajları vardır.

Yeni nesil 5G iletişim sistemi 2G, 3G ve 4G sistemlerinin kullandığı tüm iletim hızlarını, yani 3G'de 28Mbps ve 4G iletişim sistemlerinde 100-500 Mbps kullanacaktır. 2020'de, 5G iletişim sistemleri, yüksek verimlilik ve düşük gecikme ile hizmet verecektir [13]. Şekil 1.3, kablosuz iletişim sistemlerinin gelişimi ve hizmete başlama yılları verilmiştir.



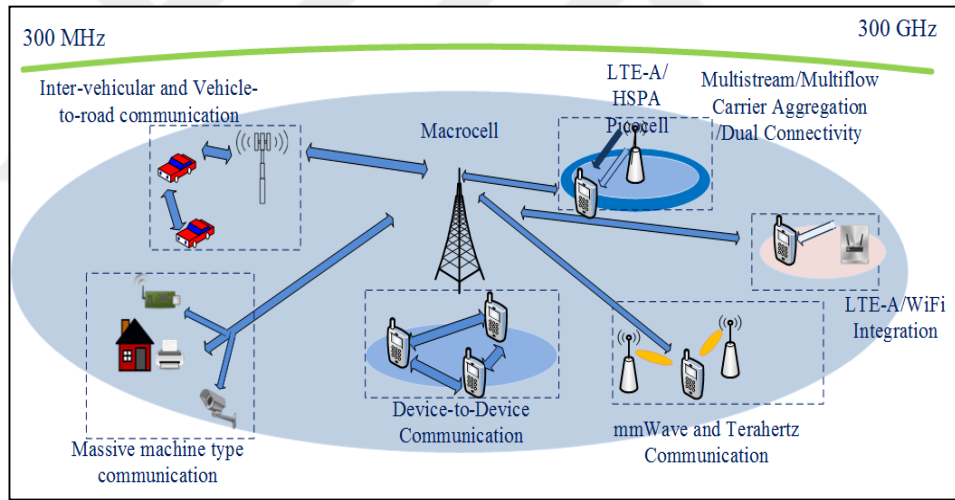
Şekil 1.3. Kablosuz iletişim sistemlerinin hizmete başlama yılları [12]

5G sisteminin hizmet alanları Şekil 1.4'de verilmiştir. Bu hizmetler, akıllı şehirler, akıllı şebeke, düşük gecikme süresi, uzaktan kontrollü araçlar, uzaktan tıbbi cerrahi gibi olabilecektir. Bu özellikleri ile önceki nesillerden 5G farklı olacaktır. Kanal kodlama yöntemi, bu kullanımların sağlanmasında önemli bir rol oynamaktadır. Kanal kodlama yöntemi, gerekli hizmetleri sunmak için yeterli esnekliğe sahip olmalıdır. Kutupsal, LDPC ve turbo kodlar 5G sistemlerinde önerilen kanal kodlama yöntemleridir, ancak her birinin avantaj ve dezavantajları vardır. Bu tez çalışmasında kutupsal kodların incelenerek ve 5G sistemlerinde kullanmanın avantaj ve dezavantajları matlab ortamında benzetim ve USRP radyo ile Pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Kutupsal kodlar ile beraber LDPC ve turbo kodları karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajları gösterilmiştir.



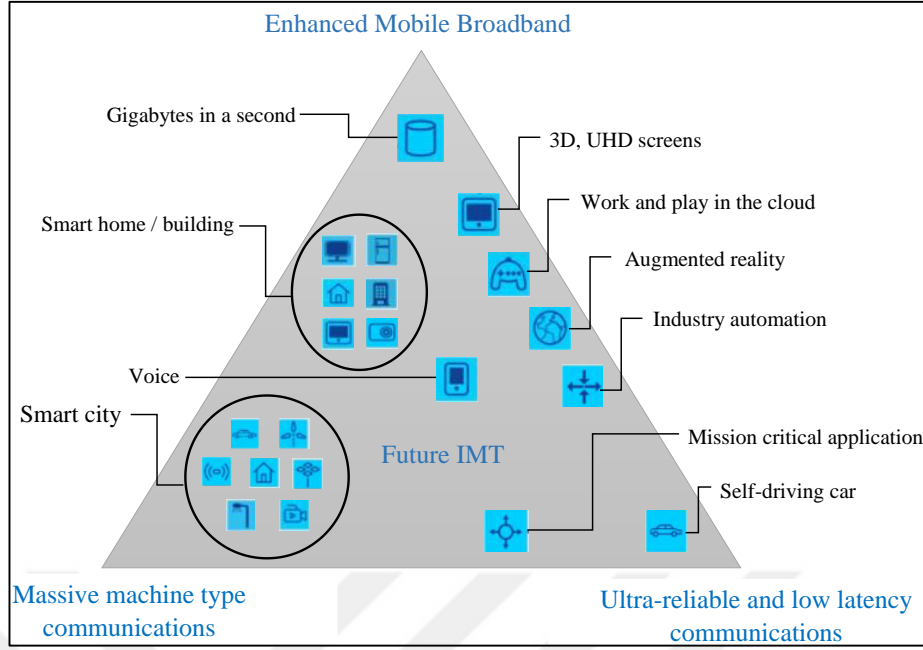
Şekil 1.4. 4G ile 5G haberleşme sisteminin karşılaştırılması [13]

5G sistemleri yeni hizmetler vermesi dolayısıyla zorluklarla karşı karşıyadır. Bu yeni hizmetler, milimetre dalga teknolojileri, fiziksel ve Veri Bağlantı (Data Link) (Media Access Control, MAC) katmanları kullanımı gibi daha esnek ve yüksek düzeyli teknolojiler gerektirir. Şekil 1.5, 5G'nin, Cihazdan-Cihaza İletişimi (Device to Device, D2D), mMTC gibi çeşitli uygulamaları sağlamak için geniş bir spektrumu kullanabileceğini gösteren genel 5G ağını göstermektedir.



Şekil 1.5. 5G haberleşme sisteminin ağ yapısı [14]

Her kanal kodlaması, bir kodun 5G sistemlerinde kullanılmaya uygun olup olmadığını yargılayan senaryolara (kullanımlara) sahiptir. Bu senaryolardan bazıları eMBB, uRLLC ve mMTC'dir. Kodlama, kod çözme karmaşıklığı ve hata tabanı, hata düzeltmeleri vb. gibi diğer faktörler uygun 5G kodlama şemasının seçilmesinde önemli rol oynar.



Şekil 1.6. LTE-2020 ve ötesi için IMT hizmetleri [15]

Günümüzde mobil haberleşme teknolojinin gelişmiş olduğu düzey gerekse teknolojinin elverdiği uygulama ve servis çeşitliliği Şekil 1.6 deki verilmiştir. Beşinci nesil haberleşme şebekesi, altyapı, teknoloji, mimari ve sistemleri ile beklentinin üç ana ihtiyacını karşılaması bekleniyor. Bu ihtiyaçlar temelde yüksek veri miktarı (eMBB), servis hızı (uRLLC) ve bağlantı sayısı (mMTC) olarak verilebilir. 5G ağlarında karşılanması beklenen üç temel uygulama çeşidi vardır. eMBB uygulamasıyla, daha yüksek bant genişliği ile daha yüksek hızda farklı ortam verisi iletimi sağlamak. mMTC uygulamasıyla makineler arası iletişim ve nesnelerin interneti uygulamalarının desteklenmesi için yüksek miktarda veri bağlantısının eş zamanlı olarak ağ tarafından desteklenebilmesini sağlamak. uRLLC uygulaması ile verilen hizmetin veri iletiminde düşük gecikme ile sağlanmasını garanti etmek. Bu uygulama çeşitleri temelde birbirlerinden ayrık ve bağımsız olup her üç uygulama çeşidinin de aynı anda desteklenebilmesi 5G'nin getirdiği servis sürekliliğinin sağlanması açısından önemlidir.

2. KUTUPSAL KODLAR

Kutupsal kodlar, Bilkent Üniversitesi bir Türk profesör olan Erdal ARIKAN tarafından keşfedilen yeni bir kanal kodlama tekniğidir. Kutupsal kodlar, bir ikili ayrık belleksiz kanalın kanal kapasitesine, $H(X) = C(W)$, ulaşan ilk kodlardır. Kodlama tekniği olarak orjinal kanalları sanal kanallara ayırştırmaya dayanmaktadır. Ayırştırılan sanal kanalların ilk kısmı kaybı düşük kanallar, diğeri ise kaybı yüksek kanallardır. Verilerin iletimi, kaybı yüksek kanalları kullanmayarak, kaybı düşük kanalları kullanarak gerçekleştirilir. Dolayısıyla kaybı yüksek kanallar yerine kaybı düşük kanallar kullanılır. Kutupsal kodların kodlama ve kod çözme karmaşıklığının, turbo kodları ve LDPC kodları gibi diğerkanal kodlama kodları arasında en düşük olduğu kanıtlanmıştır [2].

2.1. Mevcut Kodların Analizi

1940'ların ortalarında Shannon, gürültülü kodlama teoremi ile gürültülü bir kanaldan hatasız ya da düşük hata olasılığı ile gönderilebileceğini ispatladı. Araştırmacılar bu teorem üzerine Shannon'un veri gönderme hızını sağlayan kodları bulmak için çok çaba harcanmışlardır. Pratik bir kod tasarımı için kodlama ve kod çözme karmaşıklığını önemlidir bir faktördür. Araştırmacılar mükemmel bir kod bulmak için yoğun çalışmalar yapmışlardır. Bazı araştırmacılar, Hamming'in uzaklığını kullanarak hata olasılığını azaltacak doğrusal kodlar geliştirmişlerdir [16]. Hamming uzaklığını kullanan günümüzde de uygulama alanı bulan, Reed Muller kodları [17-18], Reed-Solomon kodları [19], Golay kodları [20] ve BCH kodları [21- 22] gibi bazı kodlar geliştirilmiştir. Kutupsal kodlar ile Reed Muller kodları pek çok benzerliğe sahiptir. Reed Muller kodları, minimum uzaklığı bulmaya çalışan ve minimum uzaklığı en üst düzeye çıkaran kodlardır. Kutupsal kodlar ise kodların kalitesini ölçmeye çalışır. Bazı araştırmacılar, belirli bir problemi çözecek özel kodlar bulmak yerine genel olarak kabul edilebilir bir performansa sahip kodlar bulmaya odaklanırlar. Bu çalışmalara örnek olarak, konvolüsyon kodları, turbo kodları [23] ve LDPC kodları verilebilir [24].

Yukarıdaki verilen kodların tümü, kodlama ve kod çözme karmaşıklığı yüksek olmasına dolayısıyla Shannon kapasite sınırına ulaşamamışlardır. Ancak kutupsal kodlar, karmaşıklığı düşük olan kodlar olup, yani karmaşıklığı $O(N \log N)$ ile verilmekte, Shannon kapasite sınırına ulaşılabilirlikte ve ispatı yapılmıştır. Ancak mekansal bağlanmış (Spatial Coupled) LDPC kodları karmaşıklığı düşük olan kod özelliğine sahip olmasına rağmen Shannon kapasite sınırına ulaşabilirliğini ispatlanması çok karmaşıktır.

2.2. Kutupsal Kodlar Yapısı

Kutupsal kodlardan önce, turbo kodları ve LDPC kodları pratikte kullanılmıştır ve ikili Ayırık Silen Kanallarda (Binary Erasure Channel, BEC) iyi bir performansa sahiptirler, ancak BEC'in dışında iyi bir performans elde edilememektedir [25]. Arıkan, 2009'da Shannon teorisini, kodlama ve kod çözme karmaşıklığı düşük olan kutupsal kodlarla kanal kutuplaştırma teoremini kullanarak ispatlamıştır [2]. Kutupsal kodlamayı özetlemek gerekirse :

- Kutupsal kodu elde etmek için Şekil 2.2 de verilen sistemin girişindeki fiziksel kanallar (W), ikili ayırık belleksiz kanallar (B-DMC) olarak alınır ve bir kanal vektörü (W_{vec}) olarak birleştirilir. Birleştirilmiş kanal vektörü ya sıfır ya da bire kutuplaştırılarak sanal kanallara (W^N) ayrılır. Kodların blok uzunluğu (N) büyüdükçe, sanal kanalların kapasitesi Şekil 2.12'de görüldüğü gibi ya sıfıra yakın olma ya da bire yakın olma eğilimindedir. Bu ayrıştırma, kanal kutupsallaştırma teoremi olarak adlandırılır ve bu teorem bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak incelenmiştir.
- Kutupsal kodlama bitlerin kutuplaştırılmasına dayanır. Kutuplaştırılan bitlerin iletilmesi durumunda kanalın, kanal kapasitesinde çalıştığı ispatlanmıştır. Kutupsal kodların kodu birçok yöntemle çözülür. Kanal kutupsallaştırılmasında iki parametre önemlidir. Birincisi simetrik kapasite $I(W)$ ve diğer parametre ise Bhattacharyya parametresi $Z(W)$ 'dir. Şekil 2.1 Bhattacharyya parametresi kanalın güvenli çalışma aralığının gösterir.

Denklem (2.1) ve Denklem (2.2), simetrik kanal kapasitesi $I(W)$ ve Bhattacharyya parametresi $Z(W)$ olan kutupsal kodları tanımlayan iki önemli parametreyi açıklar. Burada $W(Y|X)$ ifadesi X girişli, Y çıkışlı W simetrik kanalın, kanal ifadesini göstermektedir;

$$I(W) = \sum_{Y \in \mathcal{Y}} \sum_{X \in \mathcal{X}} \frac{1}{2} W(Y|X) \log \frac{W(Y|X)}{\frac{1}{2}W(Y|0) + \frac{1}{2}W(Y|1)} \quad (2.1)$$

$$Z(W) = \sum_{Y \in \mathcal{Y}} \sqrt{W(Y|0)W(Y|1)} \quad (2.2)$$

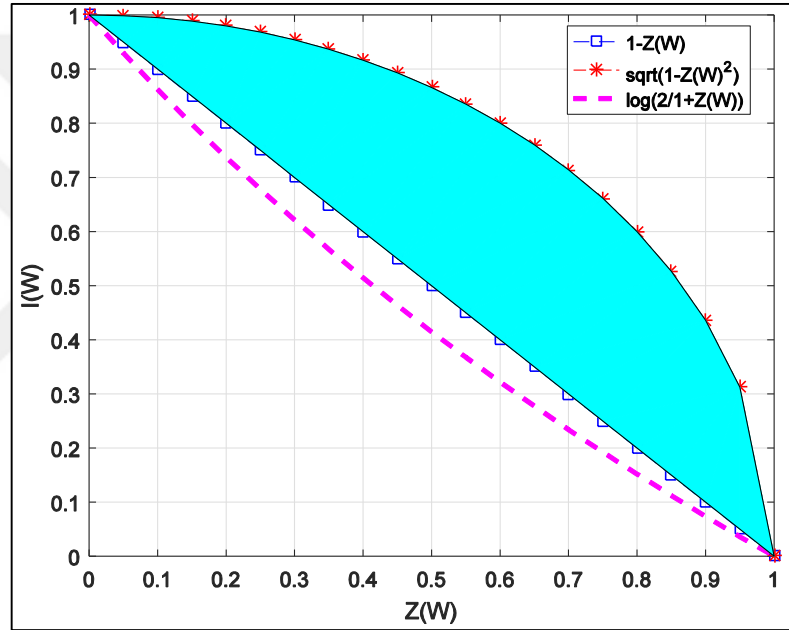
Denklem (2.1) ve Denklem (2.2) düzenlenerek $I(W)$ ve $Z(W)$ arasındaki ilişki,

$$I(W) \geq \log\left(\frac{2}{1+Z(W)}\right) \quad (2.3)$$

$$I(W) \leq \sqrt{1-Z(W)^2} \quad (2.4)$$

$$I(W) \geq 1 - Z(W) \quad (2.5)$$

Denklemlerde eşitlik W kanalının BEC olması durumunda oluşmaktadır.



Şekil 2.1. Simetrik kanal $I(W)$ 'in çalışma durumu

Şekil 2.1, $I(W)$ ve $Z(W)$ arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Burada Denklem (2.3), Denklem (2.4) ve Denklem (2.5), $I(W)$ ve $Z(W)$ arasında ters bir ilişki olduğunu gösterir, yani $I(W)$ değeri birine yakınsa $Z(W)$ 'nin değeri sifıra yakındır dolayısıyla ikili ayırık belleksiz kanalın (Binary Discrete Memory-less Channels, B-DMC) kanal hatası sifıra yakındır ve kanal iyi durumdadır. $I(W)$ değeri sifıra yakınsa, $Z(W)$ değeri birine yakındır dolayısıyla B-DMC kanalın kapitesi sifıra yakındır ve bu durumda B-DMC kötü durumdadır, yani kanalın güvenilirliği çok düşükmüştür. Şekil 2.1'den, kabul edilebilir kanalların, Denklem (2.3), Denklem (2.4) ve Denklem (2.5)'in gösterdiği gibi gölgeli alanda yer alması gerektiği sonucu çıkarılır. Bu aralıkta bulunan değerlerde kanal çalıştırılırsa hatasız iletim olacağını gösterir. Kutupsal kodları üretmek için

üreteç matrisini tanımlamadan önce, kutupsal kodların üreteç matrisini oluşturmak için kullanılan Kronecker çarpımı verilecektir.

Tanım 1. (m) satırları ve (n) sütunlu, $m \times n$ boyutlu (A) matrisidir. (k) satırları ve (l) sütunlu, $k \times l$ boyutlu (B) matrisidir. (A) ve (B) matrisinin Kronecker çarpımı Denklem (2.6) ile verilmektedir;

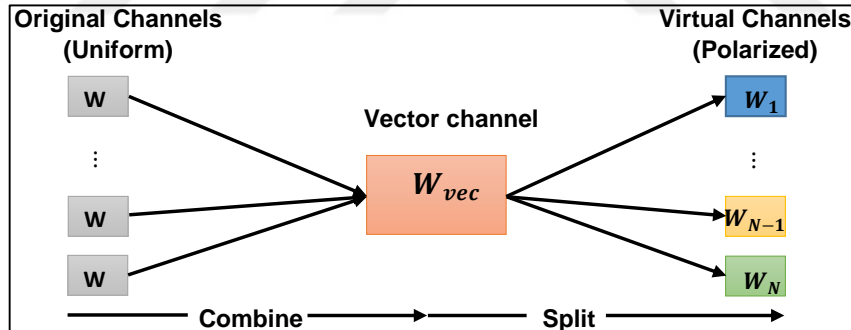
$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}B & \dots & a_{1n}B \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}B & \dots & a_{mn}B \end{bmatrix} = A^{\otimes n} \quad (2.6)$$

Denklem 2.6 (A) matrisinin kendisiyle (n) adet çarpma anlamına gelir yani,

$$A^{\otimes n} = \underbrace{A \otimes A \dots \otimes A}_n \quad (2.7)$$

2.2.1. Kanal dönüşümü

İkili simetrik belleksiz kanalın (Binary Symmetric Memory-less Channel, B-SMC) kanal kutuplaştırma iki ana aşamadan oluşmuştur. Biri kanal birleştirme ve diğeri kanal ayırtırmadır [26].



Şekil 2.2. Kanal Birleştirme ve ayırtırma

Kanal birleştirme aşamasında, N adet orijinal kanal çıkışı sanal kanal girişine uygulanmaktadır. Bu sanal kanallar $\{W_N^{(i)} : i \leq N\}$, kutupsal kodların oluşturulmasına ve simetrik karşılıklı bilginin, $I(W)$, elde edilmesine izin veren özelliklere sahiptir. Girişteki i. orijinal kanal, (W), aynı zamanda çıkışta i. sanal kanal olarak da alınır. Kutupsal kodların oluşturulmasında kanal birleştirme ve bölme, çok önemli olmasından dolayı ayrıntılarıyla ele alınmıştır.

2.2.2. Kanal birleştirme

Kanal birleştirme aşamasında, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, kanal vektörü (W_N) orijinal kanalların N kopyalarını almaktadır. Kanal vektörü $W_N : X^N \rightarrow y^N$ ile gösterilmektedir. Burada $N = 2^n$, $n \geq 0$ ile olacaktır. Kanal vektörü (W_N), u^N giriş kanalları ve çıkış kanalları y^N arasındaki bağlantıyı göstermektedir. $W^N : x^N \rightarrow y^N$ kanal vektörü, X^N girişi ve Y^N çıkış arasına bağlantı için kullanılmıştır.

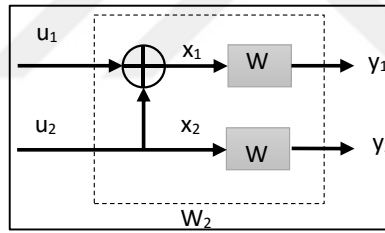
Kanal vektörü W_N , W^N ve W arasındaki ilişki Denklem (2.8) ile verilmiştir;

$$W_N(y_1^N | u_1^N) = W^N(y_1^N | x_1^N) = \prod_{i=1}^N W(y_i | x_i) \quad (2.8)$$

Denklem (2.8) deki ilk iki ifade arasındaki eşitliği sağlam için, $u^N \rightarrow x^N$ olması gerekir.

Bu ilişkide geçiş Kronecker çarpımı tarafından $G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ temsil edilir. Denklem (2.9) da verilmiştir;

$$G_N = G_{\frac{N}{2}}^{\otimes 2} = (G_{\frac{N}{4}}^{\otimes 2})^{\otimes 2} = G_2^{\otimes n} \quad (2.9)$$



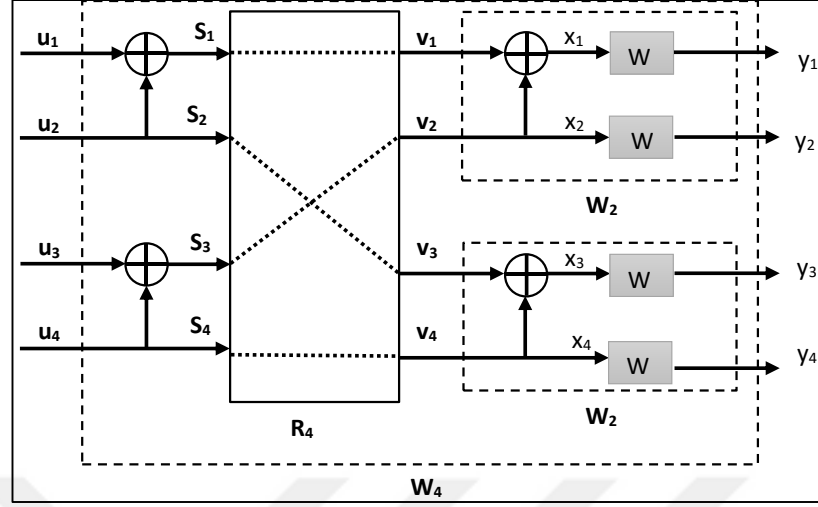
Şekil 2.3. $W=2$, kanal vektörü blok yapısı

Kanal birleştirme işlemleri yenilemeli bir şekilde yapılmaktadır. Örneğin $n = 0$ ve $W_1 = W$ ile başlamaktadır. Bundan sonraki aşamada $n=1$ alınarak devam edilecektir. $n=1$ için Şekil 2.3'te gösterildiği gibi $W_2 : x^2 \rightarrow y^2$ kanal vektörü, iki orijinal kanal şekli, W , kopyalamaktadır. Kanal geçişinin olasılıkları Denklem (2.10) ile verilmiştir;

$$W_2(y_1, y_2 | u_1, u_2) = W(y_1 | x_1)W(y_2 | x_2) = W(y_1 | u_1 \oplus u_2)W(y_2 | u_2) \quad (2.10)$$

Yinelemenin ikinci aşaması ($n = 2$) ve ($N = 2^2 = 4$) için Şekil 2.4'te verilmiştir. Bu durumda kanal vektörü $W_4 : x^4 \rightarrow y^4$ oluşturmak gerekir. Bunun için de Denklem (2.9) kullanılarak W_2 kanalını iki kez kopyalanması ile Şekil 2.4 elde edilmiştir. Kanal geçişi olasılıkları ise Denklem (2.11) ile verilmiştir;

$$W_4(y_1^4|u_1^4) = W_2(y_1^2|x_1, x_3)W_2(y_3^4|x_2, x_4) = (y_1^2|u_1 \oplus u_2, u_3 \oplus u_4)W_2(y_3^4|u_2, u_4) \quad (2.11)$$



Şekil 2.4. $W = 4$, kanal vektörü blok yapısı

Şekil 2.4'deki R_4 bloğu girişine S_1, S_2, S_3, S_4 uygulanırsa çıkışında v_1, v_2, v_3 ve v_4 elde edilir. R_4 permütasyon işlemini temsil etmektedir. $u^4 \rightarrow x^4$ dönüştürme işlemi Denklem (2.12) ile yapılmaktadır;

$$x_1^4 = u_1^4 \times G_4 = u_1^4 \times G_2^{\otimes 2} = u_1^4 \times \begin{bmatrix} G_2 & 0 \\ G_2 & G_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

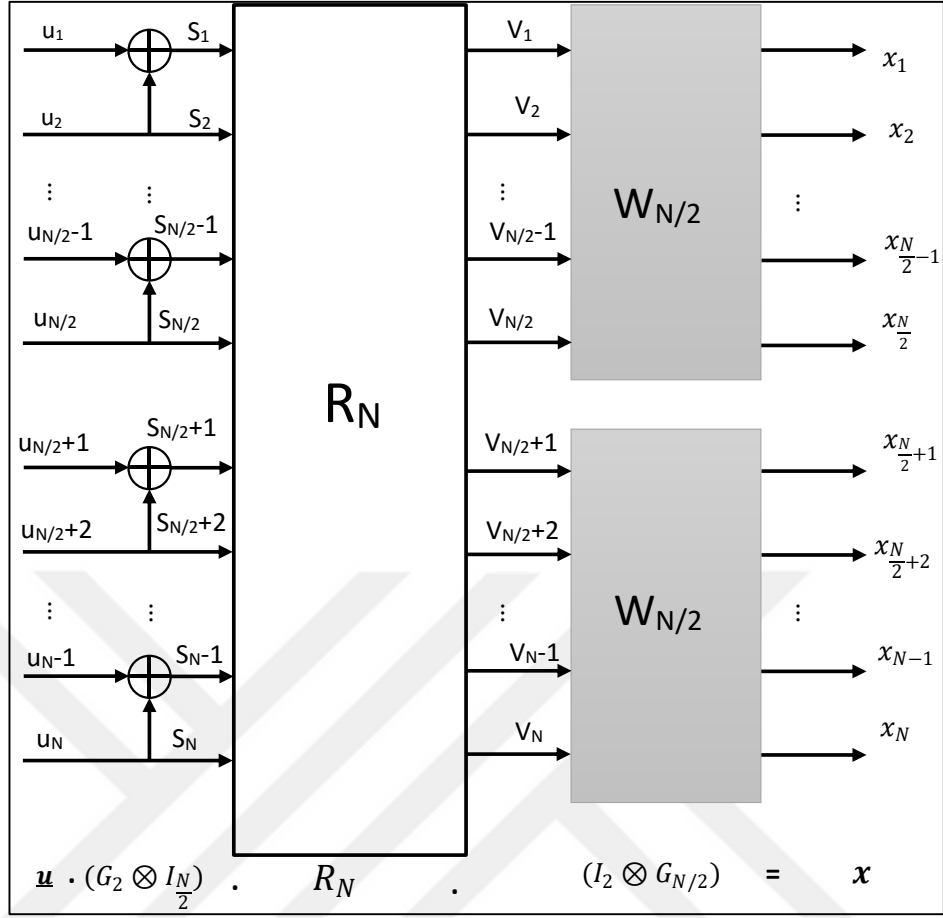
Giriş kanalı vektörü (W_4) ile giriş kanalı vektörü (W^4) arasındaki ilişkiyi Denklem (2.11) ve Denklem (2.12) kullanarak Denklem (2.13) verilmiştir;

$$W_4(y_1^4|u_1^4) = W^4(y_1^4|u_1^4 G_4) \quad (2.13)$$

Üreteç matrisi G_N 'nin farklı ifade şekilleri vardır ve bunlardan bazıları Denklem (2.14) ile verilmiştir. Denklem (2.14) 'de, $[B_N = R_N \left(I_2 \otimes B_{\frac{N}{2}} \right)]$ olmak olarak alınmıştır,

$$G_N = R_N \left(I_2 \otimes B_{\frac{N}{2}} \right) G_2^{\otimes n} = R_N \left(G_2 \otimes I_{\frac{N}{2}} \right) \left(I_2 \otimes G_{N/2} \right) \quad (2.14)$$

W_N kanal vektörünün genel yapısı Şekil 2.5 verilmiştir. W_N , iki parçaya ($W_{N/2}$) bölünmüştür ve bu iki parça, bize W_N kanal vektörünü vermek için birleşmiştir. Şekilde gösterildiği gibi, giriş kanalı vektörü u^N kanal vektörü S^N 'ye dönüştürülmüştür. Burada $0 \leq i \leq N/2$ olmak üzere $S_{2i-1} = u_{2i-1} \oplus u_{2i}$ ve $S_{2i} = u_{2i}$ ifadesinden bulunur. Şekildeki R_N bir permütasyon işlemidir. Ters shuffle işlemi olarak da adlandırılır. R_N çıkışı S^N vektörüne $v_1^N = (S_1, S_3, \dots, S_{N-1}, S_2, S_4, \dots, S_N)$ vektörüne dönüştürmektir. Bu v^N çıkışı iki bağımsız $W_{N/2}$ kanal vektörünün girişidir.



Şekil 2.5. W_N kanal vektörünün blok yapısı

x^N çıkış vektörünü u^N giriş vektöründen elde etmek için yani, $u^N \rightarrow x^N$ e vektörüne dönüştürmek için G_N ile $x^N = u^N \times G_N$ şeklinde tanımlanır. G_N , kare üreteç matrisidir. W_N ve W^N arasındaki geçiş olasılıkları Denklem (2.15) ile verilmiştir. Burada $y_1^N \in Y^N$, ve $u_1^N \in X^N$ olarak alınmıştır;

$$W_N(y_1^N | u_1^N) = W^N(y_1^N | u_1^N G_N) \quad (2.15)$$

x^N giriş vektörü Arikan'ın çalışmasında [2], $x_1^N = u_1^N \times B_N \times G_2^{\otimes n}$ ve $B_N = R_N(I_2 \otimes B_{N/2})$ parametreleri tanımlanmıştır. Burada I_2 birimi matrisi ve B_N , permütasyon matrisini göstermektedir. B_N matrisinden x^N vektörünün elde edilmesi kutupsal kodların özellikleri üzerinde herhangi bir etkisi olmadığı için ve tezin anlaşılması kolay hale getirmek için bu ifadenin bulunması göz ardı edilmiştir.

2.2.3. Kanal ayrıştırma

Kanal birleştirme aşamasında, kanal vektörü W_N , kanal vektörü W^N 'den yapılandırılmıştır. Kanal ayrıştırma aşamasında, kanal vektörü W_N yeni kanalları ayırır. Bu N ikili-giriş kanalları;

$$W_N^{(i)} : x \rightarrow y^N \times x^{i-1}, 1 \leq i \leq N$$

şeklinde polarize edici özelliklere sahiptir. Geçiş olasılıkları Denklem 2.16 ile verilir;

$$W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i) \triangleq \sum_{u_{i+1}^N \in X^{N-i}} \frac{1}{2^{N-i}} W_N(y_1^N | u_1^N) \quad (2.16)$$

Bu denklemde (y_1^N, u_1^{i-1}) , W_N kanal vektörünün çıkışını y^N ile girişini u_i aynı ile gösterilmiştir. Denklem (2.2) verilen Bhattacharyya parametresi $Z(W_N^{(i)})$ yeniden düzenlenerek Denklem (2.17) olarak verilmiştir;

$$Z(W_N^{(i)}) = \sum_{y_1^N \in Y^N} \sum_{u_1^{i-1} \in X^{i-1}} \sqrt{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | 0) W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | 1)} \quad (2.17)$$

$W_N^{(i)}$ kanal vektörü alıcıya iletilen vektördür. Alıcıda, SC-kod çözücüsü bu vektörü alır ve \hat{u}_i 'ye kestirir.

2.3. Kod Yapısı

Kutupsal kod (N, K, A, u_{A^c}) , burada A bilgi bitleri ve u_{A^c} dondurma bitler vektörü oluşur. Sanal kanalların oluşturulması, fiziksel kanalların kanal kapasitesine göre yapılmaktadır. Kutupsal kod yapısı, kanalların kanal parametrelerine göre değişmektedir, örneğin, Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) kanalındaki varyans (σ^2) , İkili Simetrik Kanal (Binary Symmetric Channel, BSC) kanalındaki (P) ve BEC kanalındaki (ϵ) parametrelerine bağlı olarak değişmektedir.

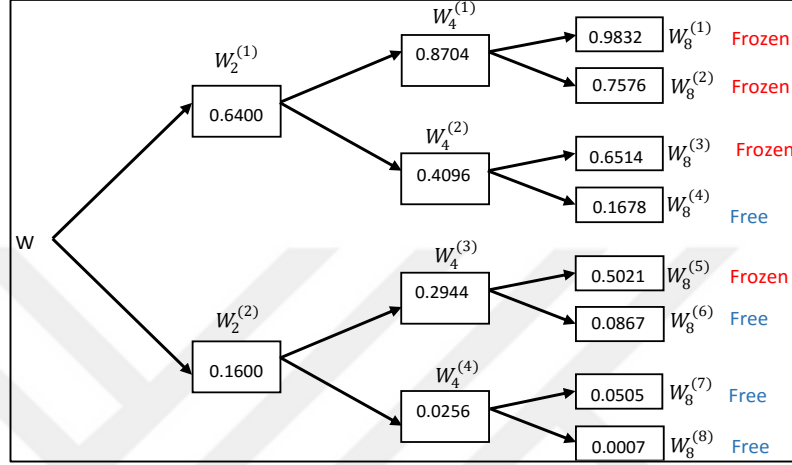
2.3.1. BEC kanal

BEC'nin (N, K) kutupsal kod yapısı $N = 8, K = 4$ için Şekil 2.6'da verilmiştir. Burada kanal parametresi $\epsilon = 0,4$ alınmıştır. Bhattacharyya parametresi ilk kanal $W = 0,4$ için $Z = 0,4$ olarak alınacaktır. Daha sonra bu kanal $(W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$ olmak üzere iki kanala

ayrıştırılır. Güvenilirlik ölçüsü, $Z(W_2^{(1)}) = 2Z(W) - Z(W)^2$ ve $Z(W_2^{(2)}) = Z(W)^2$ ile hesaplanmıştır [4];

$$Z(W_2^{(1)}) = 2 \times 0,4 - 0,4^2 = 0,6$$

$$Z(W_2^{(2)}) = 0,4^2 = 0,16$$



Şekil 2.6. N=8, K=4, ε = 0,4 için BEC kanalın kod yapısı

Yinilemeli kanalı hesaplamak için genel ifade Denklem (2.18) ve Denklem (2.18) ile verilmiştir;

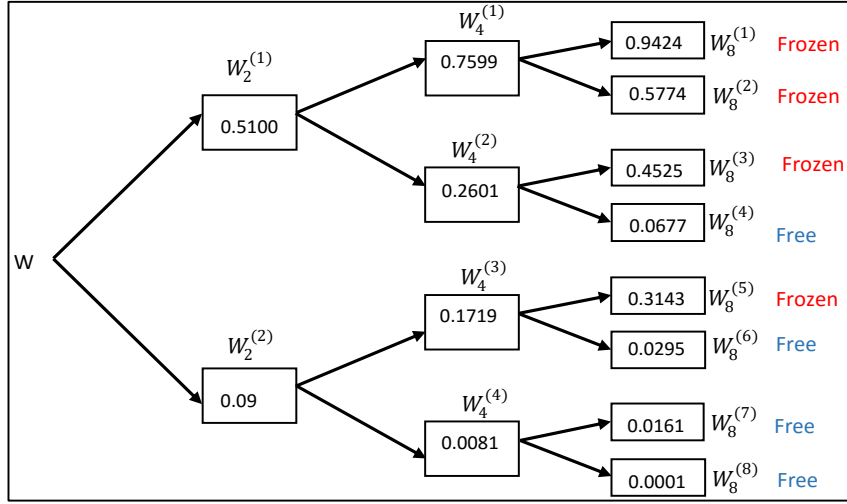
$$Z(W_N^{(2i-1)}) = 2Z(W_{N/2}^{(i)}) - Z(W_{N/2}^{(i)})^2 \quad (2.18)$$

$$Z(W_N^{(2i)}) = Z(W_{N/2}^{(i)})^2 \quad (2.19)$$

Şekil 2.6'daki, $n = \log(N) = 3$ ile son adımda olabilecek tüm olası güvenilirlik sınırları sonuçları ortaya çıkar. Sekiz olası sonuç elde edilir ve bu sonuca göre bitler, Bhattacharyya parametresine bağlı olarak seçilir. Z_i değeri düşük olan bitlerin büyük bir kapasitesi vardır, bu yüzden bu bitler seçilir ve diğer bitler Şekil 2.6'da gösterildiği gibi dondurulacak şekilde ayarlanır.

2.3.2. BSC kanal

BEC ve BSC arasındaki fark, BEC'e kanal dönüşümünü uyguladıktan sonra, BEC kanallarında, $W_N^{(2i-1)}$ ve $W_N^{(2i)}$ alınır, BSC kanallarda ise kanal dönüşümü uyguladıktan sonra BEC'nin aksine, $W_N^{(2i-1)}$ alınır ve $W_N^{(2i)}$ BSC'ler ise alınmaz [27].



Şekil 2.7. $N = 8$, $K = 4$, $P = 0,1$ BSC'nin kod yapısı

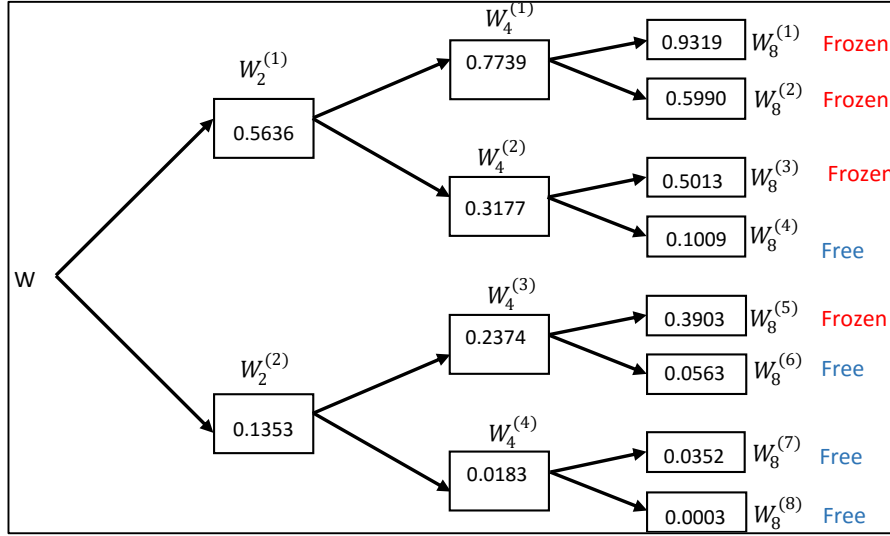
BSC'ye kanal girişi $X = \{0, 1\}$ 'dir ve kanal çıkışı $Y = \{0, 1\}$ dir ve hata olasılığı P olarak alınır. Bu durumda kanalın geçiş olasılıkları $P(Y=0|X=1) = P(Y=1|X=0) = P$ ve $P(Y=0|X=0) = P(Y=1|X=1) = 1 - P$ şeklinde olur. BSC'deki Bhattacharyya parametresi ise $Z = \sqrt{P-(1-P)}$ kullanılarak hesaplanır ve polarize kanallar Şekil 2.7'de gösterildiği gibi Denklem (2.18) ve Denklem (2.19)'e bhattacharyya parametresi dağılımı göre yapılır.

2.3.3. AWGN kanal

AWGN kanal girişi x ve kanal gürültüsü ω olmak üzere kanal çıkışı $y = x + \omega$, $x \in \{+1, -1\}$ ile elde edilir. AWGN kanal gürültüsü ω , sıfır ortalama ve $[(\sigma)]^2$ varyansa sahiptir. Kanalın geçiş olasılıkları Denklem (2.20) ile bulunur [28];

$$P(y|x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{[(y-x)]^2}{2\sigma^2} \right] \quad (2.20)$$

AWGN kanalındaki Bhattacharyya parametresi, $Z = \exp(-E_c/N_o)$ ile hesaplanır. Burada E_c bit iletme enerjisidir ve N_o gürültü gücüdür. $\sigma^2 = 0,5$ varyansa sahip AWGN kanalın ayrıştırılan polarize kanalları Şekil 2.8'de gösterildiği gibi elde edilir. Bhattacharyya parametresi dağılımı Denklem (2.18) ve Denklem (2.19) 'e göre yapılmıştır.



Şekil 2.8. N = 8, K = 4, ($\sigma^2=0,5$) için AWGN kod yapısı

AWGN için, alıcı tarafında, SC-kod çözme işleminin yumuşak kararı Denklem (2.21) ile elde edilir. Bu denklem Log-Olabilirlik Oranı (Log-Likelihood Ratio, LLR) olarak adlandırılır;

$$L(y) = \log \frac{P(y|x=+1)}{P(y|x=-1)} = \log \left[\frac{\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(|y-1|)^2}{2\sigma^2}\right]}{\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(|y+1|)^2}{2\sigma^2}\right]} \right] = \frac{2y}{\sigma^2} \quad (2.21)$$

2.4. Yinelemeli Kanal Dönüşümü

Kanal birleştirme ve ayrıştırma işleminde, W kanalın N katına kadar, $W_N^{(1)}, \dots, W_N^{(N)}$ ye dönüşür. Bunu gerçekleştirmek için, İlk adımda Şekil 2.3 deki gibi iki sanal kanala ayrıştırma yapmak gerekir. Bu sanal kanallar da $(W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$ olarak elde edilir.

Burada $W_2^{(1)} : x \rightarrow \tilde{y}$ ve $W_2^{(2)} : x \rightarrow \tilde{y} \times x$, olmak üzere $W : x \rightarrow y$, $(W, W) \rightarrow (W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$ sanal kanalları oluşturulur. Oluşan kanallar Denklem (2.22) ve Denklem (2.23) verilmiştir;

$$W_2^{(1)}(y_1^2|u_1) \triangleq \sum_{u_2} W_2(y_1^2|u_1^2) = \sum_{u_2} \frac{1}{2} W(y_1|u_1 \oplus u_2) \times W(y_2|u_2) \quad (2.22)$$

$$W_2^{(2)}(y_1^2, u_1|u_2) = \frac{1}{2} W_2(y_1^2|u_1^2) = \frac{1}{2} W(y_1|u_1 \oplus u_2) \times W(y_2|u_2) \quad (2.23)$$

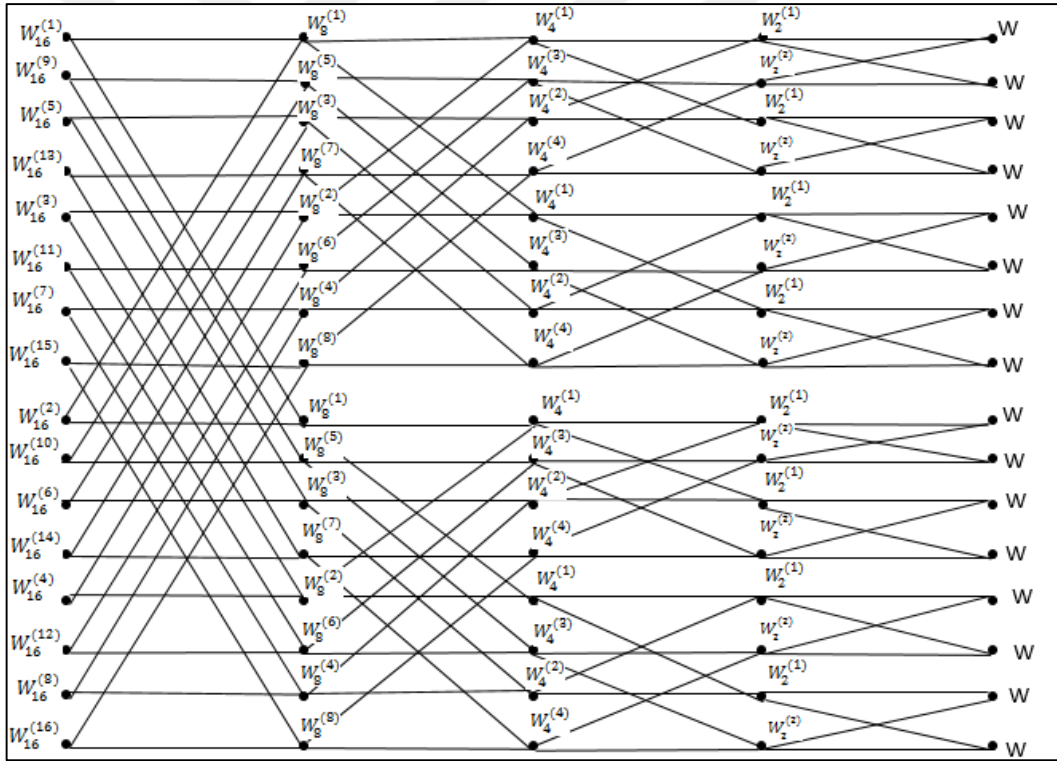
Burada $u_1, u_2 \in X$ ve $y_1, y_2 \in Y$. Genel bir sanal kanal tek ve çift olarak aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$(W_N^{(i)}, W_N^{(i)}) \rightarrow (W_{2N}^{(2i-1)}, W_{2N}^{(2i)}), n \geq 0, N = 2^n, 1 \leq i \leq N,$$

$$W_{2N}^{(2i-1)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-2} | u_{2i-1}) = \sum_{u_{2i}} \frac{1}{2} W_N^{(i)}(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{1,e}^{2i-2} | u_{2i-1} \oplus u_{2i}) W_N^{(i)}(y_{N+1}^{2N}, u_{1,e}^{2i-2} | u_{2i}) \quad (2.24)$$

$$W_{2N}^{(2i)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-2} | u_{2i}) = \frac{1}{2} W_N^{(i)}(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{1,e}^{2i-2} | u_{2i-1} \oplus u_{2i}) W_N^{(i)}(y_{N+1}^{2N}, u_{1,o}^{2i-2} | u_{2i}) \quad (2.25)$$

Denklem (2.24) ve Denklem (2.25)'de, $u_{1,o}^{2i-1} = (u_1, u_3, \dots, u_{2i-1})$ ve $u_{1,e}^{2i-2} = (u_2, u_4, \dots, u_{2i-2})$ olarak alınmıştır. Bu denklemler Denklem (2.22) ve Denklem (2.23) ile aynıdır, eğer giriş $u_{2i-1} \rightarrow u_1$ ise çıkış $(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{1,e}^{2i-2}) \rightarrow y_1$, giriş $u_{2i} \rightarrow u_2$ ise çıkış $(y_{N+1}^{2N}, u_{1,e}^{2i-2}) \rightarrow y_2$ olacaktır. Dönüşümün ilk basamağında, $(W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$ üretilmiştir. Diğer aşamalar Şekil 2.9'da $N = 16$ için verilmiştir. Burada ilk basamak şeklin en sağdaki sanal kanallardır. Şekilde sanal kanal bölme aşamaları sağdan sola kelebek olarak gerçekleşmektedir.



Şekil 2.9. $N = 16$ için sanal kanal dönüşümü

Şekil 2.9'un en sağdaki W kanalının bağımsız kopyaları olan iki kanal $(W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$ alınarak, ilk ayrıştırma aşamasına başlanır. İkinci aşamada bu iki kanaldan dört kanal üretilir. Üçüncü aşamada budört kanaldan sekiz kanal üretilir. Bu şekilde bölme işlemi ikinin katı olarak ilerleyerek N sanal kanal elde edilir.

2.4.1. BSC kanalda kutupsal kodlama ve kod çözme

Bu bölümde BEC kanal için kutupsal kodlama ve kod çözme aşamaları incelenmektedir. Kod çözme adımları SC kod çözme kullanılarak yapılmıştır. SC kod çözme de dondurma bitlerin değerleri sıfır olarak alınmasına rağmen, bu örnekte Denklemi (2.24) ve Denklemi (2.25) kullanılarak hesaplanmıştır.

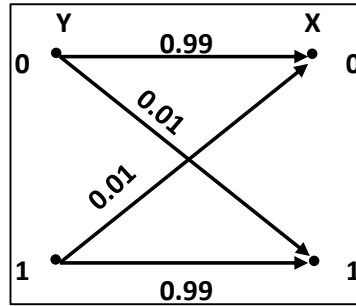
Örnekte giriş verileri $u_1^4 = [1 0 1 0]$ ve BSC kanal Şekil 2.10'da verilmiş olup $\alpha = 0,01$ alınmıştır. Şekil 2.10'daki BEC kanalının $W = 4$ için sanal kanal yapısı Şekil 2.11 ile verilmiştir. Kutupsal kodlayıcının üreteç matrisi;

$$G = \begin{bmatrix} G_2 & 0 \\ G_2 & G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

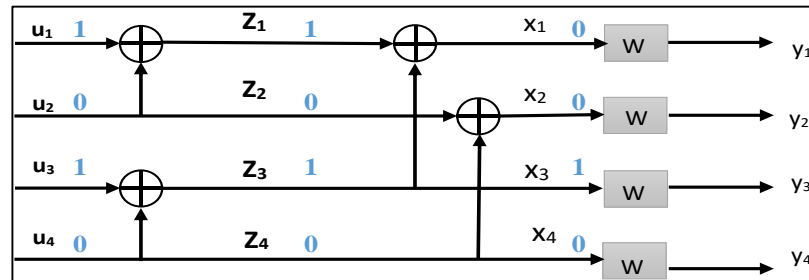
Olur. Denklem 2.12 den;

$$x_1^4 = u_1^4 \times G_4 = u_1^4 \times G_2^{\otimes 2} = u_1^4 \times \begin{bmatrix} G_2 & 0 \\ G_2 & G_2 \end{bmatrix} = [1 0 1 0] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = [0 0 1 0] \quad \text{elde}$$

edilir. Kanalda gürültü olmadığı kabul edilirse kanal çıkışı $y_1^4 = [0 0 1 0]$ olarak elde edilir.



Şekil 2.70. BSC kanal ($\alpha=0,01$)



Şekil 2.81. BSC kanalın $W = 4$ için sanal kanal yapısı

Şekil 2.10'da verilen BSC'in geçiş olasılıkları;

$$W(y_2|x_1) = W(y_1|x_2) = 0,01$$

$$W(y_1|x_1) = W(y_2|x_2) = 0,99$$

Kutupsal kodu çözmek için kutupsal kodlama için kullanılan Şekil 2.11 devresi aynı şekilde burada da kullanılır. Ancak bu durumda kutupsal kodlanmış veri Şekil 2.11'in çıkışlarına uygulanarak giriş verileri bulunacaktır. Bu veriler vericiden gönderilen kodu çözülmüş veriler olacaktır. Şekil 2.11 devresinde kutupsal kod çözücünde için sanal kanal çıkışı, yani X_1 ;

$$X_1 = z_1 \oplus z_3$$

$$X_2 = z_2 \oplus z_4$$

Denklemleri (2.24) ve Denklemi (2.25) uygulayarak sanal kanallardan X_1 ve X_2 aşağıdaki gibi bulunur;

$$\begin{aligned} W(y_1^4, z_1=0) &= \frac{1}{2} [W(y_1=0|X_1=0) \times W(y_3=1|X_3=0) + W(y_1=0|X_1=1) \times W(y_3=1|X_3=1)] \\ &= 0,0099 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W(y_1^4, z_1=1) &= \frac{1}{2} [W(y_1=0|X_1=1) \times W(y_3=1|X_3=0) + W(y_1=0|X_1=0) \times W(y_3=1|X_3=1)] \\ &= 0,4901 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W(y_1^4, z_2=0) &= \frac{1}{2} [W(y_2=0|X_2=0) \times W(y_4=0|X_4=0) + W(y_2=0|X_2=1) \times W(y_4=0|X_4=1)] \\ &= 0,4901 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W(y_1^4, z_2=1) &= \frac{1}{2} [W(y_2=0|X_2=1) \times W(y_4=0|X_4=0) + W(y_2=0|X_2=0) \times W(y_4=0|X_4=1)] \\ &= 0,0099 \end{aligned}$$

$$z_1 = u_1 \oplus u_2, \quad z_2 = u_2$$

$$\begin{aligned} W_4^{(1)}(y_1^4, u_1=0) &= \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_1=0) \times W(y_1^4, z_2=0) + W(y_1^4, z_1=1) \times W(y_1^4, z_2=1)] \\ &= \frac{1}{2} [(0,0099) \times (0,4901) + (0,4901) \times (0,0099)] = 0,0049 \end{aligned}$$

$$W_4^{(1)}(y_1^4, u_1=1) = \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_1=1) \times W(y_1^4, z_2=0) + W(y_1^4, z_1=0) \times W(y_1^4, z_2=1)]$$

$$= \frac{1}{2} [(0,4901) \times (0,4901) + (0,0099) \times (0,0099)] = 0,12$$

Denklem (2.21) de verilen LLR uygulanarak, vericiden gönderilen kodlanmış veri tahmin edilir;

$$\tilde{u}_i \triangleq \begin{cases} u_i & i \in A^c \\ L_i(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) & i \in A \end{cases} \quad (2.26)$$

Burada $L_i(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1})$ LLR olup;

$$L_i(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) \triangleq \begin{cases} 0, & \frac{w_N^{(0)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 0)}{w_N^{(0)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 1)} \geq 1 \\ 1, & \frac{w_N^{(0)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 0)}{w_N^{(0)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 1)} < 1 \end{cases} \quad (2.27)$$

$$W_4^{(1)}(y_1^4, u_1=0) < W_4^{(1)}(y_1^4, u_1=1) \Rightarrow \hat{u}_1=1$$

$$W_4^{(2)}(y_1^4, u_2=0 | \hat{u}_1=1) = \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_1=1) \times W(y_1^4, z_2=0)]$$

$$= \frac{1}{2} [(0,4901) \times (0,4901)] = 0,12$$

$$W_4^{(2)}(y_1^4, u_2=1 | \hat{u}_1=1) = \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_1=0) \times W(y_1^4, z_2=1)] = \frac{1}{2} [(0,0099) \times (0,0099)] = 0,000049$$

Benzer şekilde LLR uygulanarak \hat{u}_2 kod çözücü çıkışı;

$$W_4^{(2)}(y_1^4, u_2=0 | \hat{u}_1=1) > W_4^{(2)}(y_1^4, u_2=1 | \hat{u}_1=1) \Rightarrow \hat{u}_2 = 0$$

$$z_1 = \hat{u}_1 \oplus \hat{u}_2 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$z_2 = \tilde{u}_2 = 0$$

Denklemleri (2.24) ve Denklemi (2.25) uygulayarak sanal kanallardan X_3 ve X_4 aşağıdaki gibi bulunur;

$$W(y_1^4, z_3=0 | \hat{z}_1=1) = \frac{1}{2} [W(y_1=0 | X_1=1) \times W(y_3=1 | X_3=0)] = 0,00005$$

$$W(y_1^4, z_3=1 | \tilde{z}_1=1) = \frac{1}{2} [W(y_1=0 | X_1=0) \times W(y_3=1 | X_3=1)] = 0,49$$

$$W(y_1^4, z_4=0 | \tilde{z}_2=0) = \frac{1}{2} [W(y_2=0 | X_2=0) \times W(y_4=0 | X_4=0)] = 0,49$$

$$W(y_1^4, z_4=1 | \tilde{z}_2=0) = \frac{1}{2} [W(y_2=0 | X_2=1) \times W(y_4=0 | X_4=1)] = 0,00005$$

Benzer şekilde;

$$\begin{aligned} W_4^{(3)}(y_1^4, u_3=0) &= \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_3=0) \times W(y_1^4, z_4=0) + W(y_1^4, z_3=1) \times W(y_1^4, z_4=1)] \\ &= \frac{1}{2} [(0,00005) \times (0,49) + (0,49) \times (0,00005)] = 0,000024 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_4^{(3)}(y_1^4, u_3=1) &= \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_3=1) \times W(y_1^4, z_4=0) + W(y_1^4, z_3=0) \times W(y_1^4, z_4=1)] \\ &= \frac{1}{2} [(0,49) \times (0,49) + (0,00005) \times (0,00005)] = 0,12 \end{aligned}$$

LLR uygulanarak \hat{u}_3 ;

$$W_4^{(3)}(y_1^4, u_3=0) < W_4^{(3)}(y_1^4, u_3=1) \Rightarrow \tilde{u}_3 = 1$$

$$W_4^{(4)}(y_1^4, u_4=0 | \tilde{u}_3=1) = \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_3=1) \times W(y_1^4, z_4=0)] = \frac{1}{2} [(0,49) \times (0,49)] = 0,12$$

$$W_4^{(4)}(y_1^4, u_4=1 | \tilde{u}_3=1) = \frac{1}{2} [W(y_1^4, z_3=0) \times W(y_1^4, z_4=1)] = \frac{1}{2} [(0,00005) \times (0,00005)] \approx 0$$

LLR uygulanarak \hat{u}_4 ;

$$W_4^{(4)}(y_1^4, u_4=0 | \hat{u}_3=1) > W_4^{(4)}(y_1^4, u_4=1 | \hat{u}_3=1) \Rightarrow \hat{u}_4 = 0$$

$$z_3 = \hat{u}_3 \oplus \hat{u}_4 = 1 + 0 = 1$$

$$z_4 = \hat{u}_4 = 0$$

Kodu çözülmüş veri $\hat{u}_1^4 = [\hat{u}_1 \hat{u}_2 \hat{u}_3 \hat{u}_4] = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$ olacaktır.

2.5. Kanal Kutuplaşması

Kutupsal kodların Shannon kanal kapasitesine yaklaşan kod olduğu kanal kutuplaşması ile B-DMC için ispatlanabilir. Kanal kutuplaşması Teorem 1 ile

verilmektedir. Denklem (2.28) de karşılıklı bilgi, enformasyon, ifadesinin farklı yazım şekilleri verilmiştir;

$$I(Y_1^N; X_1^N, U_1^N) = I(Y_1^N; X_1^N) + I(Y_1^N; U_1^N | X_1^N) = I(Y_1^N, U_1^N) + I(Y_1^N; X_1^N | U_1^N) \quad (2.28)$$

Burada $I(Y_1^N; U_1^N | X_1^N) = I(Y_1^N; X_1^N | U_1^N) = 0$ ise $I(Y_1^N; X_1^N) = I(Y_1^N, U_1^N)$ olur.

Denklem (2.28) yeniden düzenlenirse Denklem (2.29) elde edilir;

$$I(W_N) = I(Y_1^N, U_1^N) = I(Y_1^N; X_1^N) = NI(W) \quad (2.29)$$

Teorem 1, her W kanalının $N \rightarrow \infty$ için $I(W)$ karşılıklı bilginin sıfıra (kayıplı kanal) ya da bire (mükemmel kanal) kutuplaşmış olduğunu ispatlamaktadır.

Teorem (1): Herhangi bir B-DMC kanal (W) için, sanal-kanal ($W_N^{(i)}$), $\delta \in \{0, 1\}$ herhangi bir sabit için, N 'nin sonsuza gittiğinde kutupsallaşır. Kutupsallaşma $i \in \{1, \dots, N\}$ olmak üzere;

$$I(W_N^{(i)}) \in (1-\delta, 1] \Rightarrow I(W)$$

$$I(W_N^{(i)}) \in [0, \delta) \Rightarrow 1 - I(W)$$

değerlerine yaklaşır. Yani;

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{|\{i \in [N]: I(W_N^{(i)}) \in (1-\delta, 1]\}|}{N} = I(W)$$

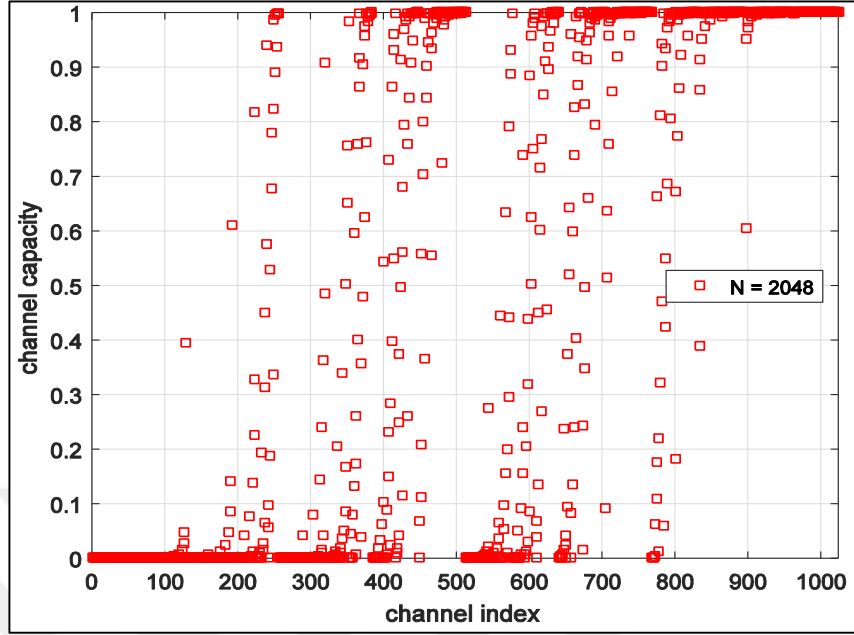
(2.30)

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{|\{i \in [N]: I(W_N^{(i)}) \in [0, 1-\delta)\}|}{N} = 1 - I(W)$$

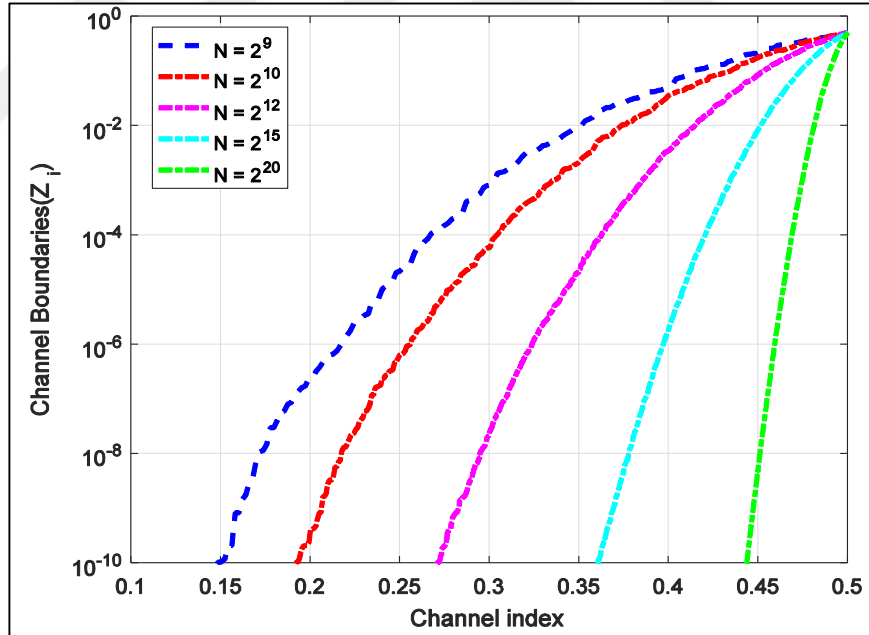
(2.31)

sanal kanalları elde edilir [2]. Denklem (2.30) ve Denklem (2.31) kanal kutuplaştırma denklemleri olarak adlandırılır. Çünkü kutupsal kodların kapasitesinin yüksek olduğu bu teoremle ispatlanmaktadır. Şekil 2.12'de noktaların dağılımının sıfır olmaya başladığı ve bir süre devam ettiği, daha sonra kanal indeksinin büyük olması durumunda bire dönüştüğü görülmektedir. Buradan kanal indeksinin büyük olduğu durumlarda, kanal bire ya da mükemmel kanala yakınlaşır. Şekil 2.13, farklı blok uzunluğuna sahip kutupsal kodun farklı indeksler için alabileceği değerler verilmiştir.

Blok uzunluğu arttikça, kanalın güvenilirliğinin artığı görölmektedir.



Şekil 2.12. BEC kanalın kutupsallaştırılması ($\epsilon = 0,5$)



Şekil 2.13. BEC kanalın farklı kanal indeksleri için kanal güvenilirliği ($\epsilon=0,5$)

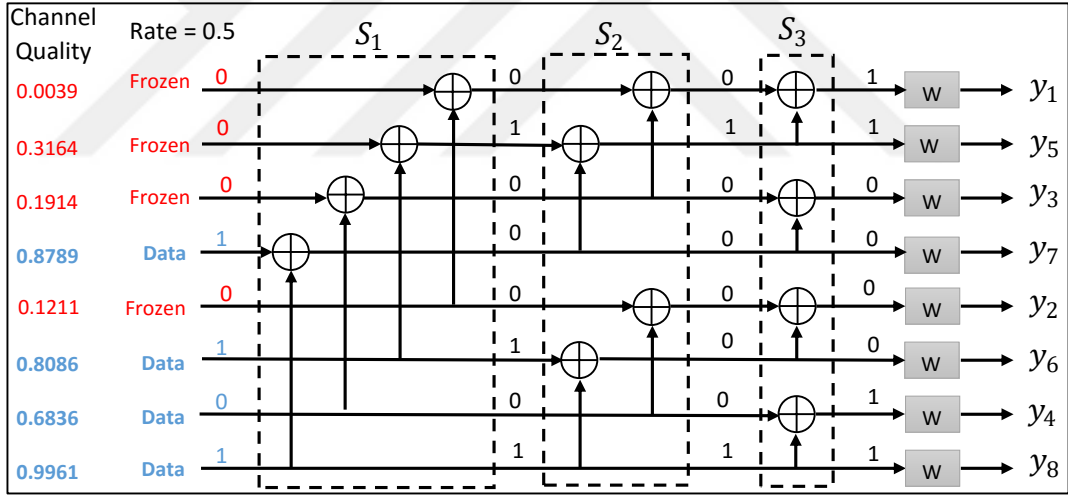
2.6. Kutupsal Kodların Kodlanması

Kutupsallaştırma teoremini, Teorem 1, kullanarak, kanal kapasitesi $I(W)$ özelliklerine sahip olan kutupsal kodlar oluşturulur. Oluşturulan kutupsal kodlarının N , blok uzunluğu veya bit sayısı ve n , kodlama adım sayısı olmak üzere $N = 2^n$ ilişkisi vardır.

Bu, 5G sistemlerinde kullanılacak kutupsal kodların bir sınırı olarak kabul edilir. Bu sorunu çözmek için delinmiş (puncturing) veya kısaltılmış (shortening) kutupsal kodlarla oran eşleştirme (rate matching) yöntemi verilmiştir. Oran eşleminin amacı, N blok uzunluğunu azaltarak daha az blok uzunluğuna sahip olan bir kutupsal kod oluşturmaktır. Kod çözme birçok yöntemle yapılır. Her geliştirilen yöntem, daha iyi bir sonuç elde etmek için bir önceki kod çözücü üzerinde iyileştirmeyi dener. Bu bölümde, kutupsal kodların kodlamasını ve oran eşleşmeli kutupsal kodlar verilmiştir. Birkaç kutupsal kod çözme yönteminin avantaj ve dezavantajları verilmektedir.

2.6.1. Kutupsal kodları kodlama

B-DMC W'de, kutupsal kodları kolay bir yöntem ile kodlanabilir. Kodlayıcının işlemsel (space) karmaşıklığı $O(N)$ ve zaman karmaşıklığı $O(N \log N)$ 'e eşittir [2]. Kodlayıcının üreteç matrisi $G_N = B_N F^{\otimes n}$ ile tanımlanıp, burada $n = \log(N)$, B_N bit-ters matrisi ve $F^{\otimes n}$, $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ 'in Denklem (2.7) verilen Kronecker çarpımıdır.



Şekil 2.14. Kutupsal kodlama blok diyagramı

Şekil 2.14, 8 bitlik bir kutupsal kodlayıcıyı gösterir. Blok uzunluk N olan kutupsal bir kodun giriş vektörü u_1^N ile gösterilir. Örneğin $N = 8$ için $u_1^8 = [0 0 0 1 0 1 0 1]$ olarak yazılabilir. Şekil 2.13'deki kutupsal kodlayıcı çıkışı yani S_3 bloğunun çıkışı kodlanmış veriler olup kodlayıcı çıkış vektör x_1^N olacaktır. u_1^8 kodlayıcı giriş vektörü için çıkış vektörü $x_1^8 = [1 1 0 0 0 0 1 1]$ olacaktır. Giriş vektörü ve çıkış vektörü arasında geçiş $u_1^N \rightarrow x_1^N$, Galois Alanı $GF(2)$ üzerinde doğrusaldır. Kutupsal kodlama Denklem 2.32 ile yapılabilir;

$$x_1^N = u_1^N \times G_N \quad (2.32)$$

2.6.2. Kutupsal kodları çözme

Kutupsal kodların uzunluğu $N = 2^n$, bilgi uzunluğu K ve dondurma bitleri $(N-K)$ 'dan oluşur. $u = u_1^N$, kodlanacak bitleri gösterilirse bu, bilgi bitleri ve dondurma bitlerinden oluşur. $x = x_1^N$, kodlanmış bitleri gösterir. Bu kod sözcüğü vektörü, x , kodlama işlemi sonucu elde edilir ve $W : \chi \rightarrow y$ kanalından gönderilir, burada $\chi = \{0,1\}$ elemanından oluşur. Alıcıda, $y = Y_1^N$ vektörü alınır. Kod çözme işlemi, y vektörüne uygulanarak \hat{x} vektörü kestirilir. \hat{x} vektöründen de alınan bitler \hat{u} kestirilir. Bir kod çözme yöntemini seçmek için iki önemli parametre arasındaki dengeyi sağlamak gerekir. Birisi güvenilirlik ve diğeri ise hesaplama karmaşıklığı. Bir sonraki bölümde, en yaygın kod çözme yöntemleri incelenerek, bunlar arasında karşılaştırma yaparak hangisi SC kod çözücüsünden daha iyi bir hata performansına sahip olduğu incelenecektir.

2.6.2.1. SC-kod çözücü

SC kod çözücü, $W : \chi \rightarrow y$ kanalında alınan $y \in Y$ vektörleri yardımıyla u_1^N olarak iletilen verilerin değerini \hat{u}_1^N olarak kestirir. Alınan Y_1^N vektörü alıcıda LLR kullanılarak çözülür. SC kod çözücü, LLR değerlerini hesaplarken yumuşak karar çözme yöntemi kullanarak, kanalın LLR değerleri yardımıyla alınan bitleri kestirir. Kod çözerken önce LLR vektörü hesaplanır, daha sonra SC kod çözücüsü, \hat{u}_1 'den \hat{u}_N 'ye kadar \hat{u}_1^N değerini belirlemek için olasılık değerleri ile karar verir. \hat{u}_1^i kararı, bir önceki \hat{u}_1^{i-1} bitin değeri ile verilir [2]. Örnek olarak (N, K, A, u_{Ac}) ile bir kutupsal kutupsal kod verilirse kod çözücü, y_1^N , alınan vektör, A alınan bilgi vektörü ve u_{Ac} alınan dondurma vektörü ile olabirlik oranı Denklem (2.33), Denklem (2.34) ve Denklem (2.35)'den hesaplanan, \hat{u}_1^N kestirim vektörüne kararı Şekil 2.15 deki verilen SC kod çözme algoritması kullanılarak elde edilir;

$$L_1^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1}) = \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i=0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i=1)} \quad (2.33)$$

$$L_N^{(2i-1)}(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-1}) = [L_{\frac{N}{2}}^{(i)}(y_1^{\frac{N}{2}}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2})]^{1-2\hat{u}_{2i-1}} \times L_{\frac{N}{2}}^{(i)}(y_{\frac{N}{2}+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) \quad (2.35)$$

Şekil 2.16, blok uzunluğu $N = 8$ olan SC kod çözme aşamalarını blok olarak göstermektedir. Yinelemeli LR'lerin hesaplanması $L_1^{(1)}(y_i) = W(y_i|0)/W(y_i|1)$ kod ile başlar. Burada $L_1^{(1)}(y_i)$ kodunu bulmak için kanaldan gözlenen değere yumuşak karar kuralı uygulanır. $L_8^{(i)}$ değerlerini hesaplamak için sağdan sola doğru adım adım ilerlenerek gerçekleştirilir. Şekildeki f ve g parametreleri Denklem (2.36) ile bulunur;

$$\begin{cases} f(a,b) = \frac{1+ab}{a+b} \\ g(a,b,\hat{u}_s) = a^{1-2\hat{u}_s} \times b \end{cases} \quad (2.36)$$

Denklem (2.36) daki a ve b değişkenleri $a = L_{\frac{N}{2}}^{(i)}(y_1^{\frac{N}{2}}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2})$ ve

$b = L_{\frac{N}{2}}^{(i)}(y_{\frac{N}{2}+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2})$ olarak Denklem (2.34) ve Denklem (2.35) kullanılarak hesaplanır.

SC kod çözme işleminin uygulanması aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır.

- SC Kod Çözme Adımları

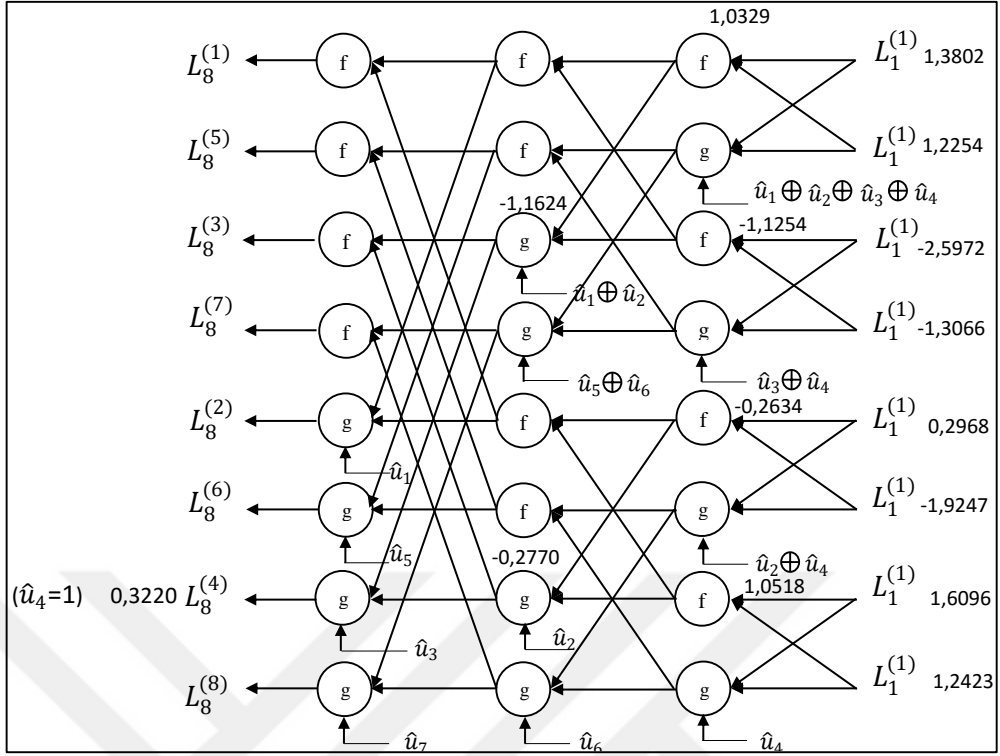
SC kod çözme işleminin uygulanması aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır. Adım (1): Şekil 2.16'nın en sağ tarafı, alınan vektör kanalının $i = 1, 2, \dots, N$ olmak üzere $L_1^{(1)}(y_i) = W(y_i|0)/W(y_i|1)$ ile çıkışlarını göstermektedir. Adım (2): İlk \hat{u}_1 bitinin kodu çözülür. Alınan bitler dondurma bitlere ait değilse, LR'ler $L_N^{(1)}$ elde etmek için en sağdan sola doğru güncellendirilir. $L_N^{(1)}$ değerine göre, \hat{u}_1 değerine karar verilir. Eğer $L_N^{(1)} \geq 1$, ise $\hat{u}_1 = 0$ olarak, eğer $L_N^{(1)} < 1$ ise, $\hat{u}_1 = 1$ olarak alınır. Adım (3): \hat{u}_2 bitinin kodu çözülür. Bir önceki adımda bulunan \hat{u}_1 değerini kullanarak \hat{u}_2 hesaplanır. Adım (4): Daha sonra, diğer bitler $\hat{u}_3, \dots, \hat{u}_N$ sırasıyla elde edilir. Her bitin kod çözümü, önceki bitin değerine bağlıdır.

- SC kodlama ve kod çözme örneği:

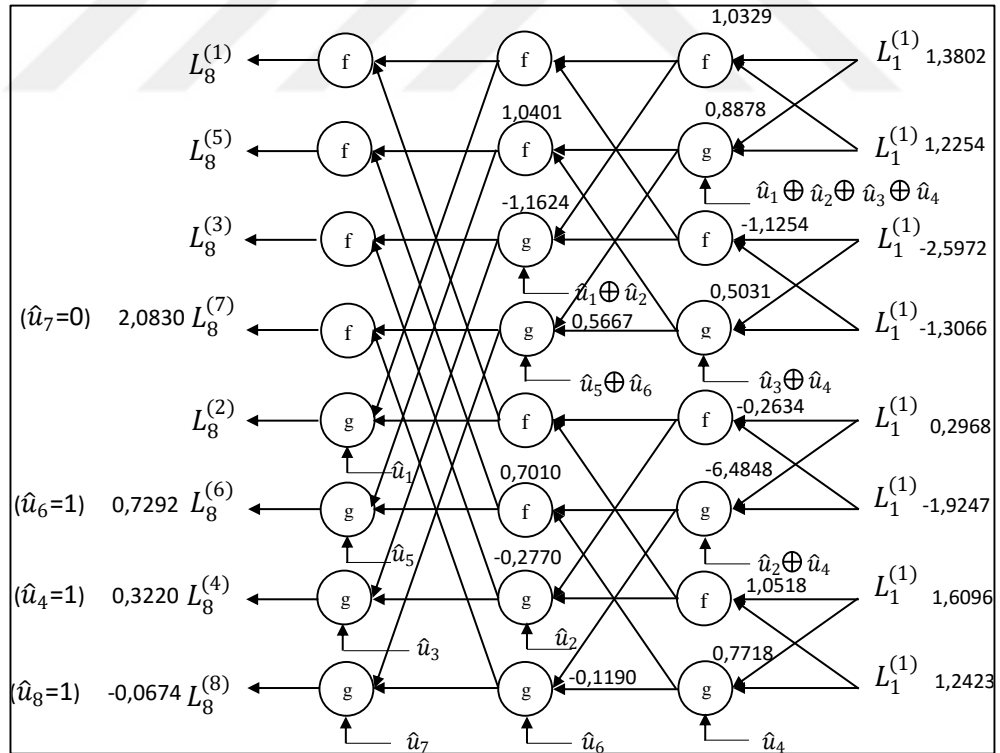
AWGN kanalından blok uzunluğu $N = 8$, $R = 0,5$ bir kutupsal kod iletildiğini varsayalım. Burada bölüm 2.6.1'de açıklanan kodlayıcıyı ile kodlanan kodun çözümü SC kod çözme yöntemi kullanılarak çözülmektedir. Bilgi bitlerinin bulunduğu kanallar $A = \{u_4, u_6, u_7, u_8\}$ olup, bilgi biti $u = \{1, 1, 0, 1\}$ ve dondurma bitleri $u_{A^c} = \{u_1, u_2, u_3, u_5\}$ değerleri sıfır alınarak kod çözücünün hesap yapmadan değerleri önceden bilinmektedir.

Şekil 2.17, alınan bilgi bitlerinin olasılıklarını hesaplamak için adım aşamalarını göstermektedir. Burada $L_1^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1}) = \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i=0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i=1)}$ ile bulunur. Eğer $L_N^{(i)} \geq 1$ ise, $\hat{u}_i = 0$, eğer $L_N^{(i)} < 1$ ise, $\hat{u}_i = 1$ olacaktır.

Dördüncü kestirme biti \hat{u}_4 bulmak için log-olabilirlik oranı Denklem (2.33) kullanarak hesaplanır. Hesaplama aşamaları Şekil 2.17'de gösterilmiş olup, aşağıdaki adımlar gerçekleştirilerek \hat{u}_4 bulunur. Adım (1): Alıcıda Şekil 2.17'nin en sağında gösterilen veri bit değerleri AWGN kanalın çıkışından alınan verilerdir. Bu değerler {1,3802, 1,2254, -2,5972, -1,3066, 0,2968, -1,9224, 1,6096, 1,2423}'dir. Adım (2): \hat{u}_1 bitinin olasılığını hesaplamadan önce dondurma biti ait olup olmadığına karar verilir, çünkü dondurma bitini verici ve alıcı bilinmektedir. Eğer dondurma biti ise hesap yapmadan değeri sıfır olarak alınır, değilse olasılığı hesaplanır. Burada \hat{u}_1 dondurma biti olduğundan, olasılık oranı hesaplanmadan değeri sıfır alınır, $\hat{u}_1 = 0$. Adım (3): Benzer şekilde, dondurma bitlerin $u_{A^c} = \{u_1, u_2, u_3, u_5\}$ olduğunu alıcı bildiğinden, bu bitlerin değeri sıfırdır. \hat{u}_4 biti dondurma biti olmadığından log-olabilirlik oranı hesaplanması gerekiyor. Kod çözme işlemi sağdan sola doğru başlatılır ve log-olabilirlik oranı Şekil 2.17'de görüldüğü gibi güncellenir. Şekil 2.17'deki 1,0329 değeri, f değeri Denklem (2.36)'da yerine konursa $\frac{1+(1,3802) \times (1,2254)}{(1,3802)+(1,2254)}$ olarak elde edilir. -1,1624 değeri, g Denklem (2.36)'da yerine konursa $(1,0329)^{1-2(\hat{u}_1+\hat{u}_2)} \times (-1,1254)$ elde edilir. Denklem (2.33)'den $L_8^{(4)} = 0,3220$ değeri elde edilir. $L_8^{(4)}$ 1'den küçük olduğundan $\hat{u}_4 = 1$ olarak kestirilir. Adım (4): Kalan bitler $\{\hat{u}_6, \hat{u}_7, \hat{u}_8\}$ benzer şekilde log-olabilirlik oranı hesaplanmıştır. Kodu çözülen bitler Şekil 2.18'de gösterilmiştir.



Şekil 2.17. \hat{u}_4 bitinin SC kod çözücü yapısı ($N = 8$)



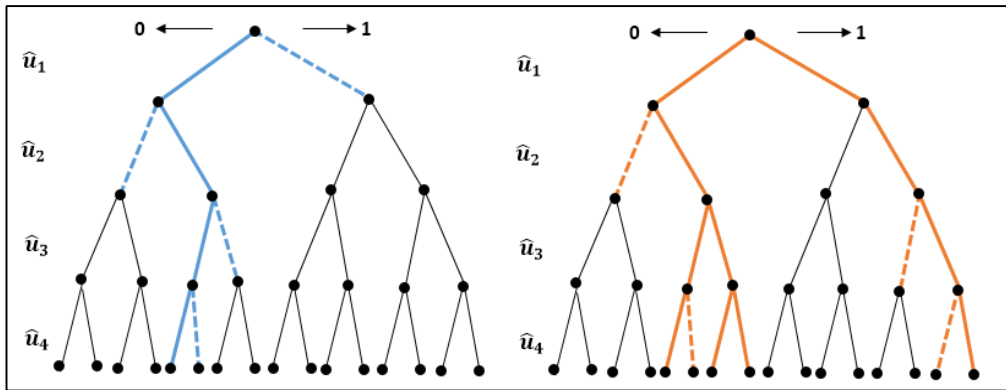
Şekil 2.18. $\{\hat{u}_6, \hat{u}_7, \hat{u}_8\}$ bitlerinin SC kod çözücü yapısı ($N = 8$)

2.6.2.2. Kutupsal kodlarının ardışık yenilemeli eksiltme (SCL) yöntemiyle kod çözme

SC kod çözme metodu Shannon kapasite sınırına ulaşmaya çalışsa da, bu ancak blok uzunluğu büyük olması durumunda gerçekleşir. Küçük veya orta uzunluktaki blok uzunlukları ile Shannon sınırına ulaşmayabilir [3].

Tal ve Vardy [3] 'de bu problemi çözmek için SCL yöntemini önermişlerdir. Şekil 2.19 da görüldüğü gibi SC kod çözücü, kod çözme yollarından sadece bir yol üzerinden ilerlerken, SCL kod çözücüsü, en iyi kod çözme yollarının L sayısını etkinleştirebilir. L büyük ise maksimum olabilirlik (Maximum Likelihood, ML) kod çözme kuralı kullanılır. Karmaşıklık algoritması $O(L \times N \log N)$, liste büyüklüğüne (list size, L) bağlı olduğundan, SCL algoritmasının karmaşıklığı ve performansı iki önemli parametre ile ilişkisi vardır. Bu nedenle SC göre daha karmaşıktır.

SC kod çözücüsü \hat{u}_A bitlerini bulmak için tek bir yol kullanır, ancak SCL kod çözücü L yollarını kullanır. Her zaman SCL, yolu Şekil 2.19'de gösterildiği gibi iki seçeneğe ($\hat{u}_A = 0$, $\hat{u}_A = 1$) dağıtır. Yolların sayısı önceden tanımlanmış liste boyutu L'ye ulaştığında, SCL en iyi yolları seçer ve kalanları atar. Her dağıtım iki katına çıkarıldığı için, en iyi yolların sayısı incelenmeli ve yüksek olasılıklı olanlardan L tanesi seçilir [3, 29]. SCL kod çözme algoritması Şekil 2.20 de verilmiştir.



Şekil 2.19. a) SC kod çözme. b) SCL kod çözümü (L = 4). (Sürekli kalın çizgi seçilmiş yollar; kesikli çizgiler, olasılığı hesaplanıp düşük olduğu için atılan yollar; ince çizgiler, asla denetlenmeyip atılan yollar)

```

Input: received bits  $y_1^N$ 
          code's block-length N
          information bit set  $\mathcal{A}$ 
          frozen bit vector  $\mathcal{A}^c$ 
          maximum list size L
Output: evaluated free bits  $\hat{u}_{\mathcal{A}}$ 
           $(x) \leftarrow 1$  // start list size
1 begin
2   for  $i \leftarrow 1$  to N do
3     if  $i \notin \mathcal{A}$  then // if the input belongs to the frozen bits
4       for  $\ell \leftarrow 1$  to  $x$  do
5          $\hat{u}_{\ell,i} \leftarrow u_i$ 
6       else
7         if  $x \neq L$  then
8           for  $\ell \leftarrow 1$  to  $x$  do
9              $\hat{u}_{\ell,i} \leftarrow 0$ 
10             $\hat{u}_{\ell+E,i} \leftarrow 1$ 
11             $x \leftarrow 2x$ 
12          else
13             $s \leftarrow \text{sort}(W_N^{(i)}(y_1^N, \tilde{u}_1^{i-1} | \hat{u}_{1,i}^L))$ 
14            for  $\ell \leftarrow 1$  to  $x$  do
15               $\hat{u}_{\ell,i} \leftarrow s_\ell$ 
16          return  $\hat{u}_{\mathcal{A}}$ 

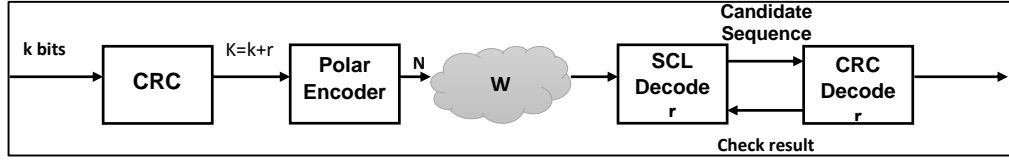
```

Şekil 2.20. SCL kod çözüme algoritması

2.6.2.3. L-CRC Destekli ardışık yenilemeli eksiltme kod çözüme

SCL kod çözümleri, birçok açıdan kutupsal kodları iyileştirir, hata olasılığını azaltır ancak bazı dezavantajlara sahiptir. Dezavantajlarından birisi performansı ML'yi aşamaz. Bazı durumlarda, en olası seçilen yollara ait kod sözcüğü doğru kod sözcüğü değildir, ancak listede yer almaktadır [30]. Tal ve Vardy, Döngüsel Artıklık Kontrolü (Cyclic Redundancy Check, CRC) kodları gibi hata tespit kodlarının kullanılmasına yönelik yeni bir yöntem önermiştir [3]. Bu yöntem, SCL kod çözümlerindeki listeden doğru kod sözcüğünü bulmaya yöneliktir.

Şekil 2.21, L-CRC kod çözümlerini ve CRC kodlayıcı içeren kutupsal kodların alıcı verici blok yapısını göstermektedir. Verinin iletilmesi ve alınması blok yapıdan da gösterildiği gibi yapılır. CRC kodlayıcısı uzunluk (k) veri bitlerine, (r) eşlik kontrol bitleri ekleyerek $K = k + r$ bitlerini üretmektedir. Eşlik biti (r) kod çözümlerde doğru verileri tanımlamaya yardımcı olmak için CRC kodlayıcı ile eklenir. Daha sonra kutupsal kodlayıcı, CRC kodlayıcısından gelen bitleri kutupsal olarak kodlar ve (N) uzunluğuna sahip ikili kod sözcüğünü üretir.

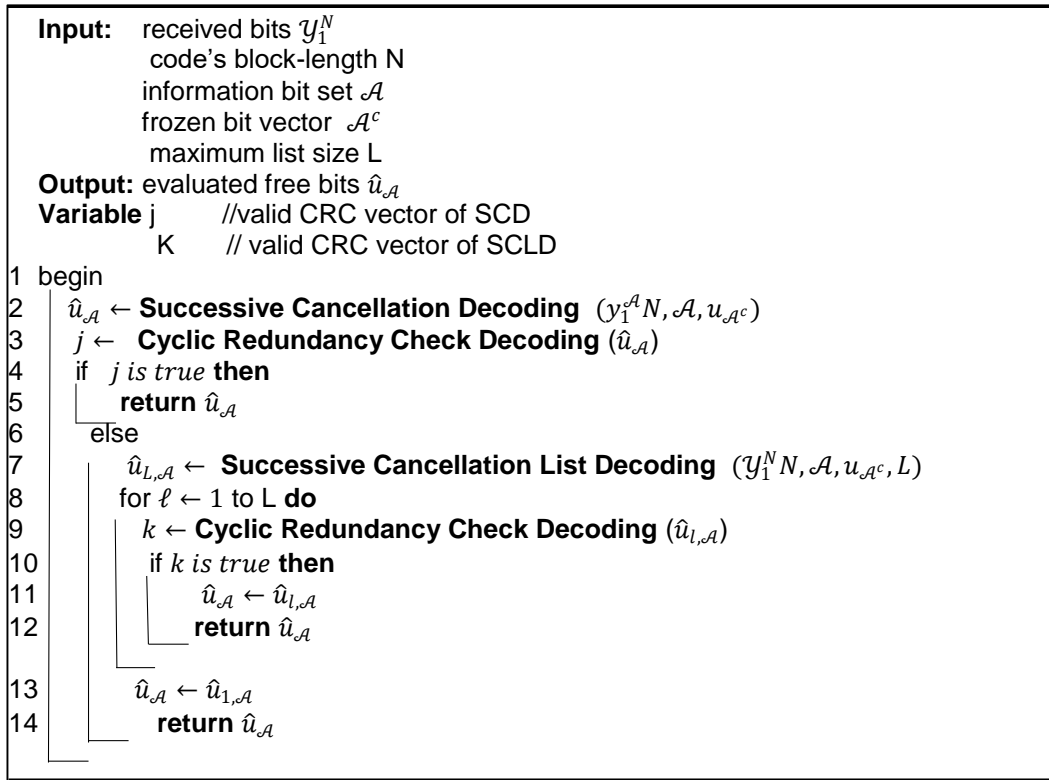


Şekil 2.21. L-CRC alıcı verici blok yapısı

L-CRC kod çözücü alıcı alınan bitin olasılığını değerlendirir ve listeler. Listelenen L bitleri liste-CRC kod çözücüsü alır. Bu hayatta kalan L yolları (aday kod sözcüğü) CRC kodçözücü en olası yollardan başlayarak en olası bitleri oluşturulur. Daha sonar CRC kodçözücü aday bitleri kestirerek, \hat{k} veri bitleri belirlenir [29 - 31].

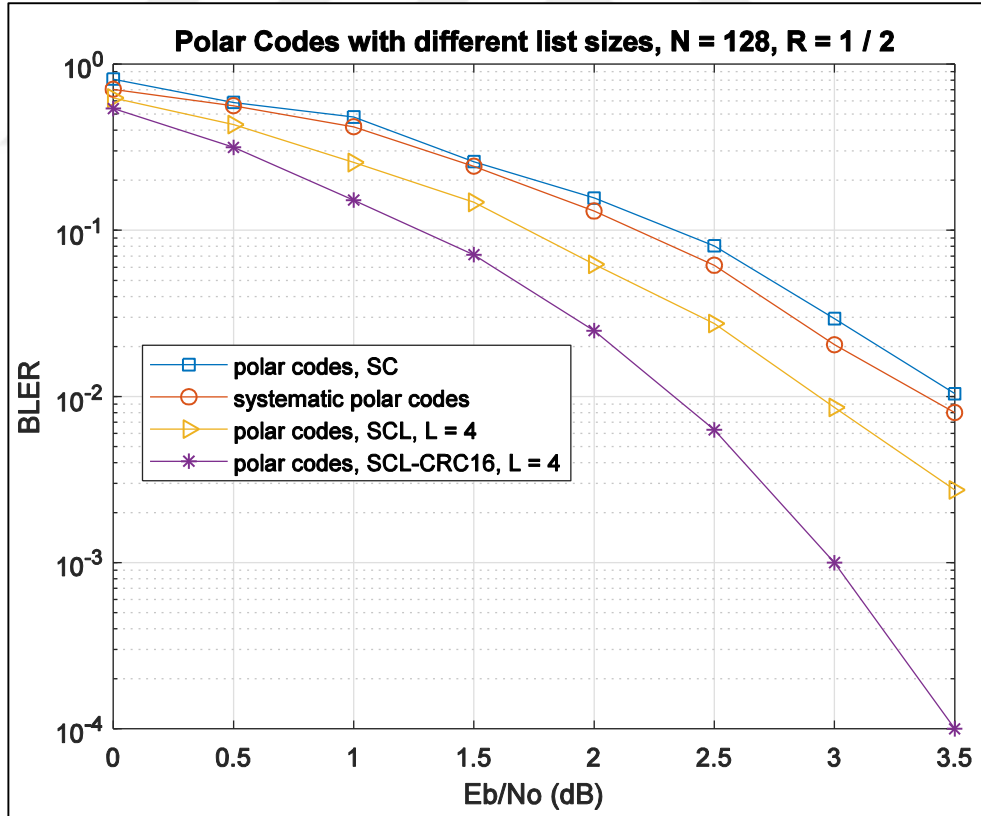
2.6.2.4. Kutupsal kodların uyarlamalı ardışık yenilemeli eksiltme kod çözme

L'nin küçük olduğu SCL kod çözücüsünün iyi performans gösterdiği, ancak L'nin büyük değerlerinde performansın düştüğü belirtilmektedir [29, 32]. CRC'li kutupsal kodların karmaşıklığını en aza indirmek ve verimini arttırmak amacıyla uyarlamalı SCL kod çözücüsü geliştirilmiştir. Bu geliştirilen yöntem de başlangıçta az sayıdaki L'yi SCL kod çözücü kullanmak ve L büyük olduğunda önceden tanımlanmış bir Lmax'e ulaşana kadar yenelemeli uyarlamalı CRC kod çözücüsünü kullanarak kod çözmek amaçlanmaktadır. Kod çözücü algoritması Şekil 2.22 de verilmiştir.



Şekil 2.22. Adaptif-SCL kod çözme algoritması

Şekil 2.23'te, farklı kod çözücülerin BLER-Eb/No karşılaştırması verilmiştir. Karşılaştırmada, iletilen çerçeve sayısı 10^5 'e ve maksimum hata sayısı 100 olacak şekilde BLER hesaplanmıştır. Bu şekilde, farklı kod çözücüler arasında bir karşılaştırma yapılmıştır. Bu karşılaştırma da en yüksek BLER SC kod çözücüsü olarak bulunmuştur ($L = 1$). Bu BLER performansı diğer kod çözücülerle karşılaştırıldığında en kötü olduğu gösterilmiştir, ancak karmaşıklık başarımında en iyi kod çözücü olarak kabul edilen mükemmel karmaşıklıktadır. Diğer kod çözücüler, liste boyutu arttıkça, karmaşıklık buna göre artar [3]. Diğer kod çözücüler ise sistematik kutupsal kodlar, SC'den daha iyi bir performansa sahiptir. Üçüncü kod çözücü, $L = 4$ olan SCL'dir. SCL'de bulunan ve Bölüm 2.6.2.3 'te açıklanan dezavantajlar nedeniyle, CRC eklenmiş ve SCL'den daha iyi bir sonuç elde edilmiştir. Ayrıca, CRC ile SCL, 5G kablosuz iletişim sistemleri için önerilen ilk kodlama yöntemi olarak kabul edilir [33]. Grafikte dördüncü benzetim sonucu, CRC = 16 ve $L = 4$ kullanılarak SCL-CRC-16 kod çözücünden elde edilmiştir. Diğerlerine göre daha iyi sonuç elde edilmiştir.



Şekil 2.23. Farklı kutupsal kod çözücülerin karşılaştırması

2.6.3. Oran eşleştirme (rate-matching) kutupsal kodlar

Klasik kutupsal kodlar N kod kelimesine sahiptir. N ikinin kuvveti olarak alınır. K bilgi bitleri, N 'den küçük olmalıdır. K bitleri kodlama yaparken en güvenilir kanalların girişine uygulanır. Kutupsal kodların önceden tanımlanmış bir orana ulaşması gerekiyor. Bu oran $R = K/N$ ile belirlenir ve kodlama oranı olarak adlandırılır. Kutupsal kodların 5G sistemlerinde uygulanmasında bir kısıtlama olarak kabul edilir. Bu nedenle, bu kısıtlamayı çözmek için oran eşleştirme (rate-matching) yöntemi önerilmiştir. Oran eşleştirmenin yönteminde delinmiş ya da kısaltılmış algoritmaları kullanılmaktadır [34].

Kutupsal kodlarda oran eşleştirme algoritmasının uygulanması ile kodun ikinin katı olması gereken N değerini sanal olarak azaltarak kodlanması amaçlanmıştır. Oran eşleştirme delinmiş yöntemi ile elde edilen kutupsal kodların bazı kod bitleri iletilmez. Bu gönderilmeyen yani silinmiş bitler kod çözücü tarafında bilinir. Oran eşleştirme kısaltma yönteminde ise kod bitlerine bir yada daha fazla bir alt-kod eklenir. Eklenen kodlardaki bitler çoğunlukla sıfır değerine sahip bitlerden oluşturulur. Bu alt-kod bitleri iletilmez, ancak kod çözücü bunları bilir. Bu oran eşleştirme yöntemi, kullanılan yöntemle bağılı olarak alt kanalların güvenilirliğini değiştirir. Düşük veri oranlarında delme, yüksek veri oranlarında kısaltma yöntemi güçlüdür [35]. Delme yönteminden kaynaklanan silinen bitlere kapasitesiz (incapable) bitler denir ve bunlar tamamen güvenilmezdir. Kısaltma yönteminde, kanalların güvenilirliğini artırır çünkü yüksek güvenilir bitler eklenir [36].

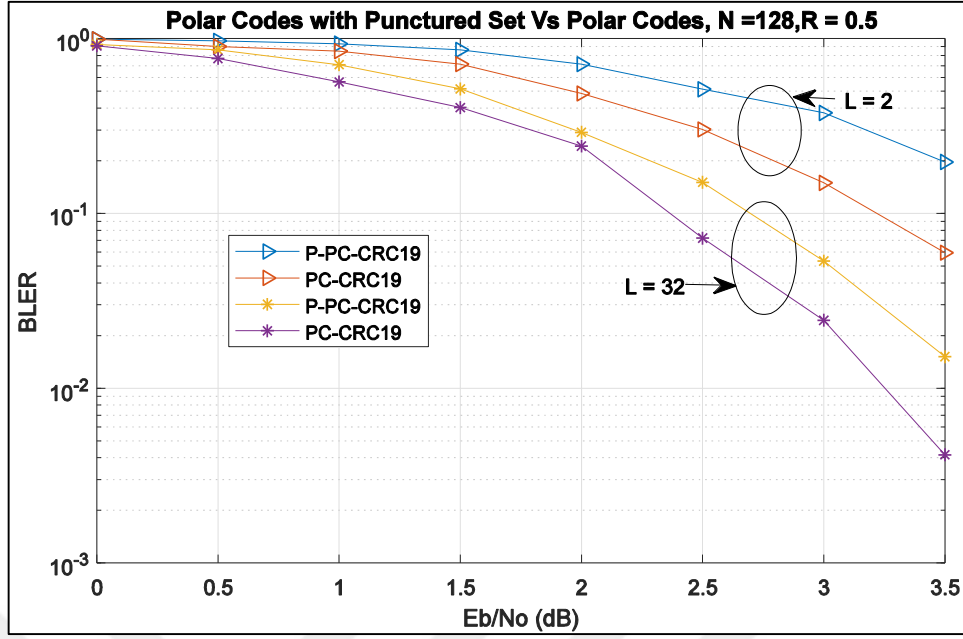

```

1 begin start by (M,K)
2    $N = 2^{\lceil \log_2(M) \rceil} \leftarrow$  Specify the value of the mother code  $(M, K, N)$ 
3    $P_1^{N-M} \leftarrow$  Generate (N-M) puncture position  $(M, K, N)$ 
4    $F_1^{M-K} \leftarrow$  Generate (M-K) frozen set  $(M, K, N)$ 
5    $U_1^{N-K} = P_1^{N-M} \cup F_1^{M-K} \leftarrow$  Generate (N-K) entry frozen set position
6   calculate  $u_i = [u_1, u_2, \dots, u_N]$ 
7   if
8      $0 \leftarrow i \in U_1^{N-K}$ 
9     else
10     $a_j \leftarrow u_i$ 
11    end
12     $c_N = u_i G_N \leftarrow$  polar encoding using Kronecker product,  $n = \log_2(N)$ 
13     $\hat{c}_1^N = [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_N] \leftarrow$  shortening process will hold on
14    if
15       $0 \leftarrow j \in U_1^{N-K}$ 
16      else
17       $c_i = \hat{c}_j$  ,  $c_i = [c_1, c_2, \dots, c_M]$ 
18    end

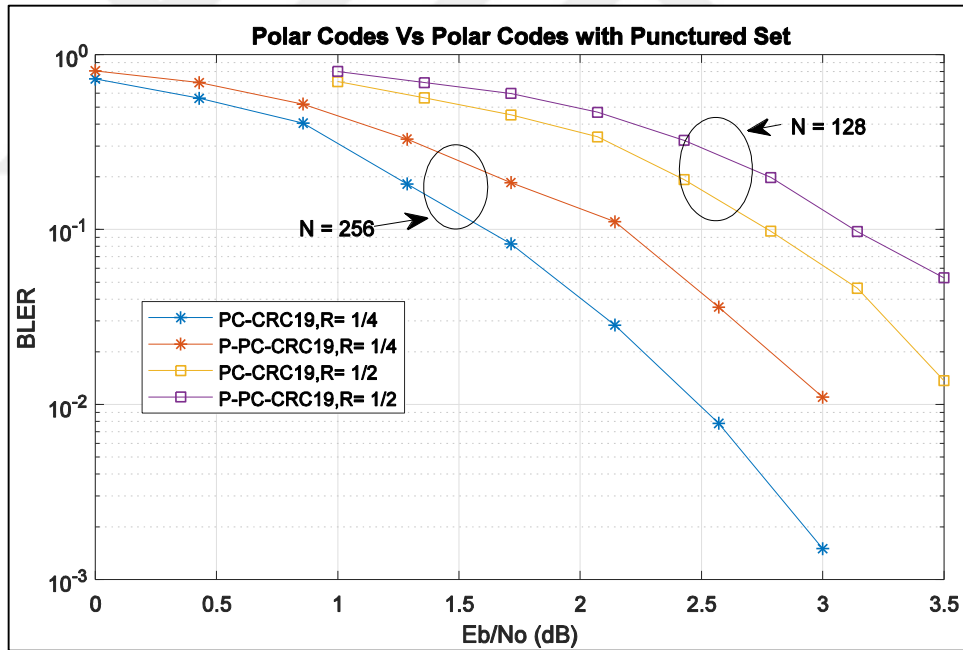
```

Şekil 2.24. Oran eşleştirme algoritması (a_j giriş veri bitleri)

Şekil 2.24, oran eşleştirme algoritması ile kodlanan verinin algoritmasını göstermektedir. Bu yöntemin kullanılması ile birçok avantaj elde edilir. Çünkü sistem karmaşıklığını azaltmaya yardımcı olur. Aynı zamanda Şekil 2.25 ve Şekil 2.26'da gösterildiği gibi hata oranı artmıştır. Bu şekillerden, L boyutu arttıkça hata oranının azaldığı görülmektedir. Klasik kutupsal kodların, farklı L büyüklükleri ve farklı kod oranları durumunda oran eşleştirme delinmiş algoritması ile elde edilen kutupsal kodlardan daha iyi BLER elde ettiği açıktır. Kutupsal kodların bu yöntemle kodunun çözülmesi, Şekil 2.24'te verilen algoritma ile birden beşe kadar adımları takip ederek yapılır, daha sonra altıdan onsekiz'e kadar olan aşamalar orijinal veri bitlerini elde etmek için ters olarak uygulanır. BLER, L boyutu ve sistem karmaşıklığı arasındaki ilişki, L boyutu arttıkça BLER azalır, bu arada sistem karmaşıklığı da artar [34].



Şekil 2.25. Oran eşleştirme ile klasik kutupsal kodların farklı L için karşılaştırılması



Şekil 2.26. Farklı kod oranları ve L = 8 için hız eşleştirme yöntemiyle kutupsal kodların BLER karşılaştırması

3. 5G SİSTEMLERİNDE KUTUPSAL KODLAR

Son zamanlardaki ulaşım araçlarının hızlarındaki önemli artışa paralel olarak kablosuz haberleşme sistemlerinde de gerekli hizmet ve uygulamaları yerine getirmek için yeni bir iletişim sistemi gerekli hale gelmiştir. Kanal kodlama algoritmaları, iletişim sisteminin geliştirmek için önemli bir rol oynamaktadır.

Turbo kodlar eski nesil kablosuz iletişimde kullanılmaktadır. Turbo kodların karmaşıklığı yüksek ve hata düzeltmesi çok düşük olduğundan, performansları düşüktür. Yeni nesil iletişim sistemlerinde ise yüksek performans elde etmek için LDPC ve kutupsal kodlar kullanılacaktır [11].

LDPC kodları, kod oranları yüksek olduğunda yüksek performans elde edilir ancak kutupsal kodlar düşük kod oranlarında yüksek performans elde etmelerinden dolayı avantajları vardır. Bu nedenle 3. nesil ortaklık projesi (3rd Generation Partnership Project, 3GPP) kapsamındaki çalışmalarda, LDPC'nin veri iletim kanallarında ve kutupsal kodlar ise kontrol kanallarında uplink ve downlink olarak kullanılmasını önermişlerdir [11].

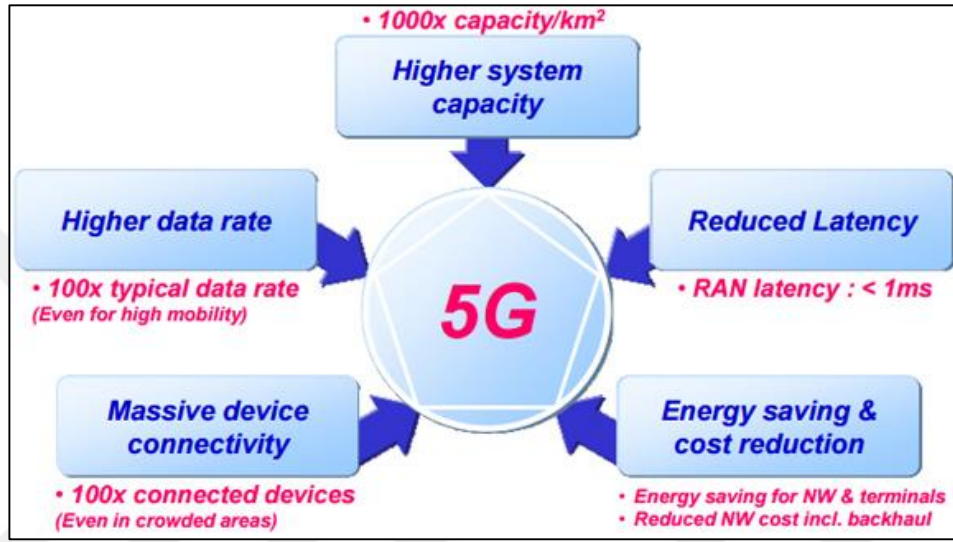
Bu bölümde, 5G sistemini ve gereksinimlerini kutupsal, LDPC ve turbo kodları arasında bir karşılaştırma yaparak incelenmektedir. 5G sistemlerinde kutupsal kodların kodlanması ve kod çözülmesi için bir sistem önerilmiştir.

3.1. 5G Sistemleri Gereksinimleri

5G kablosuz iletişimde, sunulan hizmetlerin kalitesi, iletimin güvenilirliği ve sistemin güvenliği ile ilgili olarak iletişim sisteminin yapısında daha fazla iyileştirme yapılmasını gerektirmektedir. 5G sistemi Şekil 3.1'de de verildiği gibi, 1km²'lik alandaki iletişim performansında yüksek kapasite elde etmesi beklenmektedir. Bu yüksek kapasite performansını elde etmek için bazı önemli parametreler iyileştirilmelidir :

- Eski nesillere göre daha yüksek veri hızları (eski nesil veri hızının en az yüz katı).
- Sistem gecikmesi. Gecikme, radyo bağlantısında 1 ms olmalıdır (eski nesilde 10 ms).
- Aynı anda daha fazla bağlantı kurulması (eski nesilin en az yüz katı bağlantı).

Bu parametreler enerji tüketiminin miktarını azaltmaktadır. Bu parametrelerin iyileştirilmesi, günümüzde kullanılan eski nesillere göre 5G daha iyi hale getirecektir.

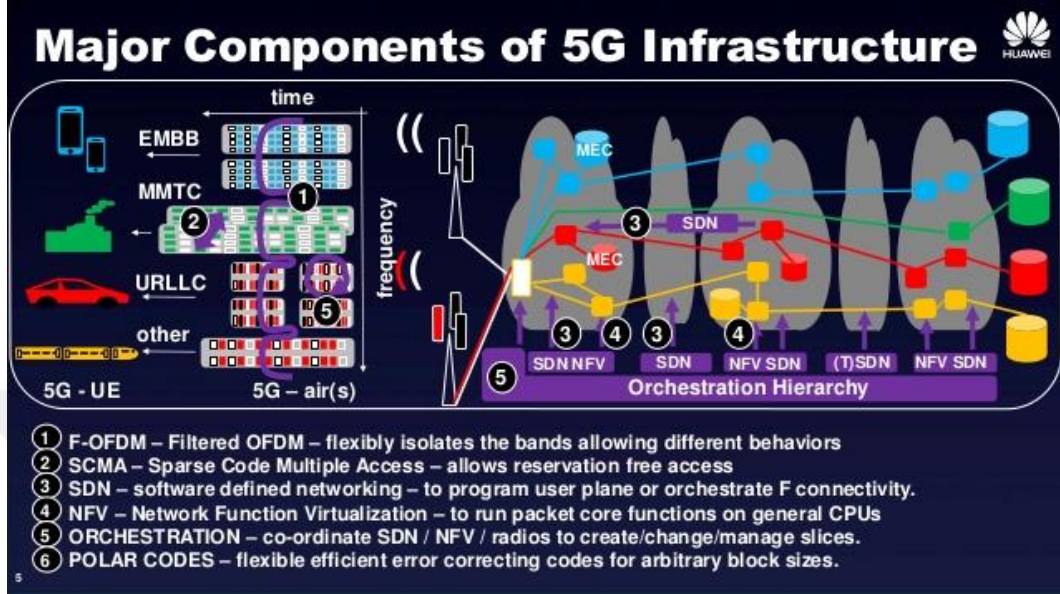


Şekil 3.1. 5G sisteminin hedefleri [37]

5G sisteminin gerekli sistem altyapısı Şekil 3.2'de verilmiştir. 5G kablosuz iletişimde İki zorluğun karşı karşıya olduğu belirtilmektedir. Bunlardan biri, lisanslı ve lisanssız düşük ve yüksek bantlardaki spektrumun tümünün iletişim için kullanılması. İkincisi, büyük miktarda bağlantı ve kapasiteyi farklı hizmetlere sunmak için esnek bir yapı olması gerekmektedir. Bu nedenle 5G sistemi, spektral verimliliği artıracak, yüksek bağlantıya sahip olacak ve gecikme süresini azaltacak bir iletişim sistemi olacaktır [38].

İletişim kanaldaki gürültü, parazit ve zayıflama alınan sinyalde bozulmaya neden olur ve alınan veri hatalı olarak alınır. Alınan verilerdeki hatayı düzeltmek için kanal kodlaması kullanılır. Bu nedenle, hücreli iletişim sistemlerinde kanal kodlaması çok önemlidir. 3G ve 4G hücreli haberleşme sistemlerinde, kanal kodları olarak turbo kodları kullanılır. Yeni nesillere gelince, 3GPP standardında göre 5G sistemleri için LDPC kodlarını veya kutupsal Kodlarını kullanacaktır. 4G sistemlerinde 1 Gbps ile karşılaştırıldığında, 5G sisteminde aşağı bağlantıda (DL) 20 Gbps'ye kadar veri iletimi sağlanacaktır ayrıca çok düşük gecikme süresi ve daha fazla esneklik sağlanacaktır.

Geniş bant verileri, nesnelerin interneti (Internet of Thing, IoT), araç iletişimi ve bulut bilişimi ile ilgili daha fazla hizmet sunmak için bu gelişmelere ihtiyaç duyulmaktadır [40].



Şekil 3.2. 5G sisteminin altyapısı [39]

3.1.1. Gecikme

5G yeni radyo (5G-NR) sistemlerinde 4G sistemlerindeki 10 ms'lik geçilme süresinin 1 ms altında olması gerekir [41]. Bu gecikmeyi iyileştirmek, 5G sistemlerine birçok yeni uygulamanın geliştirilmesine ve başarılmasına yardımcı olacaktır. Bu uygulamalar, 3D video uygulamaları, UHD çözünürlüklü TV uygulaması ve bulutta oynatma, artırılmış gerçeklik vb. uygulamalara 5G tarafından desteklenmesi hedeflenmiştir. İnsanlardan farklı olarak, makineler arasındaki iletişimde gecikme çok önemlidir. Bu nedenle düşük gecikmeler, mMTC gibi gelişen endüstriyel otomasyon sistemlerinde, kendi kendini süren arabalar vb. uygulamalar içinde iletişim imkanı doğacaktır.

Gecikme ile ilgili olarak yapılan çalışmalarda, kutupsal ve LDPC kodlarının küçük paketler halinde kodlanması turbo kodlarının kodlanmasına göre daha az gecikme olduğu ispatlanmıştır [42]. Ancak büyük paketlerde, turbo kodları kutupsal ve LDPC kodlarından daha iyi performans gösterir. Kutupsal kodlar 5G sistemlerinde, hava arayüzü, çerçeve yapısı, Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), Filtreli OFDM (F-OFDM) gibi farklı modülasyon dalga biçimleri ile farklı senaryolarla incelenmiştir. Yapılan çalışmalar sonucu, kutupsal

kodların tüm durumlarda turbo kodlarını göre başarımı gösterilmiştir. Bu başarıma göre, 5G sistemlerinde seçilecek güçlü bir kanal kodlama adayı olduğu ispatlanmıştır [41].

3.1.2. Hata düzeltme yeteneği

4G iletişim sistemlerinde her 10^4 iletilen blokta 1 hata bloğu oluşurken, 5G-NR sisteminde her 10^5 iletilen blokta sadece 1 hata bloğu olması hedeflenmektedir. Bu iyileştirme, 5G sisteminin iletilen hata bloklarının düzeltilmesinde daha güçlü hale getirecek ve hata veri bitlerinin vericiden yeniden gönderilmesi için tamamen Hibrit Otomatik Yenileme İsteğine (Hybrid Automatic Request, HARQ) gerek duymayacaktır. 5G tamamen HARQ'ya bağlı olmamakla birlikte, daha fazla hatasız iletimi destekleyen bir iletişim yapısı olması hedeflenmektedir [6].

3.1.3. Esneklik

Esneklik, 5G-NR sisteminin tasarlanmasında önemli bir faktördür. Sistemlerin esnekliğini artırmak, önceki kablosuz nesillere göre 5G sistemlerinin ayrıcalığıdır. Esneklik, eMBB gibi uygulamaların geliştirilmesinde ana rolü oynayacaktır. Bu nedenle, eMBB, IoT, araçtan herşeye (vehicle to everything, V2X) iletişimi gibi birçok hizmetleri destekleyecektir.

Esnekliği artırmak için kodlama yöntemi, iletişim sistemlerinde verimli bir şekilde kullanılmak üzere çok çeşitli hızları destekleme yeteneğine sahip olmalıdır. Örneğin, kısa veri bitleri, tipik IoT uygulamalarında kullanılmalı, geniş bant veri uygulamalarında uzun veri bitleri kullanılmalıdır. Kırsal alanlarda, baz istasyonlarının seyrek dağılımından dolayı düşük kodlama oranlarını kullanmak gerekirken, kentsel alanlarda ise yoğun nüfus nedeniyle yüksek kodlama oranları kullanmak gerekiyor.

Kanal kodlaması çok çeşitli veri bloğu uzunluğunu (K) ve veri kod oranını (R) desteklemesi gerekmektedir. Çünkü iletim sinyal gücündeki zayıflama, girişim ve gürültü nedeniyle oluşacak farklı sistemler için değişik kod oranını da desteklemesi gerekmektedir. Ayrıca yüksek kod oranı, istenmeyen veri bitlerinin iletilmesine ile zaman süresi, enerji ve spektrumun fazla israfına neden olacaktır. İlave olarak gecikme, sistem kapasitesi ve hata düzeltme yeteneği gibi birçok önemli parametrede bozulmaya neden olur. Bu nedenle esneklik önemli bir faktördür ve 5G için seçilen kod yöntemi yeterli esnekliğe sahip olmalıdır [43].

3.2. 5G Sistemlerinde Kutupsal Kodların Kullanılması

Turbo kodlar, 4G kablosuz iletişim sistemlerinde yüksek performans elde etmek için önemli bir rol oynamıştır. 5G sistemi, 4G'nin dezavantajlarını ortadan kaldırmak için birçok açıdan iyileştirme yapması gerektirmektedir. 5G, kodlama ve kod çözme karmaşıklığı ve daha fazla hizmet gerektirir. Bu hizmetler günlük modern hayat yaşamına uyum sağlamalıdır.

Günümüzde yapılan birçok çalışmada, 5G için kullanılacak kanal kodlamasında hangi kodun uygun olacağını tartışılmaktadır. Bu bölümde, 5G'nin ihtiyaç duyduğu turbo, LDPC ve kutupsal kodlar arasındaki BLER, eMBB, URLLC, mMTC, sistem karmaşıklığı ve hata zemini (error floor) açısından incelenmektedir.

3.2.1. BLER

Blok hata oranı Tablo 3.1 de verilen parametreler kullanılarak Şekil 3.3'te, Monte-Carlo yaklaşımıyla 10^2 maksimum hata ve 10^5 maksimum çerçeve kullanılarak hesaplanmıştır. Benzetimde kullanılan modülasyon tekniği ikili faz kaymalı anahtarlama ikili faz kaymalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK)."

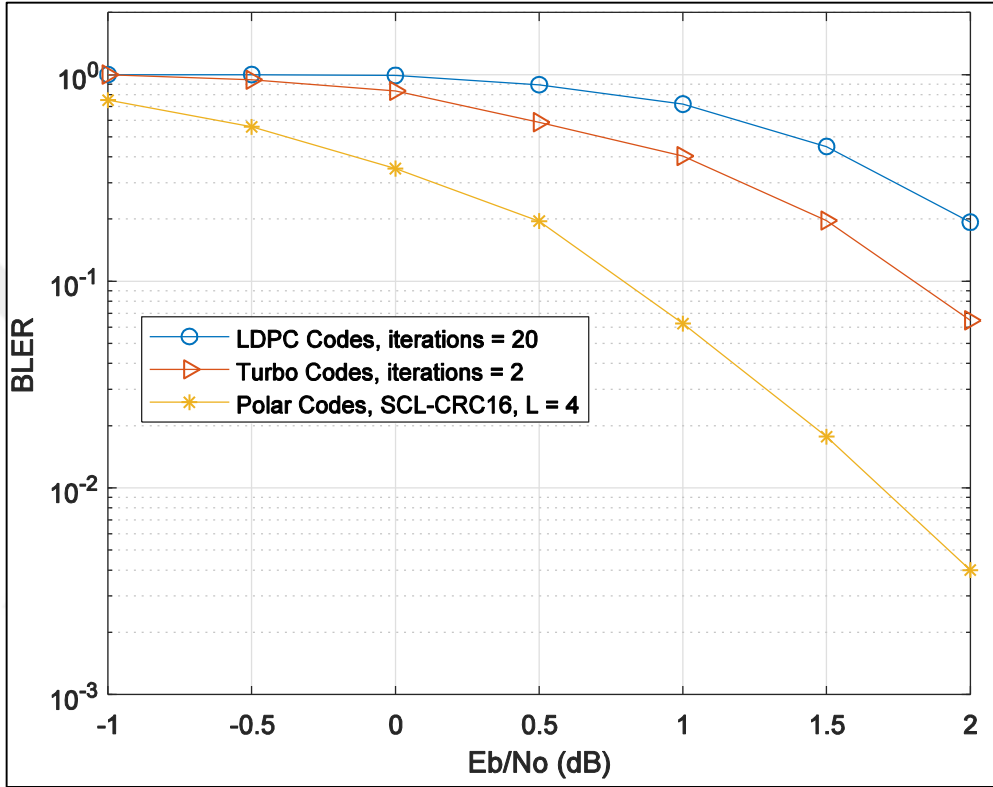
Şekil 3.3 te, LDPC, turbo ve kutupsal kodlarının BLER hesaplarını göstermektedir. Şekildeki, LDPC kodları 20 iterasyon, turbo kodları ise 2 iterasyon ve kutupsal kodları $L = 4$, $CRC = 16$ ve AWGN kanalını olarak kullanılmıştır. Şekilden, kutupsal kodlarının turbo ve LDPC kodlarından daha iyi performans göstermektedir. Turbo LDPC kodlardan daha iyi performans sağlar. Ancak yüksek karmaşıklık ve hata zeminin olduğundan 5G-NR'de kullanılması tercih edilmez ve bu nedenle 5G sistemlerinde kullanmaya uygun bir kodlama adayı değildir.

Tablo 3.1. Şekil 3.3'de kullanılan parametreler

	Kutupsal kodlar	LDPC Kodlar	Turbo Kodlar
Blok uzunluğu (N)	256	256	255
Kod oranı (R)	1/3	1/3	1/3
İterasyon	Yok	20	2
Modülasyon	BPSK	BPSK	BPSK
L-CRC	4-16	Yok	Yok

Kutupsal kodlar, önerilen üç kod arasında en düşük karmaşıklığa sahip olsa da, SC hata düzeltme yeteneği düşük olması büyük bir problemdir. SC kutupsal kodlarda

hata düzeltme yeteneğın artırmak için SCL kutupsal kodlar kullanılmaktadır. $L = 32$ durumunda kod çözücünün karmaşıklığı LDPC kodlarıyla karşılaştırılmıştır. Bölüm 2.4.1'de açıklanan kodlayıcıyı ve Bölüm 2.4.2.3 de açıklanan kod çözücü kullanılarak Şekil 3.3'deki kutupsal kodlayıcı-kodçözücü gerçekleştirildi. Turbo kodu gerçeklemek için [44]'de açıklanan kodlayıcıyı ve kod çözücü kullanılmıştır. LDPC kodunu gerçeklemek için ise [45]'de verilen kodlayıcı ve kod çözücü kullanılmıştır.



Şekil 3.3. Farklı kodlar için BLER karşılaştırması

3.2.2. eMBB

Geliştirilmiş mobil geniş bant (Enhanced Mobile Broad Band, eMBB) iletişim sistemi, yüksek veri hızları ve yüksek kapasiteye sahip sistemlerdir. eMBB'nin yüksek veri hızları gerçekleştirmesi için çeşitlilik, modülasyon ve dalga şekli gibi bazı özellikleri farklıdır. 5G sistemleri eMBB uygulaması nedeniyle 4G'de kullanılan kod oranlarından daha yüksek kod oranları gerektirir [5].

LDPC kodlarında, kod oranı 0,5 veya daha büyük kullanıldığında yüksek performans elde edilir. LDPC kodları yüksek kodlama oranlarında, iyi alan verimliliği ve iyi güç verimliliğini destekler. Turbo kodlar, küçük bloklarda zayıf performans, düşük güç ve düşük alan verimliliğine sahiptir. Ancak, turbo kodların modüler (granularity), kod parçalarına ayrıştırılarak, çalıştırılması mümkün olmasına rağmen LDPC kodlarının

modüler çalıştırılması mümkün değildir [6]. Kutupsal kodlar genel olarak LDPC kodlarına kıyasla küçük veri oranlarıyla mükemmel çalışır. Bu nedenle, 5G-NR sistemlerinin veri kanallarında LDPC kodları ve kontrol kanallarında ise kutupsal kodların kullanılması kararlaştırılmıştır [11].

5G sistemlerinin, kodlama verimliliği, kapsama alanı ve sinyal verimliliğinin iyileştirilmesi gibi eMBB ile ilgili pek çok açıdan önemli iyileştirmeler yapması gerekmektedir. Sinyalin bant genişliğini arttırmak için yoğunlaştırma (densification) ve milimetre dalga (mmWave) spektrumu ve gelişmiş MIMO tekniği gibi bazı teknolojileri kullanacaktır [46].

3.2.3. URLLC

5G-NR, Ultra güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim (Ultra-Reliable Low Latency Communication, URLLC) ve kitlesel makine tipi haberleşme (massive Machine Type Communications, mMTC) gibi daha akıllı sistemleri desteklemektedir. URLLC hizmetinde, yüksek güvenilirlik, kullanılabilirlik ve çok az gecikme özelliklerinden dolayı ümit verici bir tekniktir [5]. Kutupsal kodlar, özellikle L'nin yüksek olduğu durumlarda, yüksek performans elde etmekte ve neredeyse tüm kod oranlarını desteklemektedir. LDPC kodları ve turbo kodları, özellikle küçük blok büyüklüğü durumunda düşük performansa göstermektedir. Bu nedenle, yüksek güvenilirlik elde etmek için HARQ kullanılır [6]. Kutupsal kodlar, düşük karmaşıklık ve hata zeminin olmaması bunun yanında diğer LDPC ve Turbo kodlarının yüksek karmaşıklık ve hata zeminin olması nedeniyle 5G-NR sistemlerinde kullanılacak ümit verici bir kodlama tekniğidir. Huawei Company şirketi, laboratuvar ortamında 5G deneme sisteminde kanal kodlamasında kutupsal kodları test etti. Çalışmada aşağı link haberleşmesinde 27 Gbps hızına ulaşmıştır. Ancak yapılan çalışmada kod çözme sürecinde gecikme oldukça büyüktür [48].

5G-NR için URLLC ve mMTC hizmetlerinin kanal kodlama yöntemi seçilmemiştir. Önerilen kodlar kutupsal, LDPC ve turbo kodlarıdır [11, 48]. URLLC senaryosu, 5G'deki gelişmiş hizmetler nedeniyle güçlü ağ bağlantılarına sahip güvenli ağlar istemektedir. Bu hizmetler 5G'yi önceki nesillerden ayıran en büyük özelliğidir. Bu hizmetler uzaktan tıbbi cerrahi (telesurgery), akıllı ulaşım, uçtan uca (uçtan uca) iletişim, V2X iletişimi, akıllı şebeke gibi hizmetlerdir [49].

3.2.4. mMTC

Kablosuz haberleşme sisteminde kitlesel makine tipi haberleşme, birçok kullanıcının düşük karmaşıklık ve düşük enerji tüketimi hizmeti almasını sağlamaktadır. Örneğin düşük enerji tüketimi ile pil uzun süre dayanımını sağlar [50].

5G sistemlerinde seçilen kanal kodlama tekniği, kodlama ve kod çözmede düşük karmaşıklığa, güçlü bir hata düzeltilmesi ve verimli enerji tüketimine sahip olmalıdır [48]. Kutupsal kodlar, düşük karmaşıklık ve farklı kod oranlarıyla çalışma yeteneği nedeniyle bu hizmetleri yüksek performansa gerçekleştirme kapasitesindedir. LDPC kodlarıyla sadece büyük kod oranlarında yüksek performans sağlanır. Turbo kodları hata zeminine sahiptir [6]. Bunlardan dolayı mMTC ile LDPC ve turbo kodlar düşük performansla hizmet verebilir.

3.2.5. Sistem karmaşıklığı

5G-NR sistemin karmaşıklığı mümkün olduğunca düşük olmalıdır. Sistem karmaşıklığı, donanım gereksinimlerinde ve enerji tüketimlerinde ana rolü oynar. 5G-NR için önerilen kodlar turbo kodları, LDPC kodları ve kutupsal kodlardır. Bu kodlar kod çözücünün karmaşıklığına göre birbiyle karşılaştırılabilir. Bununla birlikte kutupsal kodlar, kod çözücü açısından iterasyon olmaması nedeniyle üç kod arasında en düşük karmaşıklığa sahiptir [33].

5G sistemlerinde önerilen üç kod arasında Maksimum, Minimum ve Toplama (Minimum and Addition operations, MaxMinAdd) yöntemi ile bir karşılaştırma yapılır [51-52]. 4G-LTE turbo kod çözücüler paralel çalıştırılmadığı ve tek iterasyon yapıldığında 155 MaxMinAdd işlemine gerçekleşmektedir. Aynı kodla, veri biti başına, 6 iterasyon ve sınırlı sayıda paralel çalıştırma ile 4340 MaxMinAdd gerçekleştiriliyor. Aynı kodla, veri biti başına, 28 iterasyon ve maksimum sayıda paralel çalıştırma ile 4340 MaxMinAdd gerçekleştiriliyor [53]. LDPC kodları ise 28 iterasyon ve düşük kodlama oranı için, $R = 0,5$, veri biti başına 840 MaxMinAdd işlemi gerçekleştirir aynı iterasyonla ve yüksek kodlama oranı için, $R = 5/6$, veri biti başına 560 MaxMinAdd işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu sonuçlara göre LDPC kodları turbo kod çözücüler göre performansı düşüktür [54]. SC kutupsal kodları, hesaplama karmaşıklığını $\log_2(K/R)/R$ fonksiyonu kullanılarak örneğin $R = 1/2$ ve $K = 4096$ olmak üzere 26 MaxMinAdd bulunmuştur. Buradan en düşük karmaşıklığa sahip SC kutupsal kodu olduğu görülmektedir.

Özet olarak eMBB, URLLC, mMTC, hata zemini ve sistem karmaşıklığına göre Tablo 3.2 de kutupsal, LDPC ve turbo kodları arasındaki farklar karşılaştırılmaktadır.

Tablo 3.2. Kutupsal, LDPC ve turbo kodları karşılaştırılması

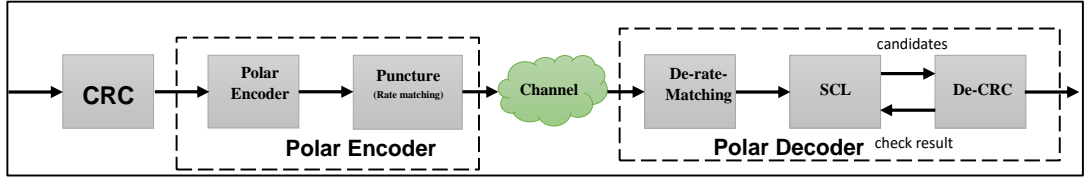
	Kutupsal Kodlar	LDPC Kodlar	Turbo Kodlar
eMBB	- Veri kanalları için alınmadı	- Yüksek kod oranlarında iyi performans - Kod modüler olarak iyi çalışır	- Zayıf performans - Kod modüler olarak iyi çalışır
URLLC	- İyi Performans - Tüm kod oranlarını destekler	- Düşük kod oranlarında düşük performans - Güvenilirliği desteklemek için HARQ gereklidir	- Düşük kod oranlarında düşük performans - Güvenilirliği desteklemek için HARQ gereklidir
mMTC	- İyi performans	- Yüksek kod oranlarında iyi performans - Güvenilirliği desteklemek için HARQ gereklidir	- Zayıf performans - Güvenilirliği desteklemek için HARQ gereklidir
Sistem karmaşıklığı	- Düşük karmaşıklık	- Yüksek karmaşıklık	- Yüksek karmaşıklık
Hata zemini	- Hata zemini yok	- Hata zemini var	- Hata zemini var

3.2.6. Hata zemini (error floor)

Hata zemini, eğrinin eğiminde, özellikle yüksek bir Sinyal Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) seviyesinde, ani bir düşüşü ifade eder. Turbo kodları ve LDPC kodları bu tür bir hataya çözüm üretememektedir, çünkü kod çözmenin iterasyon işlemi bu hatanın yüksek olmasına neden olur. LDPC kodlarında, hata zemini genellikle yüksek kod oranlarında gerçekleşirken, turbo kodlarında düşük kod oranlarında gerçekleşir [55]. LDPC ve turbo kodlarındaki hata zemini oluştuğunda SNR eğrisinin şekli o değerden sonra bozulur. Bu noktadan sonra, kodun performansı düşer. Ayrıca özellikle LDPC kodları bu hatayı orta SNR değerinden yüksek SNR'ye kadar olan aralıkta oluştuğunda performansı düştüğü görülür [56]. Kutupsal kodlar bu hatadan etkilenmez. Kutupsal kodların bu tür hatalardan performansı düşmediği görülmüştür. Çünkü bu noktada Bhattacharyya parametresi $Z(W)$ değeri \sqrt{N} ile yükselerek kutupsal kod bu değerden çok zor etkilenir [57].

3.3. 5G Sistemlerine Kutupsal Kodların Uygulanması

Kutupsal kodlar, kodlama teorisinde yeni bir dönem açan kodlar olmak için birçok avantaja sahiptir. Kutupsal kodlar, yeterince kod uzunluğuna sahip olması durumunda Shannon kapasite sınırını elde etme yeteneğine sahiptir. SCL kutupsal kodlar için yeni bir kod çözme algoritması yöntemi olarak önerilmiştir [3]. Bu yöntem SCL kod çözme işlemi BLER hesaplamalarında daha yüksek iyileştirmeler elde edilmiştir.

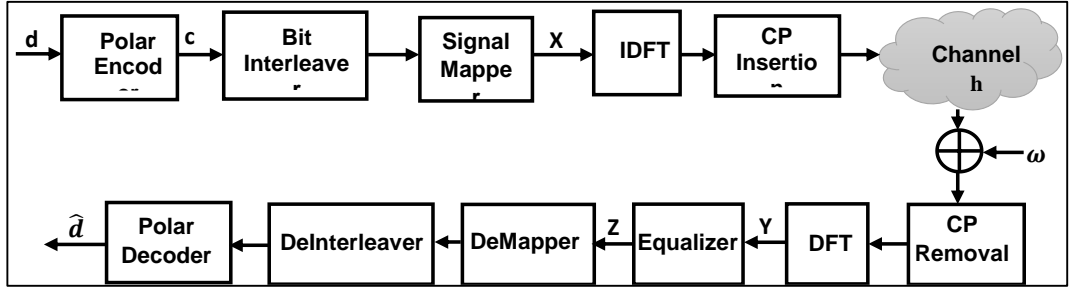


Şekil 3.4. 5G deneme sisteminde kutupsal enkoder ve kod çözücünün çerçevesi

5G sistemlerinde kutupsal kodların verici ve alıcı katlarında nasıl kullanılacağına ilişkin blok yapı Şekil 3.4 verilmiştir [58]. Kutupsal kodlarının, 4G'de kullanılan Turbo kodlarına göre birçok avantajı vardır. Kutupsal ve turbo katların avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir. Kutupsal kodlar daha yüksek kazançlıdır. Aynı eşdeğerdeki BLER değerine sahip kutupsal kodlar ve turbo kodlar tarafından elde edilen SNR değeri turbo kodlara göre daha düşük SNR'ye sahiptir [59]. Bundan dolayı kutupsal kodlar daha yüksek verimliliğe ve dolayısıyla daha yüksek spektral verime sahiptir :

- Hata zemini kutupsal kodlarda olmadığından, turbo kodlarından daha iyi güvenilirirdir.
- Kutupsal kodlarda kod çözme, SC yöntemi ile gerçekleştirilebilir. Bu yöntem ile kodlama ve kod çözme karmaşıklığı $O(N \log N)$ ile hesaplandığından diğer kodlara göre daha düşüktür ve bundan dolayı güç tüketimi daha düşük olacaktır.

Turbo kodlar, LDPC kodları ve kutupsal kodlar 5G-NR sistemleri için önerilen üç koddur. Her birinin yeni nesil sistemlerde kullanılmasının avantaj ve dezavantajları vardır.



Şekil 3.5. Kutupsal kod kullanan 5G sistem modeli

Şekil 3.5 kutupsal kodlu 5G sistemlerinin deneysel iletişim modelini göstermektedir. Bu sistem, OFDM veya F-OFDM sistemlerinde M tane alt taşıyıcı kullanılacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 3.5'de kutupsal kodlayıcı girişine d verisi dizisi uygulanmaktadır. d dizisinin bir K bit uzunluğu, kutupsal olarak kodlandığı ve N blok uzunluğunda kodlanmış c verisini elde ettiği varsayılır. Kodlayıcı $R = K/N$ oranı ile c ikili dizisini üretmektedir. Kutupsal kodlayıcı çıkışındaki c dizisinin kutuplaşmasını arttırmak için serpiştirici (interleaver) bloğuna uygulanır [60]. Bloktan $|X| = 2^m$ büyüklüğünde kompleks semboller elde edilir.

Serpiştirici bloğundan $N_s = M = N/m$ gelen dizinin bitleri, eşzamanlama (signal Mapper) bloğuna uygulanır. Blok çıkışında elde edilen dizi $X = \{X_i \in \mathbb{C}, 1 \leq i \leq N_s\}$ frekans düzlemindeki sembollerdir.

Sembol başına iletilen enerji, $E_s = E[|X_i|^2]$ ortalaması ifadesi ile bulunur. Ortalama SNR ise, $\rho = mR$ spektral verimliliği (spectral efficiency) ve E_b bilgi bitindeki ortalama enerjiyi olmak üzere $SNR = E_s/N_o = \rho \times E_b/N_o$ 'ya eşittir.

Ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) girişine X işaretini uygulanarak zaman düzlemindeki semboller elde edilir. Daha sonra, döngüsel önek (CP), semboller arası girişim (ISI) gibi çok yollu yayılmadan dolayı üretilen gürültüyü önlemek için eklenir. Alıcı tarafında, önce eklenen CP çıkarılır. Daha sonra semboller frekans alanındaki Y sembolünü üretmek için ayrık Fourier Dönüşüm (Discrete Fourier Transform, DFT) bloğuna uygulanır. Burada $Y = \{Y_i \in \mathbb{C}, 1 \leq i \leq N_s\}$, olmak üzere Denklem (3.1) ile bulunabilir;

$$Y^T = F[hF^H X^T] + F[\omega] = HX^T + W^T \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'deki F , DFT satır ve F^H , IDFT sütun olmak üzere M boyutlu matris. h kanalın dürtü yanıtı ve H kanalın frekans yanıtı olmak üzere $N_s \times N_s$ boyutunda kanal

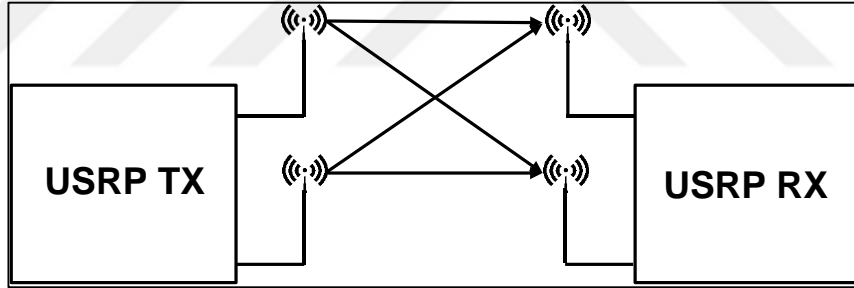
matrisini göstermektedir. ω , sıfır ortalama ve $N_0/2$ varyansı olan zaman düzleminde karmaşık gürültü vektörünü temsil eder. $W = \{W_i\}$ ise frekans düzleminde ω ile aynı özelliklere sahip olan $W_i \sim \text{cN}(0, \sigma_n^2)$ frekansdaki gürültü vektörünü temsil eder. DFT bloğunda üretilen Y sembolü, taşıyıcılar arası girişimi (Inter Carrier Enterferansı, ICI) ortadan kaldırmak için doğrusal minimum ortalama kare hatası (LMMSE) alıcı bloğu olan dengeleyiciye uygulanır. Dengeleyici çıkışındaki sembolü bulmak için iletim kanalının mükemmel kanal durum bilgisi (channel state information, CSI) olduğu ve verici tarafında CSI'nın bilinmediği kabul edilirse çıkış sembolü Denklem (3.2) ile elde edilir;

$$Z_i = U_i H_i X_i + U_i W_i \quad (3.2)$$

Denklem (3.2) de U_i dengeleyici katsayısı olmak üzere $U_i = \frac{1}{H_i^H H_i + \sigma_n^2}$ 'ye eşittir. H_i kanalın frekans yanıtıdır. Dengeleyici bloğunda çıkışında alınan i . semboldeki eşdeğer gürültü $\frac{\sigma^2}{||H_i||^2 + \sigma_n^2}$ değerine eşittir. Dengeleyici çıkışında elde edilen semboller vericinin tersine eşzamanlama ve serpiştiriciye uygulanarak çıkışından kodu çözülmek üzere Kutupsal kod çözücüyeye uygulanır. Kutupsal kod çözücü girişindeki diziyi çözerek \hat{d} dizisini kestirmektedir [61].

4. KUTUPSAL KODLARIN FARKLI MODÜLASYONLARDA YAZILIM TANIMLI RADYO (USRP) İLE UYGULAMASI

Bu bölümde, veri göndermek için bir USRP verici ve gönderilen veriyi almak için de ayrıca bir USRP alıcı kullanılmıştır. Kanal kodlamada ise kutupsal kodlar kullanılmıştır. İki USRP üzerinde 2x2 anten kullanarak MIMO çeşitlilik özelliği ile LTE-MIMO sistemi Şekil 4.1 de verildiği gibi oluşturularak çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada vericiden ASCII karakterler, örneğin “Kocaeli University” gönderilerek alıcıda başarılı bir şekilde alınmıştır. Sistemde var olan gürültü hariçinde, sanal olarak da AWGN gürültüsü kanala eklenerek farklı kanallar üzerinde çalışma gerçekleştirilmiştir. AWGN gürültüsü oluşturulmadan gönderilen kanaldan veri başarı bir şekilde alınmıştır. Bir sonraki adımda, alıcıda antenden alınan işarete sanal olarak oluşturulan AWGN gürültüsü eklenmiştir. AWGN gürültüsü eklenmiş veri başarı bir şekilde alınmıştır.



Şekil 4.1. USRP 2x2 MIMO alıcı verici blok devresi

4.1. Yazılım Tanımlı Radyo (USRP)

USRP, bir çeşit yazılım tanımlı radyo olarak tanımlanmaktadır. Bu yazılım radyo ile kullanıcıların radyo deneylerini yapabilmelerini sağlar. USRP'ler, farklı veri hızları üzerinden bilgisayarlara bağlayarak kullanılır. Yazılım, USRP'deki donanımı kontrol etmek ve yüksek hızlarda bağlantı yaparak veri iletmek veya almak için kullanılır. Bu çalışmada USRP B210 yazılım tanımlı radyo kullanılmıştır. USRP B210 donanımı, 70 MHz'den 6 GHz'e kadar RF frekanslarında çalışmaktadır. Donanım olarak Spartan 6 Alan Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Array ,FPGA)'ya sahip olup USB 3.0 üzerinden bilgisayarlara bağlanmaktadır.

FM ve TV yayıncılığı, hücresel haberleşme, Wi-Fi ve benzeri gibi çok çeşitli haberleşme sistemleri için deneysel çalışmalar gerçekleştirilebilir. USRP B210, SISO ilave olarak MIMO 2x2 ile çalışabilmektedir. B200 USRP yazılım radyonun yetenekleri FPGA, genel amaçlı giriş/çıkış (General Purpose Input/Output, GPIO) ile geliştirilerek B210 USRP piyasaya sunulmuştur.

USRP B210, düşük maliyetli deneysel seti sunmak için bir RF Analog modül olarak RFIC kullanır ve yüksek bant genişliğine sahip olup USB 3.0 bağlantısı üzerinden 56 MHz'lik anlık bant genişliği ile çalışabilme özelliğine sahiptir [62]. Şekil 4.1'de USRP B210'un radyonun ana kartı verilmiştir. Şekil 4.2'de verilen USRP B210 radyonun blok yapısı Şekil 4.3'de verilmiştir. Aşağıdaki bölümlerde bu blok yapının çalışması kısaca verilmiştir.

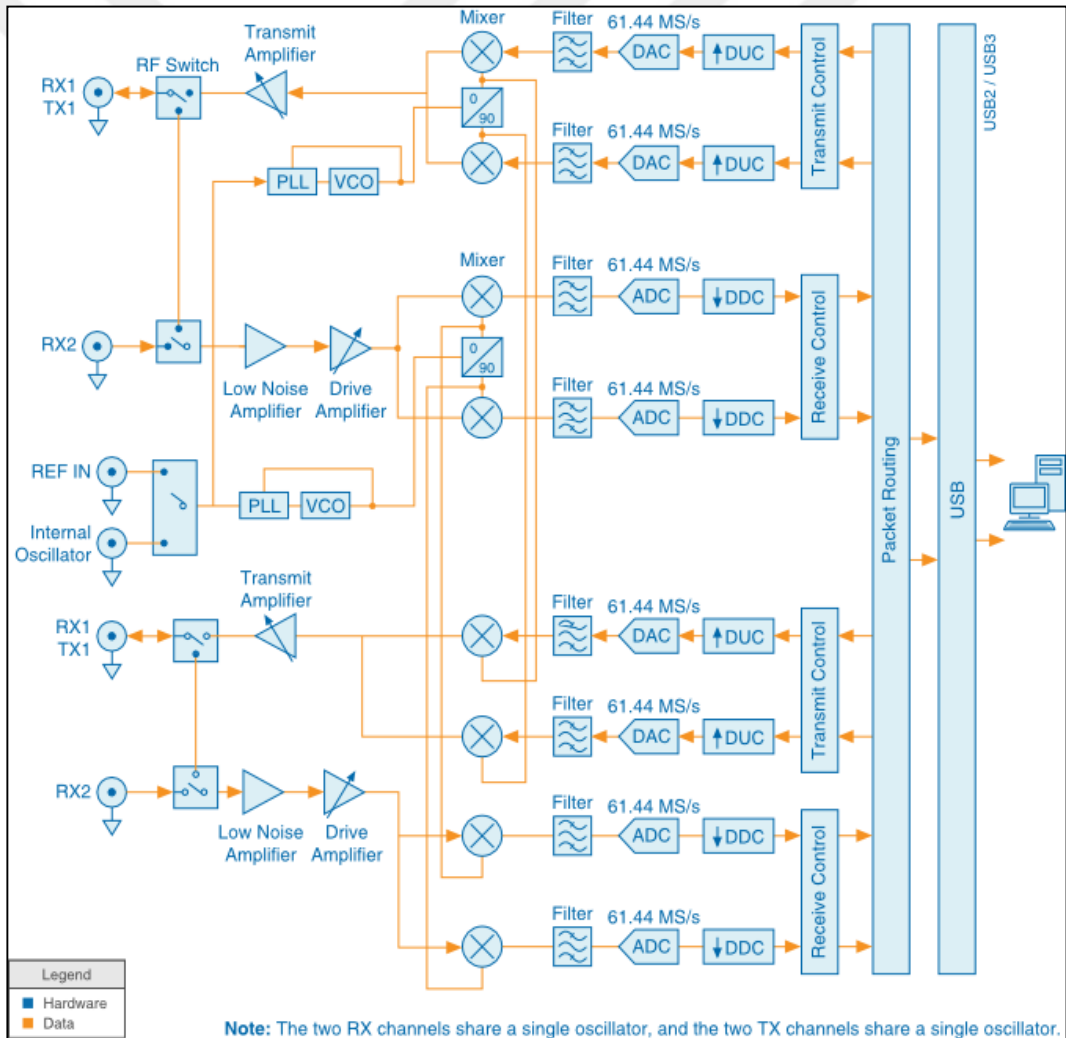


Şekil 4.2. USRP B210 platformu

4.1.1. USRP verici katı

Şekil 4.3'de USRP modülün içyapısı blok olarak verilmiştir. USRP modülü USB 3.0 veya USB 2.0 bağlantısı ile bilgisayara bağlanmaktadır. Bilgisayarda I ve Q işaretleri temel bant oluşturularak USRP'ye gönderir. I/Q temel band işaretleri sayısal Yukarı Dönüştürücü (digital upconverter, DUC) tarafından karıştırılması, filtrelenmesi ve

64,44 M Sembol/s'ye interpolasyonunun yapılması gerekmektedir. DUC çıkış sayısal işareti, Sayısal-Analog Dönüştürücüye (Digital to Analogue Converter, DAC) uygulanarak analog işarete dönüştürülür. Analog işaret gürültü ve yüksek frekanslı bileşenleri filtrelemek için bir bant geçiren filtreden geçirilir. Filtre çıkışını kanaldan iletmek için kullanıcı tarafından belirlenen taşıyıcı RF frekansına yükseltmek için modülatöre uygulanır. Faz-Kilitleme çevrimi (Phase Locked Loop, PLL) katı, veri katının çalışma saatini (clock) elde etmek için, voltaj kontrollü osilatör'ü (VCO) kontrol eder. Aynı zamanda VCO çıkışındaki işaret bir referans işaret olarak lokal osilatör (Local Oscillator, LO)'de sabit frekanslı bir işaret olarak kullanılır. USRP son katında ise modülatörle RF frekansına yükseltilen işaret antenden iletmek için kuvvetlendirilir ve kullanıcı tarafından belirlenen anten ile iletilir [63].



Şekil 4.3. USRP B210 blok şeması [63]

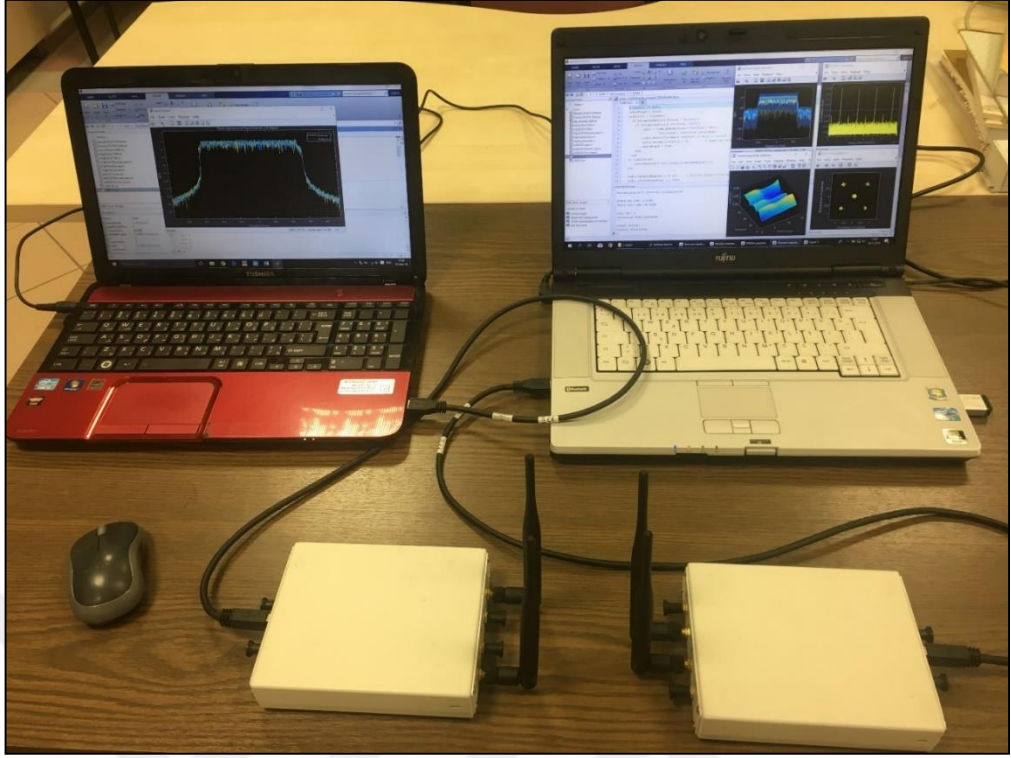
4.1.2. USRP alıcı katı

USRP alıcının ilk katı alınan RF işaretini modülatöre uygulayabilmek için önce düşük gürültülü kuvvetlendirici ile kuvvetlendirilir. Verici katında olduğu gibi alıcıda da PLL alıcı katının çalışma saatini elde etmek için, VCO'ü kontrol eder. Aynı zamanda VCO çıkışındaki işaret LO için referans işaret olarak kullanılır. Modülör katında I/Q işaretlerini elde etmek 90° faz farklı RF referans işaretleri üretilerek anten alınan ve kuvvetlendirilen işaretle karıştırılır. Karıştırıcı çıkışında temel band I/Q işaretlerini almak için önce işaret gürültüden ve yüksek frekanslı bileşenlerden ayırmak için BPF den geçirilir. Daha sonra analog-dijital dönüştürücü (ADC) ile I/Q işaretleri sayısallaştırılır. Alıcının son katında ise kullanıcının istediği sayısal veriyi elde etmek için önce Dijital Aşağı Dönüştürücü (Digital downconverter , DDC) ve filtrelenerek USB 3.0 veya 2.0 bağlantısıyla kullanıcıya sunulur.

4.2. Kanal Kodlamasında Kutupsal Kodları Kullanan LTE Alıcı Verici Uygulaması

Şekil 4.4, iki USRP B210 sayısal radyo modülü ile 2x2 MIMO LTE sisteminin gerçekleştirilen deney ortamı gösterilmiştir. Deneyde kullanılan USRP parametreleri Tablo 4.1'de verilmiştir.

Verici ve alıcıda, kanalda iletilen işarettaki zayıflama (fading) ve iletimin kazancını arttırmak için iki anten kullanılarak 2x2 MIMO iletim sistemi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bu iletimde frekans bölmeli çoklama (frequency division duplexing, FDD) kullanılmaktadır. Yapılan çalışmada önce, ilave olarak AWGN gürültüsü ekmeden veri gönderilerek deney yapılmıştır. Daha sonra 20 dB SNR olacak şekilde gürültü eklenerek çalışılmıştır. Her iki durumda da, iletilen verileri alıcıdan doğru olarak alındı. Hata Vektör Büyüklüğü (Error Vector Magnitude, EVM), takımyıldız içindeki iletilen sembollerin doğruluğunu ele alır, yani sinyallerin kalitesini ölçer. Gürültü ekmeden LTE-MIMO sistemi ile AWGN gürültü eklenen LTE-MIMO sisteminin EVM değerleri karşılaştırılmıştır. İki kanal arasındaki EVM ile daha yükselmiştir. I ve Q işaret bileşenlerinin gürültüden dolayı bozulduğu görülmüştür. Aşağıdaki bölümlerde öncelikle gürültü ekmeden gerçekleştirilen verici ve alıcı deneyleri daha sonra da gürültü eklenerek verici ve alıcı deneyleri açıklanacaktır. Benzetimde $L = 16$, SCL-CRC kod çözücü ve CRC = 19 ile kutupsal kodları kullanılmıştır.



Şekil 4.4. İki USRP radyo cihazı kullanılarak iletim ve alım

Tablo 4.1. 2x2 MIMO LTE sisteminde USRP verici ve alıcı deneyinde kullanılan parametreler

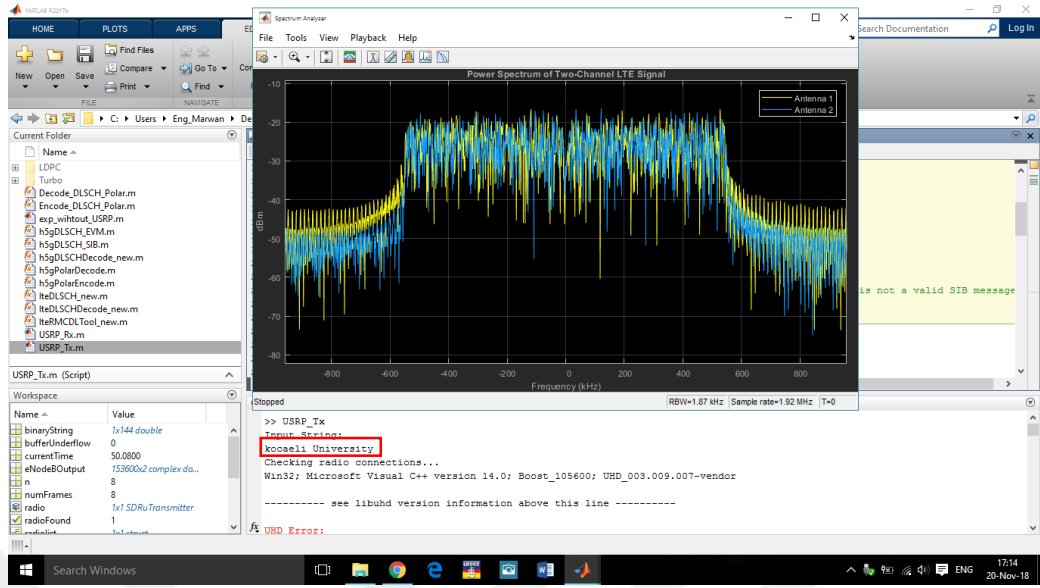
USRP Türü	B210
Merkez frekansı	2,45 GHz
Kazanç	35 dB
Çerçeve başına örnekleri	19200
Kanal	[1 2]
Master Clock	6×10^6
İnterpolasyon Faktörü	4
Kanal kodlama yöntemi	Kutupsal kod
liste büyüklüğüne (L)	16
döngüsel artıklık kontrolü (CRC)	19

4.2.1. CP-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kutupsal kodların kullanılması

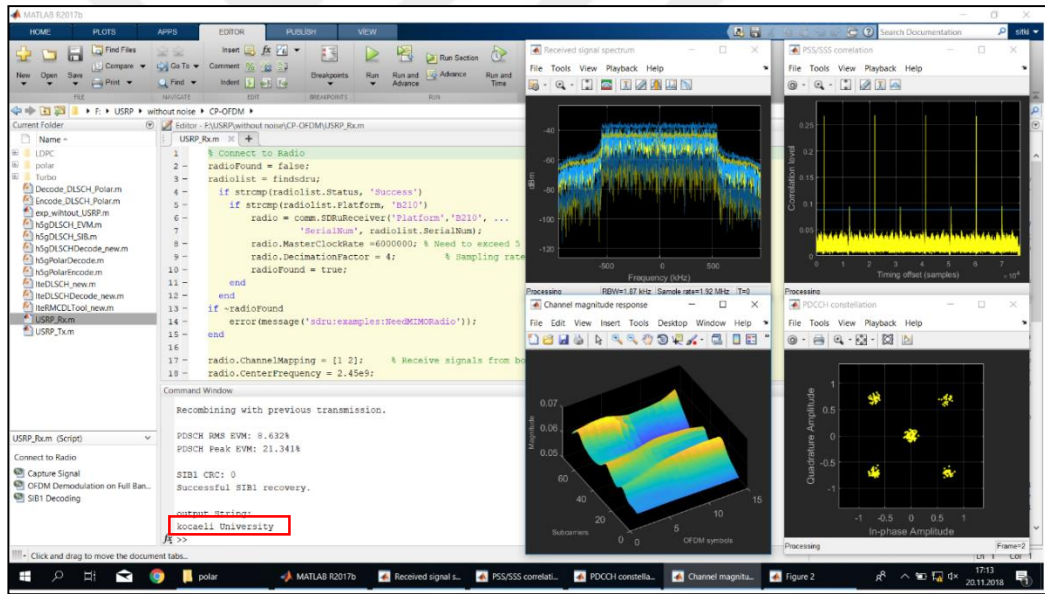
Bu alışmada CP-OFDM tekniği ile LTE sistemi oluştururken Kutupsal kanal kodlaması kullanarak ilave gürültü eklenmeden gerçekleştirilmiştir. Tablo 4.2'deki parametreler ile sistem çalıştırılmıştır. Bu parametrelerle sistem çalıştırıldığında verici kanalların spektrumu Şekil 4.5 verilmiştir. Şekil 4.6 alıcı kanallarının spektrumu, yıldız diyağramı, alt taşıcılar ve kanalların frekans yanıtı verilmiştir. Şekil 4.7 ise 2x2 MIMO yapısındaki verici ve alıcı antenlerin kanal katsayılarını göstermektedir. Bu deneyde, gürültü eklenmemiş ancak çevreden gelen gürültü ile çalışılmıştır. Bu nedenle Şekillerde görülen spektrumdan ve yıldız diyağramından alınan işaretin iletilen ile yaklaşık aynı olduğu görülmektedir. Maksimum EVM 21,341 dB ve RMS EVM 8,632 dB olarak alınmıştır. Vericiden metin olarak "Kocaeli University" gönderilerek alıcıda başarılı Şekilde alındığı Şekil 4.5 ve Şekil 4.6 dan görülmektedir.

Tablo 4.2. CP-OFDM ile LTE sisteminin parametreleri

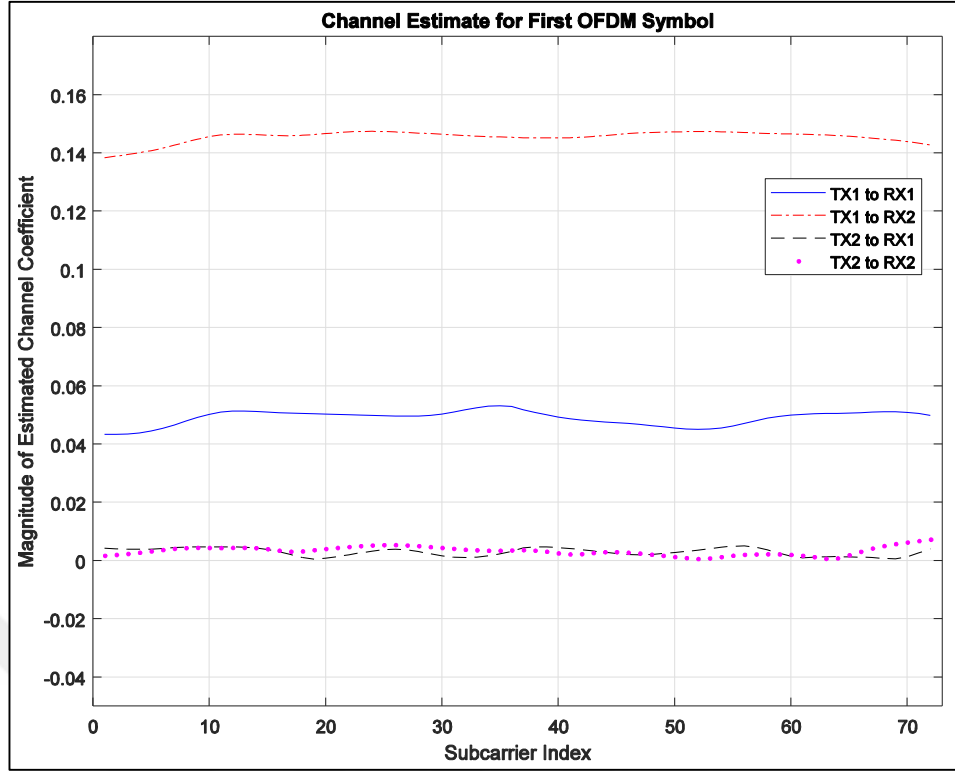
Kaynak blok sayısı (RB)	6
Döngüsel nek türü (CP)	Normal
Dubleks modu	FDD
Hücre sayısı	64
Kodlama tipi	QPSK
İletim yöntemi	eşitlilik
Kanal kodlama yöntemi	Kutupsal kodlar
Modülasyon türü	CP-OFDM
MIMO türü	MIMO 2x2



Şekil 4.5. 2x2 MIMO, CP-OFDM verici spektrumu



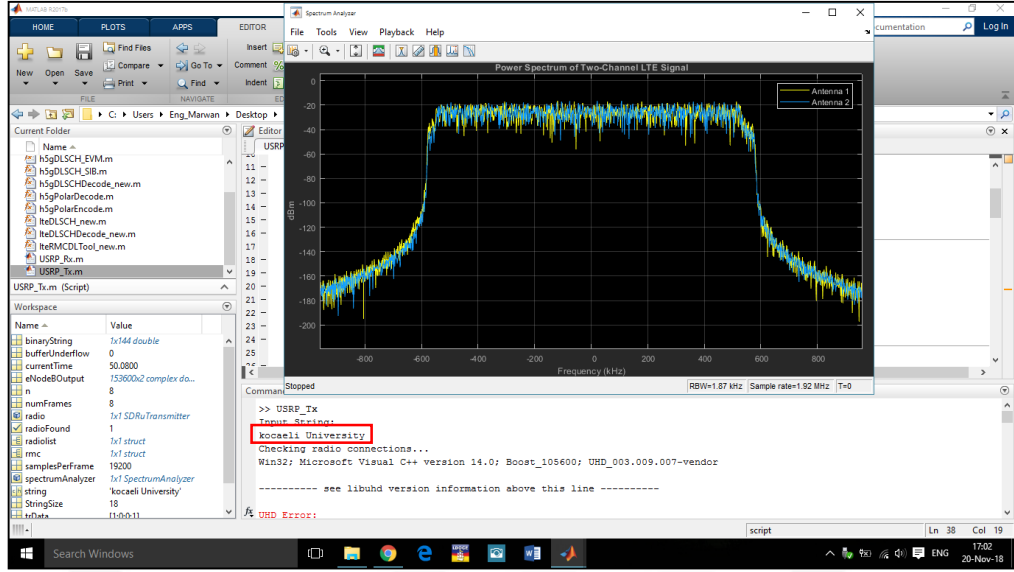
Şekil 4.6. 2x2 MIMO, CP-OFDM sisteminin alıcı işaretleri



Şekil 4.7. Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları

4.2.2. F-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kutupsal kodların kullanılması

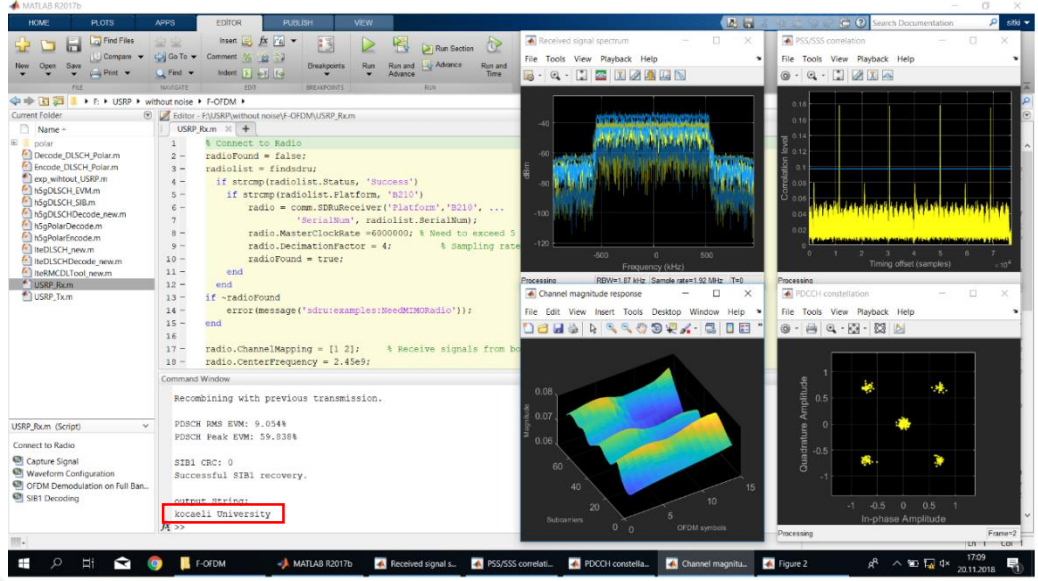
Bu çalışmada da F-OFDM tekniği ile LTE sistemi Kutupsal kanal kodlaması kullanarak ilave gürültü eklenmeden gerçekleştirilmiştir. Tablo 4.3'deki parametreler ile sistem çalıştırılmıştır. Bu parametrelerle sistem çalıştırıldığında verici kanalların spektrumu Şekil 4.8 verilmiştir. Şekil 4.9 alıcı kanallarının spektrumu, yıldız diyağramı, alt taşıyıcılar ve kanalların frekans yanıtı verilmiştir. Şekil 4.10 ise 2x2 MIMO yapısındaki verici ve alıcı antenlerin kanal katsayıları verilmiştir. Bu deneyde, gürültü eklenmemiş ancak çevreden gelen gürültü ile çalışılmıştır. Bu nedenle şekillerde görülen spektrumdan ve yıldız diyağramından alınan işaret iletilen ile yaklaşık aynı olduğu görülmektedir. Maksimum EVM 59,838 dB ve RMS EVM 9,054 dB olarak alınmıştır. Vericiden metin olarak "Kocaeli University" gönderilerek alıcıda başarılı şekilde alındığı Şekil 4.9 ve Şekil 4.10 dan görülmektedir.



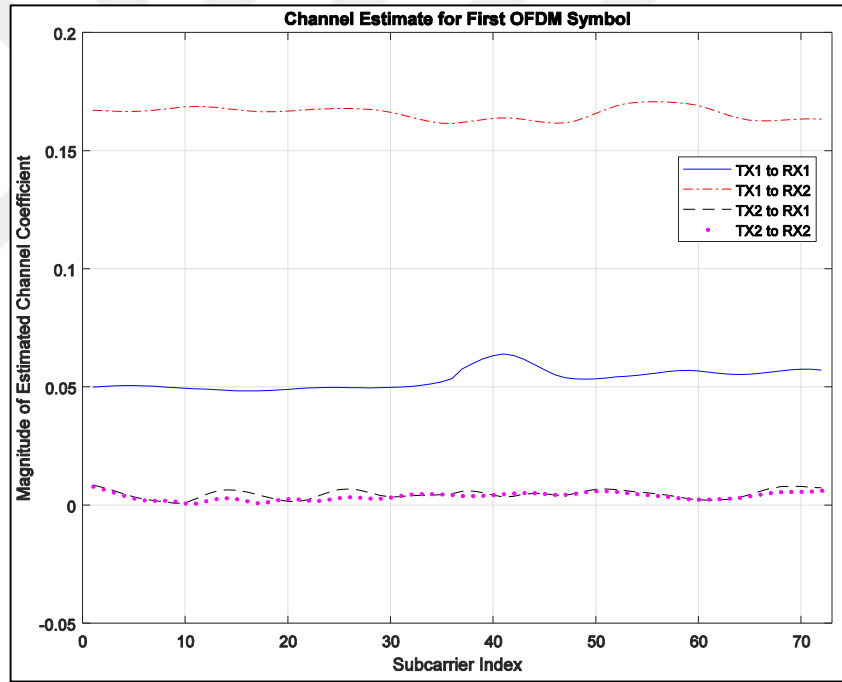
Şekil 4.8. 2x2 MIMO, F-OFDM verici spektrumu

Tablo 4.3. F-OFDM ile LTE sistemin parametreleri

Kaynak blok sayısı (RB)	6
Döngüsel önek türü (CP)	Normal
Dupleks modu	FDD
Hücre sayısı	64
Kodlama tipi	QPSK
İletim yöntemi	çeşitlilik
Kanal kodlama yöntemi	Kutupsal kodlar
Modülasyon türü	F-OFDM
MIMO türü	MIMO 2x2



Şekil 4.9. 2×2 MIMO, F-OFDM sisteminin alıcı işaretleri



Şekil 4.10. Deneyde gerçekleştirilen 2×2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları

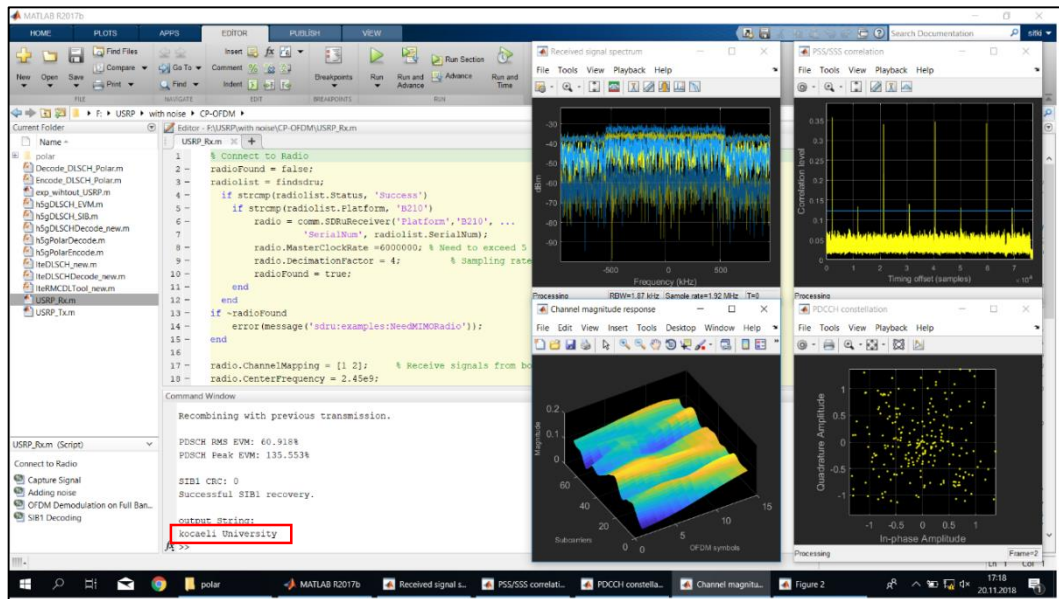
4.2.3. CP-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kanala gürültü ekleyerek kutupsal kodların kullanılması

Bu çalışmada iletişim CP-OFDM tekniği ile LTE sistemi oluştururken Kutupsal kanal kodlaması kullanılmış ve kanala AWGN gürültü ekleyerek gerçekleştirilmiştir. Tablo 4.4'deki parametreler ile sistem çalıştırılmıştır. Bu parametrelerle sistem çalıştırıldığında Şekil 4.11 alıcı kanallarının spektrumu, yıldız diyagramı, alt taşıcılar

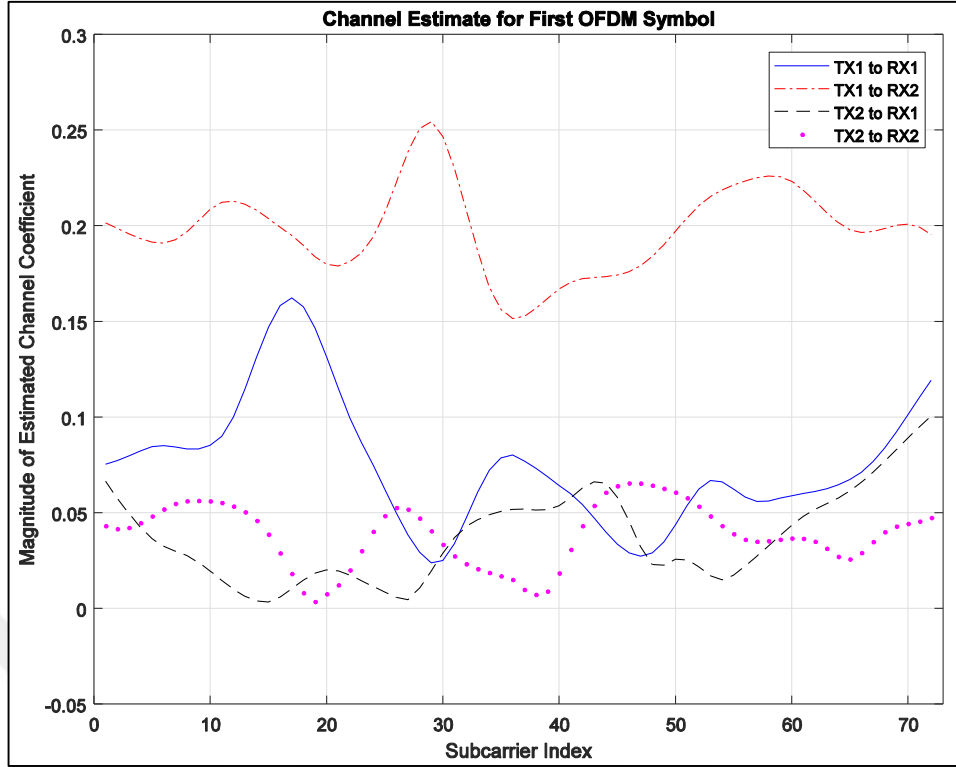
ve kanalların frekans yanıtı verilmiştir. Şekil 4.12 ise 2x2 MIMO yapısındaki verici ve alıcı antenlerin kanal katsayılarını göstermektedir. Bu deneyde, çevreden gelen gürültüye ilave olarak AWNG gürültüsü de eklenmiştir. Bu nedenle şekillerde görülen spektrumdan ve yıldız diyaframından alınan işaretin iletilen ile benzerliklerinin az olduğu görülmektedir. Maksimum EVM 135,553 dB ve RMS EVM 60,918 dB olarak alınmıştır. Vericiden metin olarak "Kocaeli University" gönderilerek alıcıda başarılı şekilde alındığı Şekil 4.5 ve Şekil 4.11 dan görülmektedir.

Tablo 4.4. CP-OFDM kanala gürültü ekleyerek ile LTE sisteminin parametreleri

Kaynak blok sayısı (RB)	6
Döngüsel önek türü (CP)	Normal
Dubleks modu	FDD
Hücre sayısı	64
Kodlama tipi	QPSK
İletim yöntemi	çeşitlilik
Kanal kodlama yöntemi	Kutupsal kodlar
Modülasyon türü	CP-OFDM
MIMO türü	MIMO 2x2
SNR (gürültü için)	20 dB



Şekil 4.11. 2x2 MIMO, CP-OFDM sisteminin alıcı işaretleri



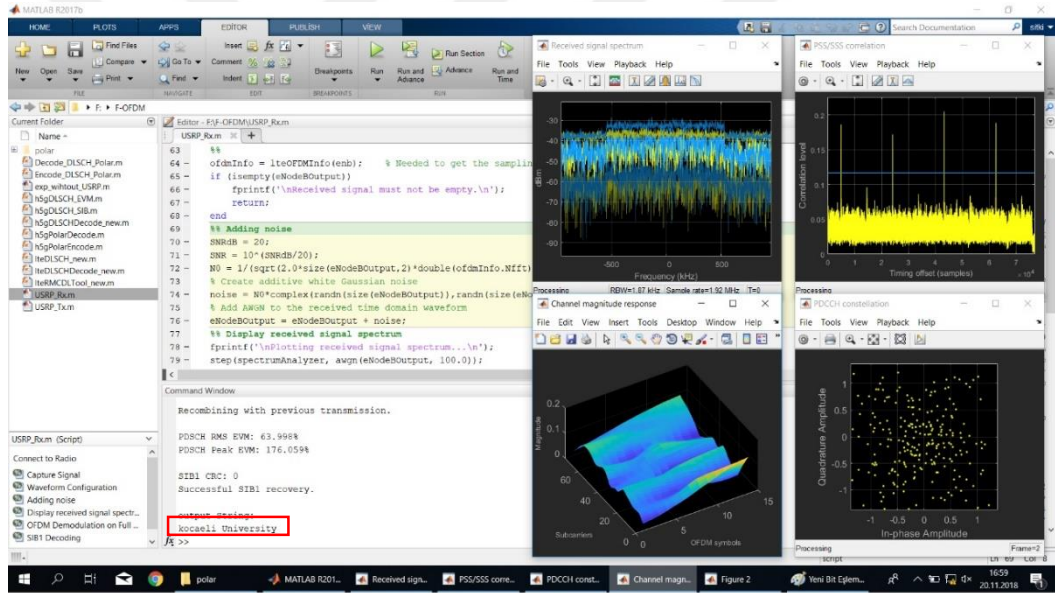
Şekil 4.12. Denede gerçeken 2x2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları

4.2.4. F-OFDM tekniği ile LTE sisteminde kanala gürültü ekleyerek kutupsal kodların kullanılması

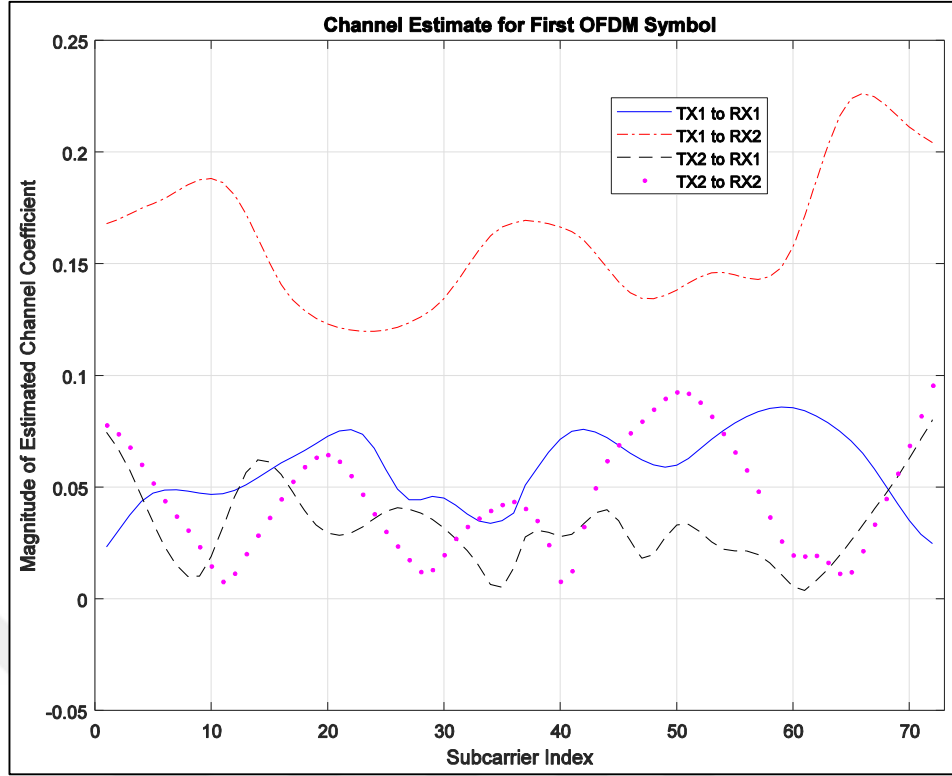
Bu çalışmada iletişim CP-OFDM tekniği ile LTE sistemi oluştururken Kutupsal kanal kodlaması kullanılmış ve kanala AWGN gürültü ekleyerek gerçekleştirilmiştir. Tablo 4.5'deki parametreler ile sistem çalıştırılmıştır. Bu parametrelerle sistem çalıştırıldığında Şekil 4.13 alıcı kanallarının spektrumu, yıldız diyağramı, alt taşıyıcılar ve kanalların frekans yanıtı verilmiştir. Şekil 4.14 ise 2x2 MIMO yapısındaki verici ve alıcı antenlerin kanal katsayılarını göstermektedir. Bu deneyde, çevreden gelen gürültüye ilave olarak AWNG gürültüsü de eklenmiştir. Bu nedenle şekillerde görülen spektrumdan ve yıldız diyağramından alınan işaretin iletilen ile benzerliklerinin az olduğu görülmektedir. Maksimum EVM 176,059 dB ve RMS EVM 63,998 dB olarak alınmıştır. Vericiden metin olarak "Kocaeli University" gönderilerek alıcıda başarılı şekilde alındığı Şekil 4.5 ve Şekil 4.13 dan görülmektedir.

Tablo 4.5. F-OFDM kanala gürültü ekleyerek ile LTE sisteminin parametreleri

Kaynak blok sayısı (RB)	6
Döngüsel önek türü (CP)	Normal
Dupleks modu	FDD
Hücre sayısı	64
Kodlama tipi	QPSK
İletim yöntemi	çeşitlilik
Kanal kodlama yöntemi	Kutupsal kodlar
Modülasyon türü	F-OFDM
MIMO türü	MIMO 2x2
SNNR (gürültü için)	20 dB



Şekil 4.13. 2x2 MIMO, F-OFDM sisteminin alıcı işaretleri



Şekil 4.14. Deneyde gerçekleştirilen 2x2 MIMO sistemindeki kanal katsayıları

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, yeni nesil 5G sistemlerinde kanal kodlaması olarak kutupsal kodlar kullanılarak, benzetimle ve Evrensel Yazılım Radyo B210 modülü kullanılarak uygulaması yapılmıştır. Kutupsal kodlar, kanal kapasitesinde çalışabilen ilk olarak pratik olarak gerçekleştirilebilen kodlardır. Ayrıca 5G sistemlerinde kullanılacak üç önerilen kod arasında en düşük karmaşıklığa sahip olduğu kanıtlanmıştır.

Bu tez çalışmasında kutupsal kodların kodlanması örneklerle verilmiştir. Kutupsal kodları elde etmek için kanalın kutupsallaştırılması verilmiş ve örnekler vererek kodun elde edilmesi anlatılmıştır.

Kutupsal kodlar birçok yöntemle kodu çözülebilmekte olup, her bir yöntemin avantaj ve dezavantajları konusunda aralarında bir karşılaştırma yaparak en yaygın kod çözme yöntemlerini benzetim sonuçlarıyla verilmiştir. Klasik kutupsal kodlar N değeri, $N = 2^n$ olduğundan, 5G sistemlerinde uygulanabilir. $N \neq 2^n$ olduğunda ise 5G'de uygulanamaz. Bu durumda N değerinde kod elde etmek için, delinmiş ya da kısaltılmış olarak adlandırılan M blok uzunluk olan bit eklenerek veya çıkarılarak N uzunluğunda kod elde edilir. Bu şekilde oluşturulan delinmiş ya da kısaltılmış kutupsal kodlarla oran eşleştirmeli kutupsal kodlar üzerinde benzetimler yapılmıştır. Klasik kutupsal kodlar ve oran eşleştirmeli kutupsal kodlar arasında karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucunda oran eşleştirmeli kutupsal kodlar blok uzunluk problemini çözmüş, ancak kutupsal kodların BLER'ine göre BLER kötü çıkmıştır.

2020'de iletişim şirketleri 5G-NR hizmetleri ve uygulamaları verebilecektir. 5G-NR ile önceki nesillere göre ayrıcalığı daha gelişmiş hizmetler vermektir. Bu hizmetler çok düşük gecikme, güçlü hata düzeltme yeteneği, daha fazla esneklik vb. Bu çalışmada 5G-NR hizmetleri eMBB, URLLC, mMTC, BLER, sistem karmaşıklığı ve hata zemini gibi en önemli parametreler için kutupsal, LDPC ve turbo kodları olmak üzere, 5G-NR sistemi için önerilen bu üç kodun benzetim yapılarak karşılaştırıldı. Benzetim sonucunda kutupsal kodlar, turbo ve LDPC kodlarından daha iyi performans göstermektedir. Turbo kodları ile de LDPC kodlarından daha iyi

performans elde edilmektedir. Ancak turbo kodlarında yüksek karmaşıklık ve hata zeminin olduğundan 5G-NR'de kullanılması tercih edilmez ve bu nedenle 5G sistemlerinde kullanmaya uygun bir kodlama adayı değildir. Kutupsal kodlar özellikle küçük N blok uzunluklarında yüksek performans elde ettiğinden ve LDPC kodları büyük blok uzunluğunda yüksek performans elde ettiğinden, 3GPP LDPC kodlarını aşağı bağlantı ve yukarı bağlantı veri kanallarına ve kutupsal kodları downlink ve uplink kontrol kanallarına atamaya karar verdi. Ayrıca, 5G sistemlerinde kutupsal kodları ile 5G-NR hakkında net bir fikir vermek için kodlama ve kod çözme denemelerini sunduk.

Çalışmada pratik olarak, iki USRP radyoda ile kanal kodlaması olarak kutupsal kodlar kullanarak LTE-MIMO sistemi deneysel olarak gerçekleştirildi. Kanal kodlaması olarak oran eşleştirmeli yöntemi ve $L = 16$ ile SCL-CRC kutupsal kodları kullanılmıştır. Verici USRP radyoda ile "Kocaeli University" metni gönderildi, ikinci bir USRP radyo ile alındı deneyde harici gürültü kullanılmadan yalnız çevrenin gürültü etkisi ile deney gerçekleştirildi. Her deneyde metin doğru olarak başarıyla alındı. İkinci deneyde ise alınan sinyale $SNR = 20$ dB olan AWNG gürültüsü eklenerek yapıldı. Deneyde metin doğru olarak başarıyla alındı.

Kutupsal kodların iyileştirilmesi amacıyla gelecekteki çalışmalar küçük ve büyük sayıda liste büyüklüğü (list size), L ile mükemmel şekilde çalışan bir kutupsal kod çözücünün bulunması üzerine çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Shannon C. E., A mathematical theory of communication, *SIGMOBILE Mob Comput Commun Rev*, 2001, **5**(1), 3–55.
- [2] Arikan E., Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, DOI: 10.1109/TIT.2009.2021379.
- [3] Tal I., Vardy A., List decoding of polar codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, DOI: 10.1109/TIT.2015.2410251
- [4] Süral A, An FPGA implementation of successive cancellation list decoding for polar codes, Master dissertation, Bilkent University, The Graduate School of Engineering and Science, Ankara, 2016, 418934.
- [5] Shafi M., Molisch A. F., Smith P. J., Haustein T., Zhu P., Silva P. D., Wunder G., 5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, DOI: 10.1109/JSAC.2017.2692307.
- [6] R1-164039, Polar codes - encoding and decoding, *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #xx, Huawei, HiSilicon*, <https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=701548>, (Ziyaret tarihi: 25 Haziran 2018).
- [7] R1-167215, Channel coding schemes for mMTC scenario, *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86, Huawei, HiSilicon, Gothenburg*, <https://portal.3gpp.org/ngppapp/TdocList.aspx?meetingId=31663>, (Ziyaret tarihi: 15 Ocak 2018).
- [8] R1-167212, Performance of polar and LDPC codes for eMBB scenarios, *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86, Huawei, HiSilicon*, <https://portal.3gpp.org/ngppapp/TdocList.aspx?meetingId=31663>, (Ziyaret tarihi: 01 Aralık 2018).
- [9] Shannon C. E., Coding theorems for a discrete source with a fidelity criterion. *IRE Nat. Conv. Rec*, 1959, **4**(1), 142-163.
- [10] Proakis J.G., Salehi M., Zhou N., Li X., *Communication systems engineering*, 2nd ed., Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [11] Mhaske S., Predrag S., On Forward Error Correction, *IEEE 5G Roadmap Workshop*, <https://futurenetworks.ieee.org/images/files/pdf/Workshop8Dec16/B3-Swapnil-Mhaske.pdf>, (Ziyaret tarihi: 11 Eylül 2018).

- [12] Başaran F., Genel bir Değerlendirme ile 5G Teknolojisi Nedir, *İdarecinin Sesi*, <http://www.arem.gov.tr/genel-degerlendirme-ile-5g-teknolojisi-nedir>, (Ziyaret tarihi: 19 Temmuz2018).
- [13] Getting to 5G: Comparing 4G and 5G System Requirements, <https://www.qorvo.com/design-hub/blog/getting-to-5g-comparing-4g-and-5g-system-requirements>, (Ziyaret tarihi: 7 Eylül 2018).
- [14] Agarwal A., Misra G., Agarwal K., The 5th generation mobile wireless networks-key concepts, network architecture and challenges, *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2015, **3**(2), 22-28.
- [15] Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond, *ITU-R, Tech. Rep. M.2083*, Sep. 2015, <https://www.3GPP.org>. (Ziyaret tarihi: 12 Mayıs 2017).
- [16] Hamming R. W., Error detecting and error correcting codes, *Bell System technical journal*, 1950, **29**(2), 147-160.
- [17] Muller D. E., Application of Boolean algebra to switching circuit design and to error detection, *Transactions of the IRE Professional Group on Electronic Computers*, 1954, **3**(2), 6-12.
- [18] Reed I.S., A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme, *Transactions of the IRE Professional Group on Information Theory*, DOI: 10.1109/TIT.1954.1057465.
- [19] Reed I.S., Solomon G., Polynomial codes over certain finite fields, *Journal of the society for industrial and applied mathematics*, 1960, **8**(2), 300-304.
- [20] Golay M.J., Notes on digital coding, *Proc. IEEE*, 1949, **37**(1), 657-658.
- [21] Bose R.C., Ray-Chaudhuri D.K., On a class of error correcting binary group codes, *Information and control*, 1960, **3**(1), 68-79.
- [22] Massey J.L., Shift-register synthesis and BCH decoding, *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1967, **13**(1), 21-27.
- [23] McEliece R.J., MacKay D.J.C., Cheng J.F., Turbo decoding as an instance of Pearl's" belief propagation" algorithm, *IEEE Journal on selected areas in communications*, 1998, **16**(2), 140-152.
- [24] Gallager R.G., Low Density Parity Check Codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, 1964, **10**(2), 172-172.
- [25] Sarkis G., Efficient encoders and decoders for polar codes: Algorithms and implementations, Doctoral dissertation, McGill University, Electrical and Computer Engineering Department, Montreal, Canada, 2016.
- [26] Arikan E., Polar Coding, *ISIT 2012 Tutorial*, Ankara, Turkey, 27 June 2012, <http://www.ece.iisc.ernet.in/~jtg/2016/images/polarcodingtutorialnotes.pdf>, (Ziyaret tarihi: 03 Temmuz 2018).

- [27] Alsan M., Channel polarization and polar codes, <https://infoscience.epfl.ch/record/176515/files/main.pdf>, (Ziyaret tarihi: 25 Ocak 2018).
- [28] Kaur N., Kalsi A.P.S., Implementation of polar codes over AWGN and binary symmetric channel, *Indian Journal of Science and Technology*, DOI: 10.17485/ijst/2016/v9i19/91383.
- [29] Li B., Shen H., Tse D., An adaptive successive cancellation list decoder for polar codes with cyclic redundancy check, *IEEE Communications Letters*, DOI: 10.1109/LCOMM.2012.111612.121898.
- [30] Murata T., Ochiai H., On design of CRC codes for polar codes with successive cancellation list decoding, *2017 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, DOI: 10.1109/ISIT.2017.8006853.
- [31] Niu K., Chen K., CRC-aided decoding of polar codes, *IEEE Communications Letters*, DOI: 10.1109/LCOMM.2012.090312.121501.
- [32] Sarkis G., Giard P., Vardy A., Thibault C., Gross W.J., Increasing the speed of polar list decoders. *2014 IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SiPS)*, DOI: 10.1109/SiPS.2014.6986089.
- [33] Bioglio V., Condo C., Land I., Design of Polar Codes in 5G New Radio, <https://arxiv.org/pdf/1804.04389.pdf>, (Ziyaret tarihi: 13 Şubat 2018).
- [34] R1-167209, Polar code design and rate matching, *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 Huawei, HiSilicon*, <https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=720665>, (Ziyaret tarihi: 20 Aralık 2017).
- [35] Bioglio V., Gabry F., Land I., Low-complexity puncturing and shortening of polar codes, *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2017 IEEE*, DOI: 10.1109/WCNCW.2017.7919040.
- [36] Shin D., Lim S., Yang K., Design of length-compatible polar codes based on the reduction of polarizing matrices, *IEEE Transactions on Communications*, DOI: 10.1109/TCOMM.2013.052013.120543.
- [37] Docomo and DeNA to trial 5G communications system for self-driving shuttles, <http://www.traffictoday.com/news.php?NewsID=82571>, (Ziyaret tarihi: 20 Eylül 2018).
- [38] Huawei, 5G: New Air Interface and Radio Access Virtualization, http://www.huawei.com/minisite/has2015/img/5g_radio_whitepaper.pdf (Ziyaret tarihi: 2 Temmuz 2018).
- [39] 5G End to-end network slicing Demo, *December 7th 2016 FG-IMT-2020*, Geneva, <https://www.slideshare.net/ITU/5g-end-toend-network-slicing-demo> (Ziyaret tarihi: 2 Haziran 2018).
- [40] Maunder R.G., A vision for 5G channel coding, *AccelerComm White Paper*, <https://eprints.soton.ac.uk/401809/1/WhitePaper2.pdf>, (Ziyaret tarihi: 22 Eylül 2018).

- [41] Parvez I, Rahmati A, Guvenc I, Sarwat AI, Dai H., A Survey on Low Latency Towards 5G: RAN, Core Network and Caching Solutions, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, **20**(4), 3098 - 3130.
- [42] Sybis M., Wesolowski K., Jayasinghe K., Venkatasubramanian V, Vukadinovic V., Channel coding for ultra-reliable low-latency communication in 5G systems. In *Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), 2016 IEEE 84th*, DOI: 10.1109/VTCFall.2016.7880930.
- [43] Maunder R.G., The 5G channel code contenders, *ACCELERCOMM white paper*, <https://pdfs.semanticscholar.org/c7a5/252bc025226ace57cb9df544392c3c42392.pdf>, (Ziyaret tarihi: 15 Aralık 2018).
- [44] Berrou C., Glavieux A. Thitimajshima P., Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1, *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, DOI: 10.1109/ICC.1993.397441.
- [45] Ryan W.E., An introduction to LDPC codes, *CRC Handbook for Coding and Signal Processing for Recording Systems*, 2004, **5**(2), 1-23.
- [46] Gamage H., Rajatheva N., Latva-aho M., Channel coding for enhanced mobile broadband communication in 5G systems, *Networks and Communications (EuCNC), 2017 European Conference on. IEEE*, DOI: 10.1109/EuCNC.2017.7980697.
- [47] Bushell-Embling D., Huawei achieves 27Gbps 5G speeds with Polar Code, <https://www.telecomasia.net/content/huawei-achieves-27gbps-5g-speeds-polar-code>, (Ziyaret tarihi: 20 Ocak 2017).
- [48] Iscan O., Lentner D., Xu W., A comparison of channel coding schemes for 5G short message transmission, *Globecom Workshops (GC Wkshps)*, DOI: 10.1109/GLOCOMW.2016.7848804.
- [49] Chen H., Abbas R., Cheng P., Shirvanimoghaddam M., Hardjawana W., Bao W., Li Y., Vucetic B., Ultra-reliable low latency cellular networks: Use cases, challenges and approaches, *IEEE Communications Magazine*, DOI: 10.1109/MCOM.2018.1701178.
- [50] Durisi G., Koch T., Popovski P., Towards massive, ultra-reliable, and low-latency wireless communication with short packets, *Proceedings of the IEEE*, 2016, **104**(9), 1711-1726.
- [51] Robertson P., Villebrun E., Hoeher P., A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain, *Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC '95*, DOI: 10.1109/ICC.1995.524253.
- [52] Fossorier M.P., Mihaljevic M., Imai H., Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation, *IEEE Transactions on communications*, 1999, **47**(5), 673-680.

- [53] Li A., Xiang L., Chen T., Maunder R.G., Al-Hashimi B.M., Hanzo L., VLSI implementation of fully parallel LTE turbo decoders, *IEEE Access*, DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2515719.
- [54] Forney G. D., The forwards-backwards algorithm. *Proc. 34th Annual Allerton Conf. on Communication, Control, and Computing*, Monticello, USA, 12 October 1996.
- [55] Richardson T., Error floors of LDPC codes, *In Proceedings of the annual Allerton conference on communication control and computing*, 2003, **41**(3), 1426-1435.
- [56] Sun S., Cho S.G., Zhang Z., Error patterns in belief propagation decoding of polar codes and their mitigation methods, *2016 50th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, DOI: 10.1109/ACSSC.2016.7869562.
- [57] Mondelli M., Hassani S.H., Urbanke R.L., Unified scaling of polar codes: Error exponent, scaling exponent, moderate deviations, and error floors, *IEEE Transactions on Information Theory*, DOI: 10.1109/TIT.2016.2616117.
- [58] The 1st 5G Algorithm Innovation Competition, <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (Ziyaret tarihi: 15 Haziran 2018).
- [59] Dong Z., Up in the air with 5G, <https://www.huawei.com/en/about-huawei/publications/communicate/80/up-in-the-air-with-5g> (Ziyaret tarihi: 23 Ağustos 2018).
- [60] Chen P., Xu M., Bai B., Ma X. Design of polar coded 64-QAM. *In Turbo Codes and Iterative Information Processing (ISTC), 2016 9th International Symposium*, DOI: 10.1109/ISTC.2016.7593115.
- [61] Chen P., Xu M., Bai B., Wang J., Design and Performance of Polar Codes for 5G Communication under High Mobility Scenarios, *In Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2017 IEEE 85th*, DOI: 10.1109/VTCSpring.2017.8108615.
- [62] Ettus Research, <http://home.ettus.com/> (Ziyaret tarihi: 25 Kasım 2018).
- [63] National Instruments, USRP-2901 Block Diagram, <http://www.ni.com/documentation/en/usrp-software-defined-radio-device/latest/usrp-2901/block-diagram/> (Ziyaret tarihi: 5 Kasım 2018).

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Dhuheir M.**, Öztürk S., Polar Codes Analysis of 5G Systems, *Control, Engineering & Information Technology (CEIT) 2018 6th International Conference on. IEEE*, Istanbul -Turkey, 25-27 October 2018.
- [2] **Dhuheir M.**, Öztürk S., Polar Codes Applications for 5G Systems, *Journal of Science and Technology, Erciyes University, Institute of Science and Technology*, 2018, **34** (3), 10 – 25.



ÖZGEÇMİŞ

Marwan A. H. Dhuheir, Yemen Hudeydah'da doğdu. 2013 yılında Yemen Hadramout'da bulunan Hadramout Bilim ve Teknoloji Üniversitesinde Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği alanında lisansını tamamladı. 2016 yılından bu yana Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrencisidir. Burada ki mevcut araştırma alanları ise 5G sistemleri için kanal kodlama adaylarıdır.

