

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**FREKANS SEÇİCİ RAYLEIGH SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN YENİ BİR
KASKAD KODLAMA YÖNTEMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik – Elektronik Müh. Fatih ÇAKIR

**ŞUBAT 2012
TRABZON**

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**FREKANS SEÇİCİ RAYLEIGH SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN YENİ
BİR KASKAD KODLAMA YÖNTEMİ**

Elektrik-Elektronik Müh. Fatih ÇAKIR

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"ELEKTRONİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 10.02.2012
Tezin Savunma Tarihi : 28.02.2012

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN

Trabzon 2012

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Fatih ÇAKIR tarafından hazırlanan

FREKANS SEÇİCİ RAYLEIGH SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN YENİ
BİR KASKAD KODLAMA YÖNTEMİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 14 / 02 / 2012 gün ve 1444 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

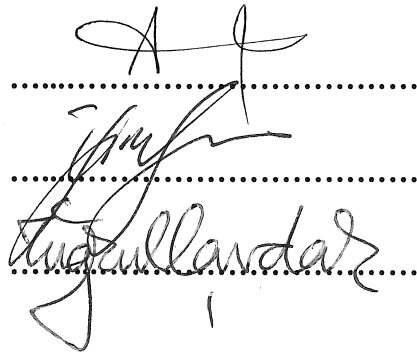
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN

Üye : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA

Üye : Yrd. Doç. Dr. Tuğrul ÇAVDAR


.....
.....
.....

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

MFSK modülasyonu için kodlama ve dekodlama teknikleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Örneğin, [3]'te yazarlar frekans seçici kanallar için MFSK modülasyonu üzerinden katlamalı, turbo ve RS kodlarının başarımını karşılaştırdılar. Kısmi band girişimini ve dürtü gürültüsünü azaltmak için [4]'te Ferreira ve Han Vinck tarafından permütasyon kafes kodları önerildi. [5]'te Shum tarafından frekans seçici kanallar için katlamalı kodlama ile permütasyon kodlamanın karşılaştırması yapıldı. Bu çalışmanın amacı, frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanallar nedeniyle oluşan ISI'yı ortadan kaldırmak için kaskad RS-CC ile PC (RS-CC-PC) ve TC ile PC (TC-PC) kodlayıcılarının da iyi adaylar olduklarını göstermektedir. Benzetim sonuçları bazı işaret gürültü oranı (signal to noise ratio, SNR) bölgelerinde bu basit ve verimli kodlamalı-modülasyon tekniğinin daha karmaşık RS-CC ve TC kodlayıcılardan daha iyi olduğunu göstermektedir.

Çalışmalarım boyunca bana değerli zamanını ayıran, verdiği fikirler ile beni yönlendiren ve bana akademik anlamda bir ufuk kazandırmış olan değerli hocam sayın Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN'e ve çalışmalarımında desteğini esirgemeyen kıymetli hocam sayın Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA'ya, yaptığı katkılarla tezimin olgunlaşmasında yardım eden sayın Arş. Gör. Emin TUĞCU'ya, ağabeylerim sayın Öğr. Gör. Ömer ÇAKIR'a ve sayın Öğr. Gör. Oğuzhan ÇAKIR'a çok teşekkür ederim.

Ayrıca hayatım boyunca her türlü maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen aileme sonsuz şükranlarımı sunarım.

Fatih ÇAKIR
Trabzon, 2012

TEZ BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Frekans Seçici Rayleigh Sönümlmeli Kanallar İçin Yeni Bir Kaskad Kodlama Yöntemi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN’in sorumluluğunda tamamladığımı, verileri kendim topladığımı, analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 10/02/2012

Fatih ÇAKIR

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ	IV
İÇİNDEKİLER	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	IX
TABLolar DİZİNİ.....	XI
SEMBOLLER DİZİNİ	XII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş	1
1.2. Sayısal Haberleşmenin Tarihçesi	2
1.3. Sayısal Haberleşmede İşaret İşleme	7
1.4. Sayısal Haberleşme Blok Diagramı	8
1.5. Kanal Profilleri.....	11
1.5.1. Radyo Dalgalarının Yayılımı.....	11
1.5.2. Kanalın Vuruş Tepkisi.....	13
1.5.3. Toplanır Beyaz Gauss Gürültü (AWGN) Kanal Modeli.....	14
1.5.4. Rayleigh Kanal Modeli.....	16
1.6. Gürültü	21
1.6.1. Beyaz Gürültü	21
1.6.2. Dürtü Gürültü	22
1.6.3. Dar Bantlı Gürültü	24
1.7. Modülasyon ve Demodülasyon	25
1.7.1. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama	26
1.7.2. Fsk İşaretinin Tespiti	27
1.7.2.1. Eş Evreli Tespit	27
1.7.2.2. Eş Evresiz Tespit	28
1.8. Kodlama	30

1.8.1.	Reed Solomon Kodları	32
1.8.2.	Serpiştiriciler	32
1.8.3.	Katlamalı Kodlar	34
1.8.4.	Birleştirilmiş (Concatenated) Kodlar.....	35
1.8.5.	Turbo Kodlar	36
1.8.6.	Viterbi Algoritması	37
1.8.7.	Permütasyon Kodlama	38
1.8.7.1.	Permütasyon Kod Sözcüklerinin Oluşturulması.....	40
1.8.7.2.	Permütasyon Kodlamanın Kod Parametreleri	42
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA	46
2.1.	Giriş	46
2.2.	M-FSK Modülasyonun Permütasyon Kod ile Uyumu	48
2.3.	4-FSK Benzetimi	48
2.4.	Kodlama Olmadan Karar Verme İşlemi	50
2.5.	Modülasyon ve Kodlamanın Birleştirilmesi	51
2.6.	Kodlamalı Karar Verme İşlemi	54
2.7.	Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi	55
2.7.1.	Permütasyon Kodlama ile AWGN Kanal Başarımları	57
2.7.2.	Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad Bağlı TC-PC ile AWGN Kanal Başarımları.....	58
2.7.3.	Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad Bağlı TC-PC ile Flat Kanal Başarımları.....	59
2.7.4.	Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad bağlı TC-PC ile Frekans Seçici Kanal Başarımları.....	60
3.	SONUÇLAR	61
4.	ÖNERİLER	62
5.	KAYNAKLAR	63
ÖZGEÇMİŞ		

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

FREKANS SEÇİCİ RAYLEİGH SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN YENİ BİR
KASKAD KODLAMA YÖNTEMİ

Fatih ÇAKIR

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN
2012, 67 Sayfa

Bu tezde, frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanallar nedeniyle oluşan semboller arası girişim (Inter-Symbol Interference, ISI)'in üstesinden gelebilmek için yeni iki adet kaskad kodlama yöntemi önerilmektedir. İlk olarak önerilen yöntem, Reed-Solomon (RS) ve katlamalı kodlayıcı (Convolutional Coding, CC) ile permütasyon kodlayıcı (Permutation Coding, PC)'nin birleştirilmesinden oluşmaktadır. İkinci olarak önerilen yöntem, Turbo kodlama (Turbo Coding, TC) ile PC'nin birleştirilmesinden oluşmaktadır. Önerilen yöntemlerin verimliliğini doğrulamak ve RS-CC ve TC ile karşılaştırmak için frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanallarda bilgisayar benzetimleri yapılmaktadır. İlk önerilen RS-CC-PC tekniği AWGN kanalda yaklaşık olarak 4.5 dB ve frekans seçici kanalda ise 4 dB yüksek SNR kazancı sağlamaktadır. İkinci önerilen TC-PC yöntemi ise AWGN kanalda yaklaşık olarak 6 dB ve frekans seçici kanalda ise 5 dB yüksek SNR kazancı sağlamaktadır. Elde edilen benzetim sonuçları önerilen yöntemlerin RS-CC ve TC tekniklerinden daha iyi başarıma sahip olduğunu göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Frekans Seçici Rayleigh Sönümlenmeli Kanallar, Reed-Solomon ve Katlamalı Kodlayıcı, Turbo Kodlayıcı, Permütasyon Kodlayıcı.

Master Thesis

SUMMARY

NOVEL CASCADED CODING METHOD FOR FREQUENCY SELECTIVE
RAYLEIGH FADING CHANNELS

Fatih ÇAKIR

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical - Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Assist. Prof. Ali ÖZEN
2012, 67 Pages

Two novel cascaded coding method are proposed to overcome inter symbol interference (ISI), composed of frequency selective Rayleigh fading channels in this thesis. Firstly, the proposed method consists of combined Reed-Solomon (RS) and convolutional coding (CC) with permutation coding (PC). Secondly, the proposed method consists of combined Turbo coding (TC) with permutation coding (PC). Computer simulations are performed to verify the efficiency of the proposed methods and compare with RS-CC and TC in frequency selective Rayleigh fading channels. The first proposed RS-CC-PC technique provides high SNR improvement of approximately 4.5 dB in AWGN channel and 4 dB in frequency selective channel. The second proposed TC-PC method provides high SNR improvement of approximately 6 dB in AWGN channel and 5 dB in frequency selective channel. The obtained simulation results have demonstrated that the proposed methods have considerably better performance than RS-CC and TC techniques.

Key Words: Frequency selective Rayleigh fading channels, Reed-Solomon and Convolutional Coding, Turbo Coding, Permutation Coding.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Dürtünün zayıflaması ve tekrar elde edilişi	7
Şekil 2. Sayısal haberleşme blok şeması	9
Şekil 3. Çoklu yayılımın meydana gelişi.....	12
Şekil 4. AWGN kanalın gösterimi	14
Şekil 5. AWGN kanalın normalize güç profili	15
Şekil 6. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik (b) Faz	16
Şekil 7. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller.....	17
Şekil 8. Üstel azalan gecikme profili ve genlik spektrumu.....	18
Şekil 9. Laplacian gecikme profili ve genlik spektrumu.....	19
Şekil 10. Gaussian gecikme profili ve genlik spektrumu.....	19
Şekil 11. Proakis gecikme profili ve genlik spektrumu.....	20
Şekil 12. Beyaz gürültünün (a) güç spektral yoğunluğu ve (b) özilinti fonksiyonu ...	22
Şekil 13. Bir güç hattı haberleşme ağında ölçülmüş gürültülerin zaman bölgesinde gösterimi	23
Şekil 14. Dürtü gürültü sınıf modellemesi kullanılarak hazırlanmış darbe modeli...	24
Şekil 15. Eş evreli tespitin blok şeması.....	28
Şekil 16. Eş Evresiz Blok şeması	29
Şekil 17. Serpiştirmesiz iletim.....	33
Şekil 18. Serpiştirmeli iletim.....	34
Şekil 19. Reed-Solomon ve katlamalı kodların bileşiminden oluşan seri ardışıl kod	36
Şekil 20. $\cos(2\pi f_3 t_1)$ işareti.....	43
Şekil 21. $\cos(2\pi f_4 t_2)$ işareti.....	43
Şekil 22. $\cos(2\pi f_1 t_3)$ işareti.....	44
Şekil 23. $\cos(2\pi f_2 t_4)$ işareti.....	44
Şekil 24. (3,4,1,2) kod kelimesinin 4-FSK modülatörünün çıkışının veri paketi.....	45
Şekil 25. Önerilen kaskad Reed-Solomon-Katlamalı-Permütasyon kodlayıcının (RS-CC-PC) blok şeması.....	46
Şekil 26. Önerilen kaskad Turbo-Permütasyon kodlayıcının (RS-CC-PC) blok şeması.....	47

Şekil 27. u_1 işareti.....	49
Şekil 28. u_2 işareti.....	49
Şekil 29. u_3 işareti.....	49
Şekil 30. u_4 işareti.....	50
Şekil 31. Eş Evreli Demodülasyon Diagramı.....	50
Şekil 32. Yumuşak karar verici.....	54
Şekil 33. Permütasyon kodlama ile AWGN kanal başarımları ve Yumuşak ve Sıfır- bir Kod Çözme yöntemlerinin başarımlar farkları.....	57
Şekil 34. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağlı TC-PC ile AWGN kanal başarımları.....	58
Şekil 35. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağlı TC-PC ile Flat kanal başarımları.....	59
Şekil 36. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağlı TC-PC ile frekans seçici kanal başarımları.....	60

TABLÖLÄR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Geçen yüzyılda elektronik cihazların gelişimindeki başlıca olaylar.....	2
Tablo 2. 4-FSK sembollerinin permütasyon kodlayıcı çıkışları.....	54

SEMBOLLER

A	: Sinyal genliği
A_{δ}	: Genlik çözünlüğü
a_n	: İkili veri dizisi
α	: Zayıflama faktörü
BER	: Bit Hata Oranı
BFSK	: İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
C	: Permütasyon genişliği
CDMA	: Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim
d_{min}	: Hamming Mesafesi
E	: Sinyalin enerjisi
f	: Frekans
f_s	: kaynak frekansı
FHSS	: Frekans Hoplamalı Yayılı Spektrum
FSK	: Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
g(t)	: Temel dalga şekli
$h_c(t)$: Kanal darbe cevabı
ISI	: Simgeler Arası Girişim
k	: sembol uzunluğu
LOS	: Verici ile Alıcı Arasında Direk Görüş
LAN	: Kablosuz Yerel Ağ
M	: sembol sayısı
n(t)	: Toplamsal gürültü
n_{imp}	: Darbe gürültü
n_{narrow}	: Dar bantlı gürültü
PC	: Permütasyon Kodlama
PCM	: Darbe Kod Modülasyonu
PTT	: Kamu Telefon Telgraf

RS	: Reed Solomon Kodlama
R	: Kod oranı
$r(t)$: Alınan İşaret
ref	: Referans İşareti
$s(t)$: Verici sinyali
SNR	: İşaret Gürültü Oranı
T	: Periyot
TC	: Turbo Kodlama
TDMA	: Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim
$z(t)$: Zayıflamış sinyal
Z(T)	: Ayrık zamanlı sinyal
ω	: Açısal hız
φ	: Faz açısı
ρ	: Gaussian probability density
σ	: Varyans
λ	: Dalga Boyu

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Kablosuz haberleşme sistemlerinde için çok seviyeli Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (*multilevel frequency shift keying, MFSK*) ilgi çekici bir modülasyon biçimidir. Sabit zarf ve öz frekans çeşitlemeyi içermesi avantajlarıdır. İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (*Binary Frequency Shift Keying, BFSK*) ile Frekans Hoplamalı Yayılı Spektrum (*Frequency-Hopping Spread Spectrum, FHSS*) sistemi Bluetooth sisteminde kullanılmaktadır [1]. FHSS/BFSK ve FHSS/4FSK sistemleri IEEE 802.11 kablosuz yerel alan ağ (*local area network, LAN*) standardında desteklenmektedir [2].

MFSK modülasyonu için kodlama ve dekodlama teknikleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Örneğin, [3]'te yazarlar frekans seçici kanallar için MFSK modülasyonu üzerinden katlamalı, turbo ve RS kodlarının başarımını karşılaştırdılar. Kısmi band girişimini ve dürtü gürültüsünü azaltmak için [4]'te Ferreira ve Han Vinck tarafından permütasyon kafes kodları önerildi. [5]'te Shum tarafından frekans seçici kanallar için katlamalı kodlama ile permütasyon kodlamanın karşılaştırması yapıldı. Bu çalışmanın amacı, frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanallar nedeniyle oluşan ISI'yı ortadan kaldırmak için kaskad RS-CC ile PC (*RS-CC-PC*) ve TC ile PC (*TC-PC*) kodlayıcılarının da iyi adaylar olduklarını göstermektedir. Benzetim sonuçları bazı işaret gürültü oranı (*signal to noise ratio, SNR*) bölgelerinde bu basit ve verimli kodlamalı-modülasyon tekniğinin daha karmaşık RS-CC ve Turbo kodlayıcılardan daha iyi olduğunu göstermektedir.

Kanal seçiciliği bir ya da daha fazla frekansı zayıflatır ve bazen demodülatör çıkışında işaretin bozulmasına neden olur. Bozulan işareti onarmak için permütasyon kodlar tasarlanır. MFSK modülasyonu ile permütasyon kodların birleştirilmesi frekans çeşitlemesi sağlar. Permütasyon kodların bu avantajı ile RS-CC ve Turbo kodlamaların kaskad kullanılarak (*RS-CC-PC*) ve (*TC-PC*) özellikle frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanallarda kayda değer başarımların sağlanması hedeflenmektedir.

1.2. Sayısal Haberleşmenin Tarihçesi

Haberleşme bilginin paylaşımı ya da değişimi olarak ifade edilebilir [6]. Modern hayat haberleşme araçlarının güvenilir, ekonomik ve verimli bir şekilde erişebilmemizi gerektiriyor. Kullandığımız haberleşme sistemleri bilhassa anahtarlamalı kamu telefon ağı (*PSTN, Public Switched Telephone Network*) ve onun daha kapsamlı hali olan hücreli haberleşme ağı dünyanın her tarafındaki insanları birbirlerine bağlıyor. Telefon bir noktadan diğer bir noktaya veri iletişiminin olduğu haberleşme sistemidir. Bir diğer haberleşme sistemi ise tek yönlü bilgi iletiminin olduğu radyo ve televizyon yayınlardır. Burada tek bir vericiden gönderilen veriler birçok bağımsız alıcı tarafından kullanılmaktadır. Bu sisteme de tek noktadan bir çok noktaya veri iletişiminin olduğu haberleşme sistemi diyebiliriz.

Haberleşme sistemleri günümüzde oldukça geniş kullanım alanlarına sahiptir. Örneğin navigasyon sistemlerinde bir aracın yerini belirlemek ya da hareket ettiği yeri kontrol etmek için bir verici ve alıcı arasında işaret iletimi yapılmaktadır.

İlk elektriksel haberleşme şekli olan telgraf bir sayısal haberleşme sistemidir. Samuel Morse tarafından geliştirilen telgrafın tanıtımı 1837 yılında yapılmıştır. Morse, İngiliz alfabesindeki harfleri temsil etmek için nokta ve tire dizilerinden oluşan farklı uzunluklardaki ikili kodlar tasarladı. Bu kodlamada, sıkça kullanılan harfler kısa kodlarla, az kullanılan harfler ise uzun kodlarla temsil edilmiştir. Bu özelliğinden dolayı *Mors kodu*, farklı uzunluklu kaynak kodlama yöntemlerinin (*variable-length source coding methods*) ilki olarak kabul edilir [7], [8].

1870'lerde akustik dönüştürücüler vasıtasıyla sesin elektrik işaretine dönüştürülmesi keşfedilince Aleksander Graham Bell'in analog haberleşmeyi gerçekleştirmesinin önü açılmış oldu [6].

Tablo 1. Geçen yüzyılda elektronik cihazların gelişimindeki başlıca olaylar

Yıl	Gelişme	Bulan Kişi	Bilgi
1837	Telgraf hattı mükemmelleştirildi	Mores	Sayısal
1875	Telefon bulundu	Bell	Analog
1887	Telsiz telgraf	Marconi	Sayısal

Tablo 1'in devamı

1897	Otomatik değişim	Strowger	
1905	Kablosuz telefon	Fessenden	Analog
1907	İlk düzenli radyo yayını	USA	Analog
1918	Ses üstü yinelemeli alıcı bulundu	Armstrong	Analog
1928	Elektronik televizyon üretildi	Farnsworth	Analog
1928	Telgraf iletim teorisi	Nyquist	Sayısal
1928	Bilgi iletimi	Hartley	Sayısal
1931	Uzakyazıcı		Sayısal
1933	Frekans Modülasyonu	Armstrong	Analog
1937	Darbe Kod Modülasyonu	Reeves	Sayısal
1939	Ses kodlayıcı	Dudley	Analog
1939	Kamusal televizyon yayını	BBC	Analog
1940	Yayılı Spektrum(<i>Spread Spectrum</i>) sunuldu		Sayısal
1943	Eşleştirmeli Fitreleme(<i>Matched filtering</i>)	North	Sayısal
1945	Durağan Uydu(<i>Geostationary satellite</i>)	Clarke	
1946	Otomatik Tekrar İsteği Sistemi (<i>ARQ</i>)	Duuren	Sayısal
1948	Haberleşmenin Matematiksel Teorisi	Shannon	
1955	Karasal mikrodalga rölesi	RCA	Analog
1960	İlk lazer sunuldu	Maiman	
1962	Uydu iletişimi uygulandı	TELSTAR 1	Analog
1963	Durağan uydu iletişimi yapıldı	SYNCOM II	Analog
1966	Optik fiberler sunuldu	Kao&Hockman	
1966	Paket anahtarlama		Sayısal
1970	Orta ölçekli veri ağı	ARPA/TYMNET	Sayısal
1970	LAN, WAN ve MAN		Sayısal
1971	ISDN	CCITT	Sayısal
1974	İnternet kavramı	Cerf&Kahn	Sayısal
1978	Hücresele FDMA radyo		Analog
197	Navstar GPS üretildi	Global	Sayısal

Tablo 1'in devamı

1980	7 katmanlı OSI referans modeli kabul edildi	ISO	Sayısal
1981	Yüksek çözünürlüklü televizyon sunuldu	NHK, Japon	Sayısal
1985	ISDN	BT	Sayısal
1986	SONET/SDH	USA	Sayısal
1991	GSM TDMA hücreli sistem	Avrupa	Sayısal
1991	MPEG video standartı	Uluslararası	Sayısal
1992	ETSI	Avrupa	
1993	PCN konsepti üretildi	Dünya çapında	Sayısal
1994	IS-95 CDMA geliştirildi	Qualcom	Sayısal
1995	ADSL iletişimi	Uluslararası	Sayısal
1998	Geniş bantlı 3G CDMA	ITU standartları	Sayısal
2000	IMT 2000/UMTS	Uluslararası	Sayısal
2002	Akıllı telefon	Blackberry, Kanada	Sayısal
2003	ZigBee	IEEE 802.15.4	Sayısal
2004	WiMAX	ITU standartları	Sayısal

Bu gelişmeler geleneksel telefonun hızlı bir şekilde gelişmesine izin verdi. Marconi ilk kablosuz telgrafı patentlediğinde yüzyılın başında kablosuz haberleşme başlamış oldu. Bu gelişmeyi hemen ardından kablosuz telefonun sunulması takip etti ve 1918'de Armstrong ses üstü yinelenmeli (*superheterodyne*) radyo alıcısını keşfetti. Bu buluş halen modern radyo alıcı ekipmanlarının birçoğunun önemli parçalarından biridir. 1930'larda Reeves darbe kod modülasyonunu (*PCM, Pulse Code Modulation*) sundu. Darbe kod modülasyonu günümüz haberleşme sistemlerinin temelini oluşturmaktadır.

Tablo 1 geçen yüzyılda elektronik cihazların gelişimindeki başlıca olayları göstermektedir.

Haberleşmenin gelişimindeki diğer önemli gelişmeler, 1939 yılında Kolmogorov ve 1942 yılında Wiener tarafından yapılan çalışmalardır [9], [10]. Bu çalışmalarda, istenen sinyal şeklinin ($s(t)$), toplamsal gürültü ($n(t)$) nedeniyle bozulan, alınan işarettten ($r(t) = s(t) + n(t)$) elde edilmesi amaçlanmıştır. Kolmogorov ve Wiener, sinyal demodülasyonunda karşılaşılan

bu problemi çözmek için optimum filtre (*optimum filter*) olarak bilinen, doğrusal bir filtre geliştirmişlerdir.

1945'te Arthur C. Clarke durağan uydu haberleşmesini öneren ve kendisinin en önemli makalesi olan makaleyi yazdı ve 1963'te ilk başarılı uydu fırlatma işlemi gerçekleştirildi [6].

Sayısal haberleşme alanındaki bir diğer önemli gelişme, 1947 yılında Kotelkinov'un yaptığı çalışmalardır [11]. Kotelkinov, geometrik yaklaşımla çeşitli sayısal haberleşme kanallarının analizini yapmıştır. Kotelkinov'un bu yaklaşımı, 1965 yılında Wozencraft ve Jacobs tarafından yapılan çalışmalarla daha da genişletilmiştir [12].

Hartley ve Nyquist'in maksimum sayısal bilgi transferi ile ilgili çalışmaları Shannon'un 1948 yılındaki çalışmalarının ilham kaynağı olmuştur [13]. Shannon bu çalışmalarında, bilgi iletiminin matematiksel esaslarını kurmuş ve sayısal haberleşme sisteminin asıl sınırlarını tespit etmiştir. Shannon, istatistiksel koşullardaki bilgilerin iletiminde karşılaşılan temel problemleri, bilgi kaynağının ve haberleşme kanalının olasılıksal modellerini kullanarak çözmüştür. Aynı zamanda, verici gücü, bant genişliği ve toplamsal gürültünün etkilerini kanal ile ilişkilendirmiş ve hepsini kanal kapasite (*channel capacity*) olarak bilinen tek bir parametre altında toplamıştır. Böylelikle Shannon, veri iletişimin sınırlarını tespit etmiş ve bugün bilgi teorisi (*information theory*) olarak bilinen yeni bir alanın doğmasını sağlamıştır.

Shannon'un yayınlarını, Hamming'in kanal gürültüsünün bozucu etkilerini ortadan kaldırmaya yönelik olarak yapmış olduğu hata yakalama ve hata düzeltme kodları üzerine olan klasik çalışmaları izlemiştir [14]. Hamming'in çalışmaları, modern haberleşme sistemlerinde bugün bile kullanılan çeşitli kodlama tekniklerini geliştiren birçok araştırmacıya ışık kaynağı olmuştur.

Shannon, Kotelkinov ve Hamming'in çalışmalarının ardından sayısal haberleşme alanında bir çok gelişmeler yaşanmıştır. Bunlardan çok önemli olan bazıları aşağıda verilmiştir.

- 1954 Muller, 1954 Reed, 1960 Reed ve Solomon, 1960 Bose ve Ray-Chaudhuri, ve 1970-1971 Goppa tarafında yapılan çalışmalarla blok kodların geliştirilmesi [15].
- 1966 yılında dönüşlü kodların Forney tarafından geliştirilmesi [16].
- Bose-Chaudhuri-Hozquenghem (*BCH*) kodlarının verimli bir şekilde çözümlenmesi [17].

- 1961 Wozencraft ve Reiffen, 1963 Fano, 1966 Zigangirov, 1969 Jelinek, 1970-1974 Forney ve 1967-1971 Viterbi tarafında yapılan çalışmalarla katlamalı kodlama yöntemlerinin ve bu kodların çözüm algoritmalarının geliştirilmesi [18].
- 1982 Ungerboeck, 1984 Forney ve diğeri ve 1987 Wei tarafında yapılan çalışmalarla trellis kodlamalı modülasyon tekniğinin bulunması [19].
- 1977-1978 Ziv ve Lempel ve 1980 Linde ve diğeri tarafından yapılmış olduğu çalışmalarla veri sıkıştırma uygulamaları için verimli kaynak kodlama yöntemlerini geliştirilmesi [20].
- 1993 yılında turbo kodların ve bunların iteratif kod çözümünün Berrou ve diğeri tarafından geliştirilmesi [21].

1966'da Kao ve Hockman tarafından fiber optik haberleşme ortaya atıldı ve aynı dönemde Kamu Telefon Telgraf (*PTT, Public Telephone Telegraph*) işletmecileri sayısal taşıyıcı sistemleri sundu [6].

İlk genel amaçlı ve büyük ölçekli veri ağları 1970'lerde geliştirildi. Bu dönem haberleşmede sistemlerinin ciddi manada performans artışlarını gördü. Optik haberleşmede kayıplar büyük ölçüde azaltıldı, uydu haberleşmesinde ise kapasite büyük ölçüde arttırıldı.

1980'lerde ilk analog ve sonra sayısal hücreli radyo PSTN'in önemli bir parçası oldu. Geniş bantlı kişisel haberleşme sistemleri sayesinde ses, veri ve video hizmetleri sunan operatörler artık mümkün hale gelmiştir.

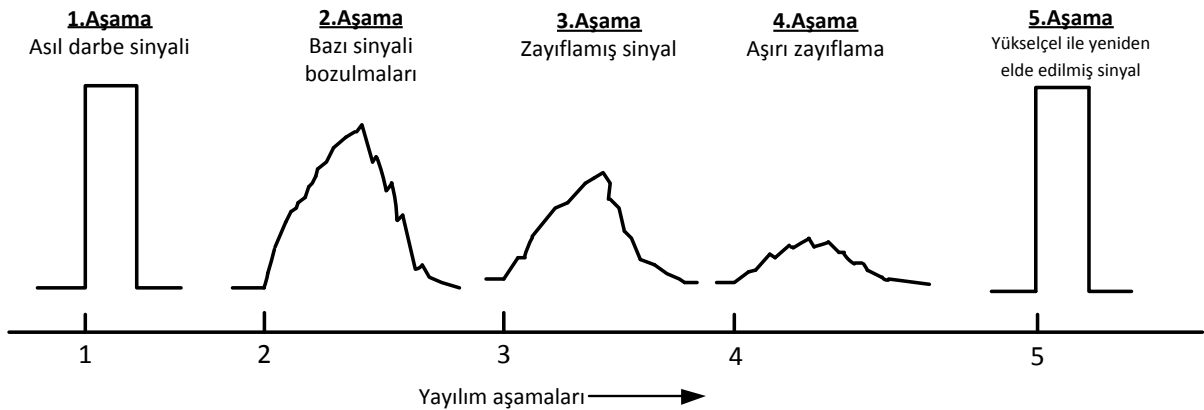
1990'larda yeni sayısal iletim teknikleri konusunda muazzam gelişmeler oldu. DSL ile düşük bant genişlikli bakır kablolar üzerinden mümkün olan en yüksek veri hızına ulaşıldı. MPEG gibi yüksek veri sıkıştırma özelliği olan bir teknik geliştirildi. TDMA ve CDMA hücreli haberleşme sistemlerinde bu gelişmeler arasında yerini aldı.

1.3. Sayısal Haberleşmede İşaret İşleme

Artık askeri ve ticari bütün işlemlerde nerdeyse bütün sistemler sayısala dönmüş durumda. Bu dönüşümün birçok nedeni var. Analog ve sayısal işaretler karşılaştırıldığında ilk plandaki avantajı sayısal işaretlerin yeniden üretilebilmesidir. Şekil 1 ideal bir ikili sayısal darbesinin haberleşme hattındaki yayılımını göstermektedir. Dalga formunun şekli iki mekanizma tarafından etkilenir. Bütün iletim hatları ve devreler bazı ideal olmayan frekans transfer fonksiyonuna sahiptir. İdeal darbe üzerinde bozucu bir etki vardır ve istenmeyen elektriksel gürültü ve diğer girişimler darbe formunu daha da bozar. Bu bozucu etki mekanizmaları darbeyi olması gereken fonksiyonel çizginin altına çeker [22].

Bu bozucu etkilere rağmen sayısal yükselteçler yardımıyla darbe yeniden eski haline getirilebilir. Yani yeniden üretilebilir. İletim hattı üzerinde belirli aralıklarla yerleştirilen bu sistemlere rejeneratif tekrarlayıcı denir.

Sayısal devreler analog devrelere göre bozulmalardan ve girişimlerden daha az etkilenirler. Çünkü ikili sayısal devreler 1-0 mantığına göre çalışmaktadırlar ve bozucu etkinin sembolü değiştirebilmesi için belli yeterli değer üzerinde olması gerekmektedir. Bu iki durumun (1-0) işaretin yeniden üretilmesinde kolaylık sağlar. Böylece iletimdeki toplam gürültüyü ve diğer bozucuları engellemiş olur.



Şekil 1. Dürbünün zayıflaması ve tekrar elde edilişi [22]

Bununla birlikte analog işaretler iki durumluluk mantığına göre değil sınırsız değişken olarak şeklini oluşturur. Analog devrelerde küçük bir bozucu etki bile işaretin yeniden elde edilebilmesini engelleyebilmektedir. Analog işaret bozulduğunda yükselteçler bozucu etkileri gideremez. Çünkü toplam gürültü analog işaret için değiştirilemez bir sınırdadır. Dolayısıyla tam anlamıyla yeniden üretilemezler. Sayısal tekniklerle birlikte oldukça düşük hata oranlarına sahip işaret güvenilirliği mümkündür. Bunun da en önemli nedeni hata algılaması ve düzeltilmesidir. Ancak benzeri durumlar analog işaretler için geçerli değildir.

Sayısal haberleşmenin bir başka avantajı da sayısal devrelerin analog devrelere göre daha ucuza ve daha güvenilir olarak üretilebilmesidir. Aynı zamanda sayısal donanım analog donanıma göre birçok esneklikler sunmaktadır. Farklı tipteki sayısal işaretler (telgraf, telefon, televizyon) aynı yöntemlerle işleme tabi tutulabilirler. Çünkü hangi sistemde kullanılırsa kullanılsın bit bittir.

Sayısal teknikler kendilerini bozulmalara ve bozucu etkisine karşı koruyabilecek işaretler üretmeye izin verir. Hatta şifrelemeye ve gizlemeye de olanak tanır. Aynı zamanda bilgisayarlar arası ve bilgisayar ile diğer sistemler arası veri iletişimiyle sistem kontrolünü bizim için mümkün kılar. Bu tip sayısal terminaller sayısal haberleşme bağlantıları sayesinde hizmet sunabilirler.

1.4. Sayısal Haberleşme Blok Şeması

Şekil 2'deki fonksiyonel blok şema sayısal haberleşme sisteminde işaret işleme adımlarını göstermektedir. Bu şema sayısal haberleşme için yol haritası olarak görülebilir. Üst kısımdaki bloklar (Veri Girişi, Formatlama, Kaynak Kodlama, Şifreleme, Kanal Kodlama, Çoğullama, Darbe Modülasyonu, Bant Geçiren Modülasyon, Frekans Serpiştirici, Çoklu Erişim, Verici) kaynak ile verici arasındaki işaret iletimini gösterir [22].

Alt kısımdaki bloklar (Alıcı, Çoklu Erişim, Frekans Ters Çoğullama, Demodülasyon&Örnekleme, Algılama, Ters Çoğullama, Kanal Kod Çözücü, Şifre Çözücü, Kaynak Kod Çözücü, Formatlama, Veri Çıkışı) ise alıcı ile veri çıkışı arasındaki işaret iletimini gösterir.

Modülasyon ve demodülasyon birlikte modem olarak adlandırılır. Dolayısıyla modem sistemin beyni olarak düşünülebilir. Verici ve alıcı da sistemin kollarıdır. Kablosuz

Darbe modülasyonu sayısal haberleşme sistemlerinin temel adımlarından biridir. Çünkü her gönderilecek sembol taban bant dalga boyu için öncelikle ikili forma dönüştürülmelidir. Darbe modülasyonu ikili veriye uygulandığında oluşan ikili veri dalga formuna, darbe kod modülasyonlu dalga formu denir. Telefon gibi kablolu uygulamalarda bu kodlara hat kodları denir.

Kablosuz iletimin bulunduğu uygulamalarda bir sonraki önemli adım bant geçiren modülasyonudur. İletim ortamının darbe dalga formuna uygun olmadığı durumlarda ihtiyaç duyulur. Böyle durumlarda ortam $s_i(t)$ gibi bant geçiren dalga formuna ihtiyaç duyar ($i=1, \dots, M$). $s_i(t)$, kanalda kanal karakteristiği tarafından bazı etkilere uğrar. Bu etkiye kanalın darbe cevabı denir ve $h_c(t)$ ile gösterilir. Aynı zamanda işaretin aldığı yol boyunca değişik birçok noktada toplamsal beyaz gürültü $n(t)$ alınan işareti bozar. Dolayısıyla hem kanal katsayısından hem de gürültüden etkilenmiş olan $r(t)$ işareti alıcıya aşağıdaki şekilde ulaşmış olur.

$$r(t) = s_i(t) * h_c(t) + n(t) \quad i = 1, \dots, M \quad (1)$$

$r(t)$ 'den uygun değer şekilli bir taban bant darbe işareti olan $z(t)$ 'yi elde edebilmek için alıcı tarafında filtrelendir ve böylece işarettaki istenmeyen frekanslı işaretlerden temizlenmiş olur.

Denkleştirici ise kanaldan dolayı meydana gelen işaret zayıflamalarını tersine çevirerek işareti uygun değer düzeyine çekme işlemini yapan bir filtredir. Eğer alınan işarettaki zayıflama etkisi çok fazla ise denkleştirme işleminden geçirilmesi mecburi olur.

Sonunda $z(t)$ işareti T aralıklı örnekleme işlemi sonunda $z(T)$ işaretine döner. Algılama kısmında ise kanal sembolü u_i (kodlama varsa) ya da mesaj sembolü m_i (kodlama yoksa) kestirilir.

Kaynak kodlama, analog işaretin sayısal işarete çevrilmesi ve gereksiz bilginin çıkarılmasıdır. Bir sistemde ya kaynak kodlama kullanılır ya da formatlama. İkisi birlikte aynı sistemde yer alamazlar.

Şifreleme işlemi haberleşmenin gizliliğini sağlamak ve güvenilmeyen kullanıcının bilgiyi değiştirmesini engellemek için yapılır.

Kanal kodlama gönderilen veriyi kuvvetlendirir ve böylece hata olasılığını azaltır.

Çoğullama ve çoklu erişim işlemi farklı karakterli ya da farklı kaynaklardan gelen işaretleri bir araya getirir.

Frekans serpiştiriciler girişime karşı dayanıklı işaretler üretirler. Haberleşme sisteminin güvenliğini arttırıcı özellikleri vardır.

1.5. Kanal Profilleri

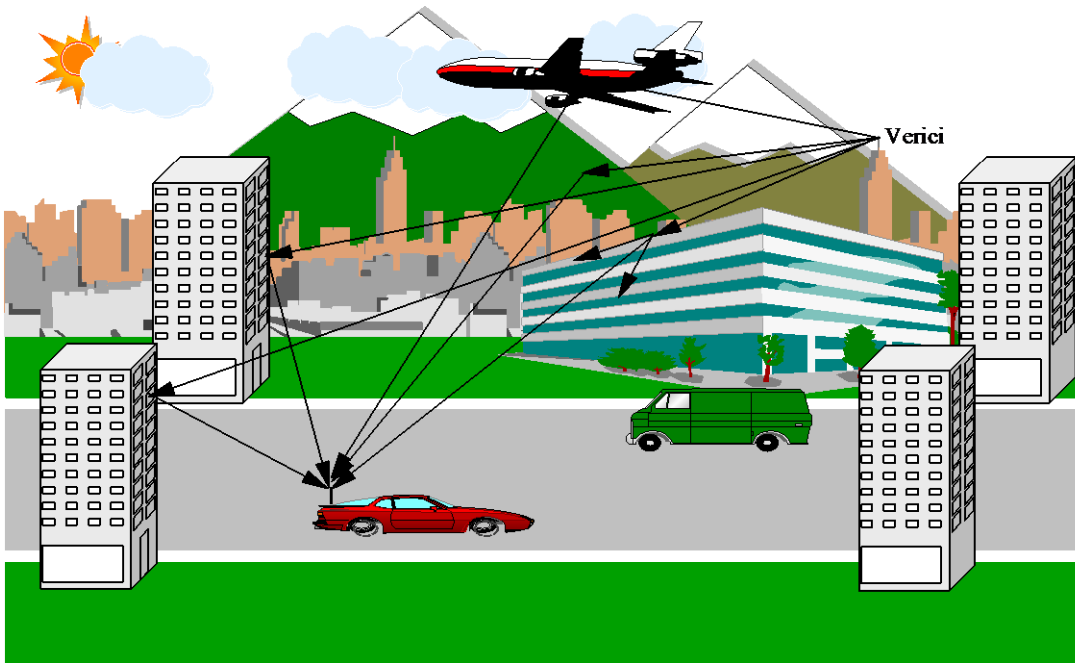
Kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımını belirlemede en önemli etken gezgin radyo kanalıdır [23]. Bu nedenle, taşınabilir cihazlar kullanılarak başarılı bir iletişim sistemi gerçekleştirilmek isteniyorsa, öncelikle birçok problemi bünyesinde taşıyan gezgin iletişim kanalının çok iyi anlaşılması gerekir. Verici ile alıcının birbirini direk görebileceği durumlar olsa da, genellikle binalar, ağaçlar, dağlar gibi çeşitli doğal ve insan yapımı engeller iletim ortamının bozulmasına neden olurlar. İşaret, alıcıya tek bir yol takip ederek ulaşmaz. Genellikle işaretin birçok kopyası farklı yollardan, farklı gecikmelerle, farklı genlik ve fazlara sahip olarak alıcıya ulaşırlar. Bütün bu işaretler alıcıda toplanmakta ve sonuçta seviyesi çok hızlı değişen bir işaret elde edilmektedir. Aynı zamanda kullanıcının hareket halinde olduğu da düşünülecek olursa, alınan işaretin seviyesindeki değişimler çok daha büyük ve hızlı olacaktır. Bunlara ek olarak, farklı yolları kat ederek gelen işaretlerin oluşturacağı gecikme yayılması (*delay spread*), yüksek hızlı veri iletiminin önündeki en büyük engel olarak görülen Simgeler Arası Girişime (*Inter Symbol Interference, ISI*) neden olur.

1.5.1. Radyo Dalgalarını Yayılımı

Elektromagnetik dalga yayılımının arkasındaki mekanizmalar çeşitlilik gösterebilir de, genelde yansıma (*reflection*), kırınım (*diffraction*) ve saçınım (*scattering*) nitelikleri taşır [23]. Yansıma, elektromagnetik dalganın dalga boyuna oranla çok büyük bir cisimle etkileşimi sonucunda ortaya çıkar. Yansımalar daha çok yeryüzünden, binalardan ve duvarlardan olur. Kırınım, verici ile alıcı arasındaki yol kuleler, tepeler, bina kenar ve köşeleri gibi keskin düzensizliklere sahip yüzeyler tarafından engellendiğinde ortaya çıkar. Saçınım ise, dalganın ilerlediği ortamdaki nesnelerin boyutlarının dalga boyuna oranla daha küçük ve sayılarının

büyük olduğu durumlarda ortaya çıkar. Pürüzlü yüzeyler, küçük nesnelere ve ağaç, dal ve yaprakları saçılmış dalgalara neden olurlar.

Özellikle kentsel alanlardaki hücreli sistemlerin çoğunda veri ile alıcı arasındaki direkt görüş (*Line of Sight, LOS*) bulunmaz ve direkt görüşü engelleyen yüksek binalar önemli kırınım kayıplarına neden olurlar. Çeşitli engellerden yansıyarak ve farklı uzunlukta yollar kat ederek alıcıya ulaşan dalgalar çok yollu yayılıma (*multipath propagation*) neden olurlar. Bu dalgaların gücü de verici ile alıcı arasındaki uzaklığa bağlı olarak azalır.



Şekil 3. Çoklu yayılımın meydana gelişi.

Verici ile alıcının birbirini göremediği durumlarda, yani direkt görüş yokken, alınan işaretin zarfındaki değişimler Rayleigh dağılım fonksiyonu ile modellenebilir ve bu tür kanallar "*Rayleigh kanal*" olarak adlandırılırlar [23], [24].

1.5.2. Kanalin Vuruş Tepkisi

Vuruş tepkisi (*impulse response*), bütün sistemlerde olduğu gibi kanalın analizi açısından gerekli olan bilgileri bünyesinde taşır. Alınan işaret ile kanalın vuruş tepkisi birbiriyle doğrudan ilişkilidir. Gezgin radyo kanalı, vuruş tepkisi zamanla değişen doğrusal bir filtre olarak modellenebilir [23], [24]. Vuruş tepkesindeki zamana bağlı değişimler alıcının uzayda hareketine bağlıdır. Eğer alıcının konumu sabit ise, kanalın zamanla değişimi ortadan kalkar. Bu durumda kanal, zamanla değişmeyen doğrusal bir sistem olarak modellenebilir. Sonuç olarak kanalın vuruş tepkesinin zaman ve konuma bağlı olarak değiştiği söylenebilir. Böyle bir kanal için vuruş tepkisi $h(d, t)$ ile iki değişkenli bir fonksiyon olarak gösterilebilir. Burada d , verici ile alıcı arasındaki uzaklığı temsil etmektedir.

Kanaldan gönderilen işaret $x(t)$ olmak üzere, vericide d kadar uzaklıktaki alıcıda alınan işaret $y(d, t)$, gürültü göz ardı edilir ise, $x(t)$ ile kanalın vuruş tepkisi $h(d, t)$ 'nin katlamalı olarak yazılabilir. Bu durumda

$$y(d, t) = x(t) * h(d, t) \quad (2)$$

olur. Burada “*” katlama işlemini göstermektedir. Eğer alıcının hızı sabit ise, alınan işaret sadece zamanın bir fonksiyonu olacaktır. Bu durumda

$$y(t) = x(t) * h(d, t) \quad (3)$$

olacaktır. katlama işlemi de integral işlemi ile değiştirilecek olursa

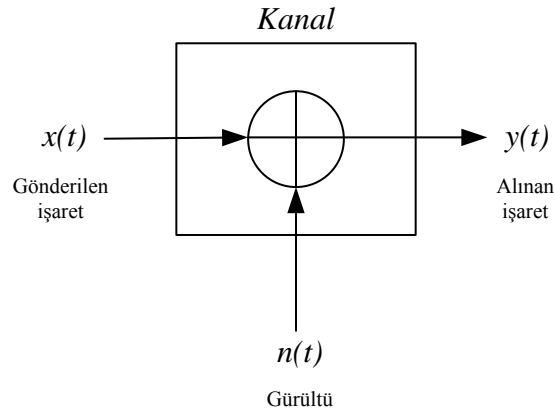
$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(vt, t - \tau)d\tau \quad (4)$$

olarak yazılabilir. Burada v alıcının hızını gösterir. Nedensel bir sistem olarak kanal için, eğer $t < 0$ ise, $h(vt, t) = 0$ yazılabilir. Bu durumda aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(vt, t - \tau)d\tau \quad (5)$$

1.5.3. Toplanır Beyaz Gauss Gürültü (AWGN) Kanal Modeli

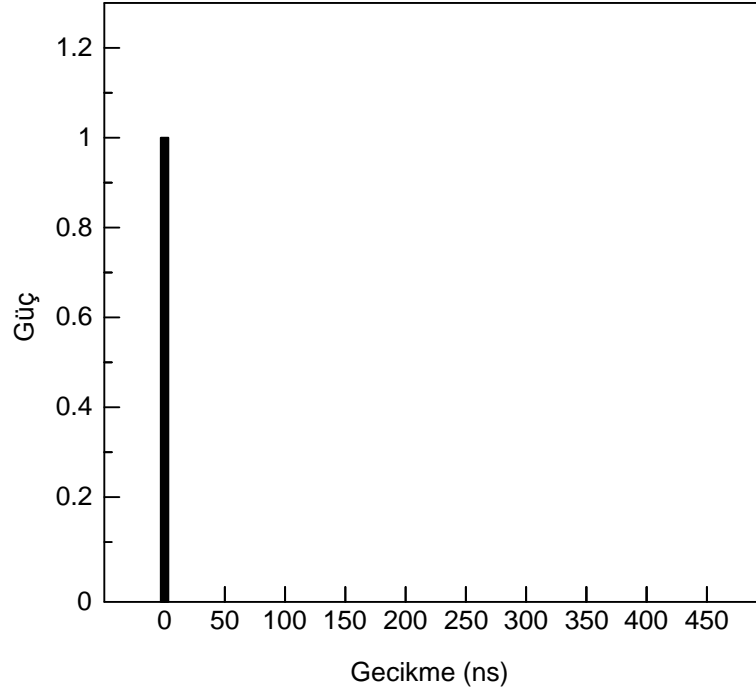
Gönderilen işaretin sadece beyaz Gauss gürültüsü (*Additive White Gaussian Noise, AWGN*) ile bozulduğu durumdaki kanal “AWGN Kanal” olarak adlandırılır. Aslında bu ideal durumu temsil etmektedir. Gönderilen işaretin genliğinde ve fazında herhangi bir bozulma söz konusu değildir. Kanalda işaret sadece beyaz Gauss gürültüsü eklenmektedir. Şekil 4’te AWGN kanal yapısı verilmektedir [23], [25].



Şekil 4. AWGN kanalın gösterimi

AWGN kanal çıkışındaki işaret

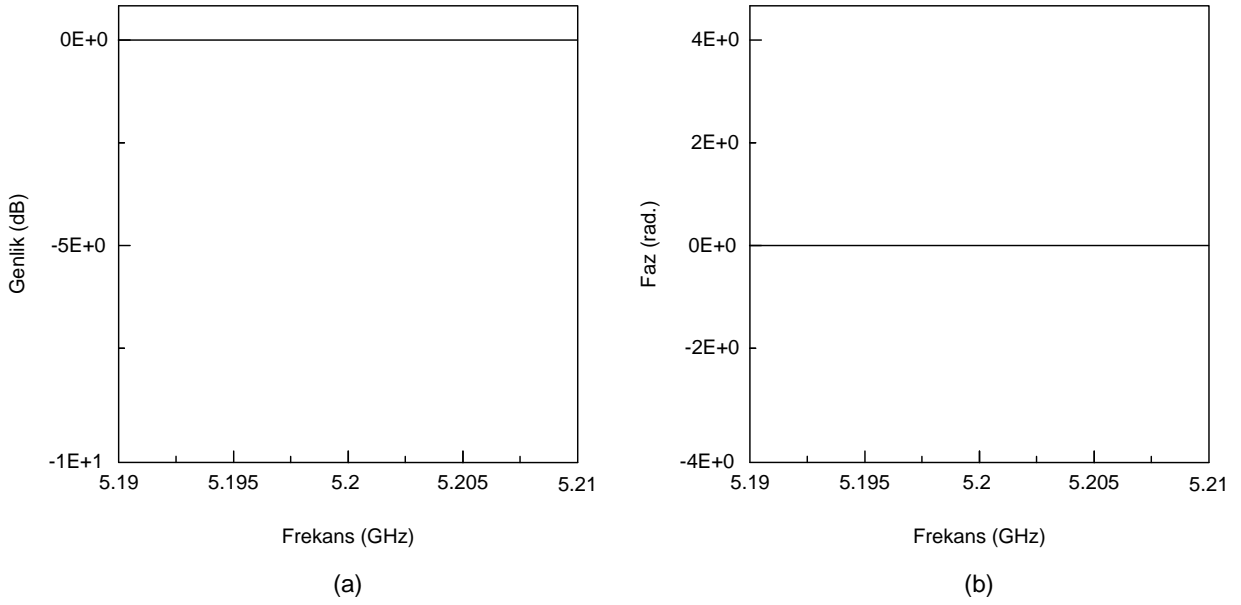
$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= x(t) + n(t) \end{aligned} \quad (6)$$



Şekil 5. AWGN kanalın normalize güç profili

olarak yazılabilir. Burada $n(t)$ güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Ayrıca $h(t) = \delta(t)$ 'dir. Şekil 5'te AWGN kanalın normalize güç profili verilmektedir. Sadece $t=0$ 'da bir dal (*tap*) bulunmaktadır.

Şekil 6'da ise AWGN kanalın frekans tepkisi $H(f)$ görülmektedir. Burada bant genişliği 20 MHz ve merkez frekansı 5.2 GHz olarak alınmıştır. Görüldüğü gibi kanal kazancı $H(f)=0$ dB ve faz kayması $\arg(H(f))=0$ radyan'dır. Yani kanal herhangi bir zayıflamaya ve faz dönmesine neden olmamaktadır. Bu, kanalın ideal olma durumudur.



Şekil 6. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik (b) Faz

1.5.4. Rayleigh Kanal Modeli

Çok yollu yayılımda alıcıya ulaşan işaretin çeşitli nesnelere yansırarak, kırınım ve saçınımına uğrayarak gelen, birbirinden bağımsız ve birbirine özdeş dalgaların toplamında olduğu kabul edilmektedir [23], [25]. Bu işaretin genliklerinin eşit, varış açılarının ise $0-2\pi$ arasında düzgün dağılıma sahip olduğu varsayılmaktadır. Her biri bir rastlantı değişkeni olarak kabul edilen bu işaretin toplamı, merkezi limit teoremine göre, $N \rightarrow \infty$ durumunda Gauss olasılık yoğunluk dağılımına sahip olur [23], [8]. Fakat uygulama sonsuz sayıda ışın almak mümkün olmadığından, Şekil 7’de verilen 8 veya 16 ışınlı modeller kullanılmaktadır [23], [26]. 6’dan çok ışın alınarak yapılan benzetimle elde edilen dağılım ile gerçek dağılım arasındaki hata oldukça küçüktür [23], [25].

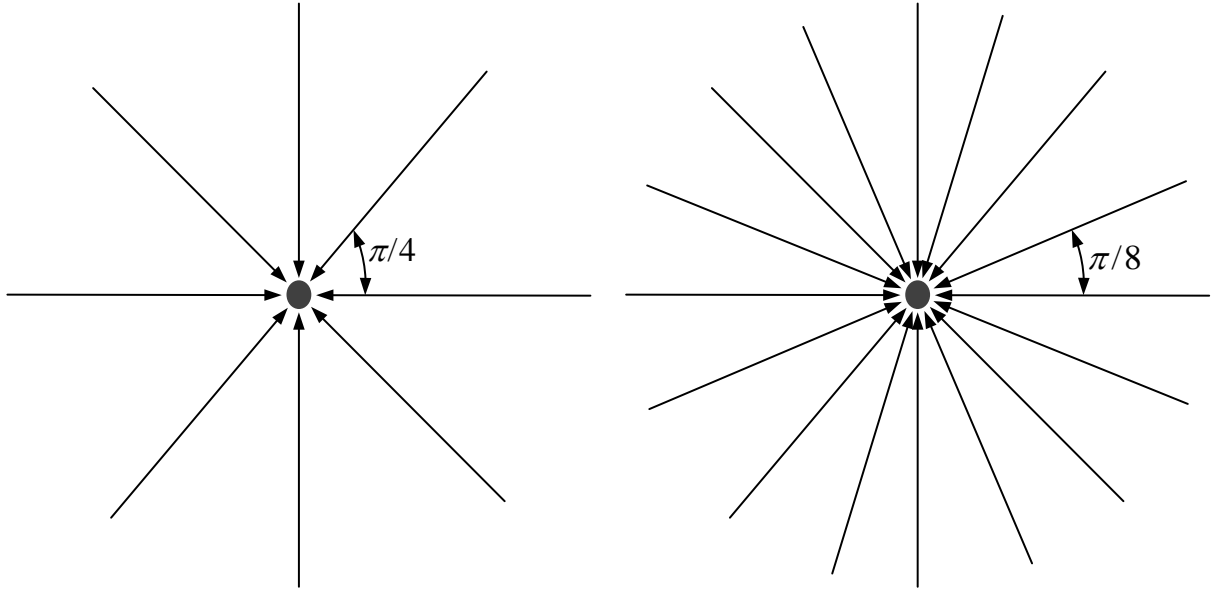
Şekil 7’de görüldüğü gibi, N ışınlı modele i , ışın için varış açısı

$$\theta_i = \frac{2\pi(i-1)}{N}, i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

olarak hesaplanabilir. Kanal modelinin eş evreli I ve dik evreli Q bileşenleri matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir [23], [27].

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (8)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (9)$$



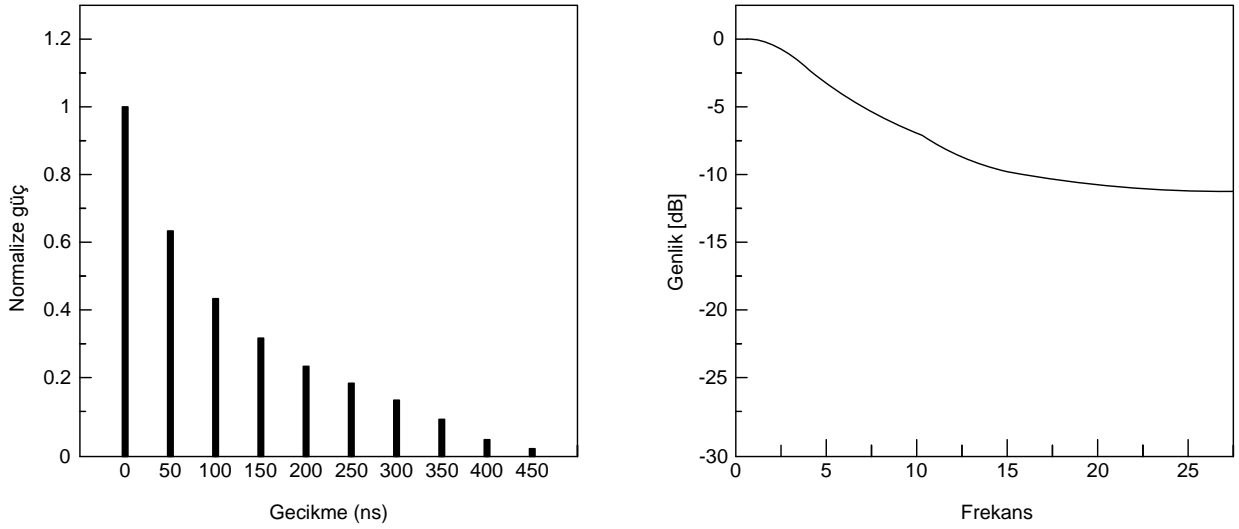
Şekil 7. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller

Burada, k benzetim adım indeksini, T_s örnekleme periyodunu, v kullanıcı hızını, α_i i . ışının başlangıç varış açısını ve λ ise taşıyıcı dalga boyunu temsil etmektedir. Kanal katsayısı

$$h(kT_s) = I_k + jQ_k \quad (10)$$

olarak elde edilir. Elde edilen bu model dar bantlı bir kanalı modellemek için yeterli olmasına rağmen, geniş bantlı kanalı modellemek için yeterli değildir. Geniş bantlı kanalın doğrusal bir filtre olarak dikkate alınması gerekmektedir [23], [24], [27], [8]. Doğrusal filtrenin her bir katsayısı, dar bantlı kanal katsayısının hesaplandığı gibi hesaplanır.

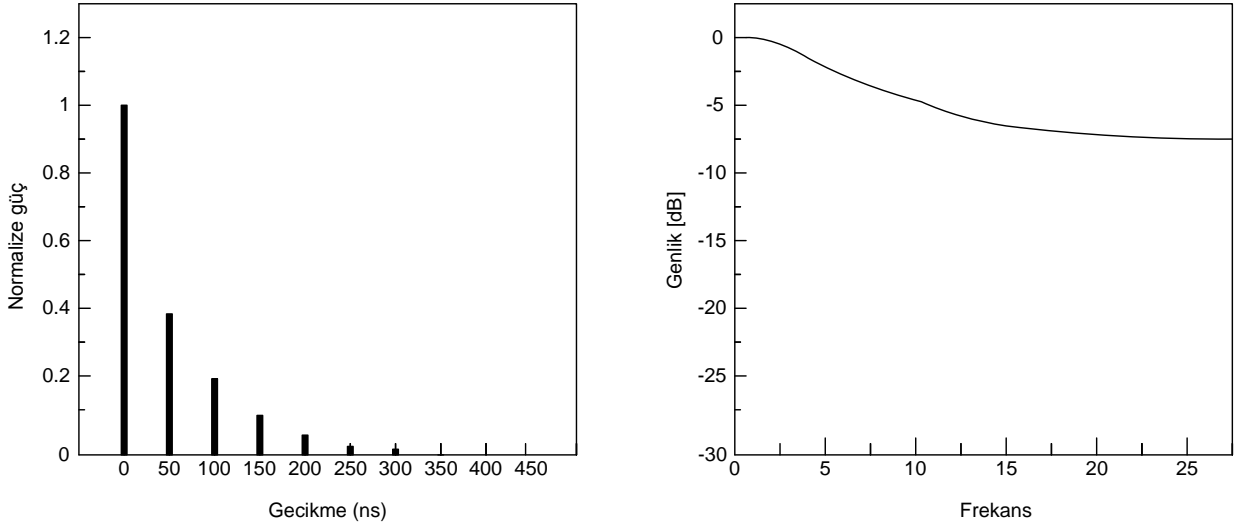
İletişim kanalı, dallı gecikme hattı (*tapped delay line, TDL*) filtre modeli ile temsil edilebilmektedir [23], [28]. TDL filtre modelinin her bir katsayısı dar bantlı kanal katsayısı gibi belirlenirken, bu katsayıların genlikleri kanal gecikme profilinin nasıl olacağını (üstel azalan, Laplacian veya Gaussian) belirlemektedir [23], [26].



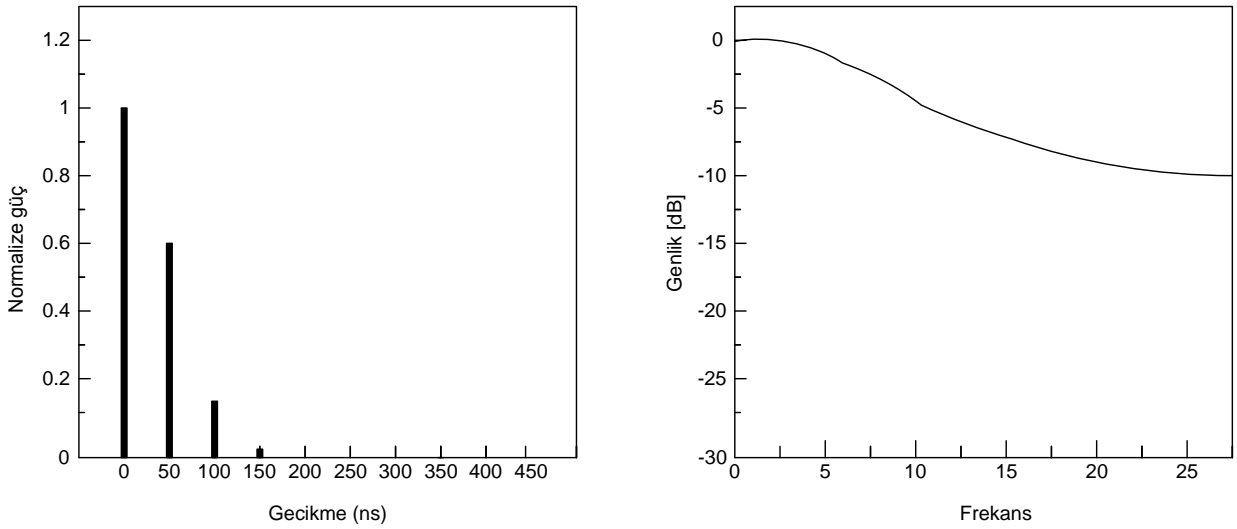
Şekil 8. Üstel azalan gecikme profili ve genlik spektrumu

Üstel azalan yoğunluk fonksiyonu

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{b} \exp\left[-\frac{x-a}{b}\right], & x > a \\ 0, & x < a \end{cases} \quad (11)$$



Şekil 9. Laplacian gecikme profili ve genlik spektrumu



Şekil 10. Gaussian gecikme profili ve genlik spektrumu

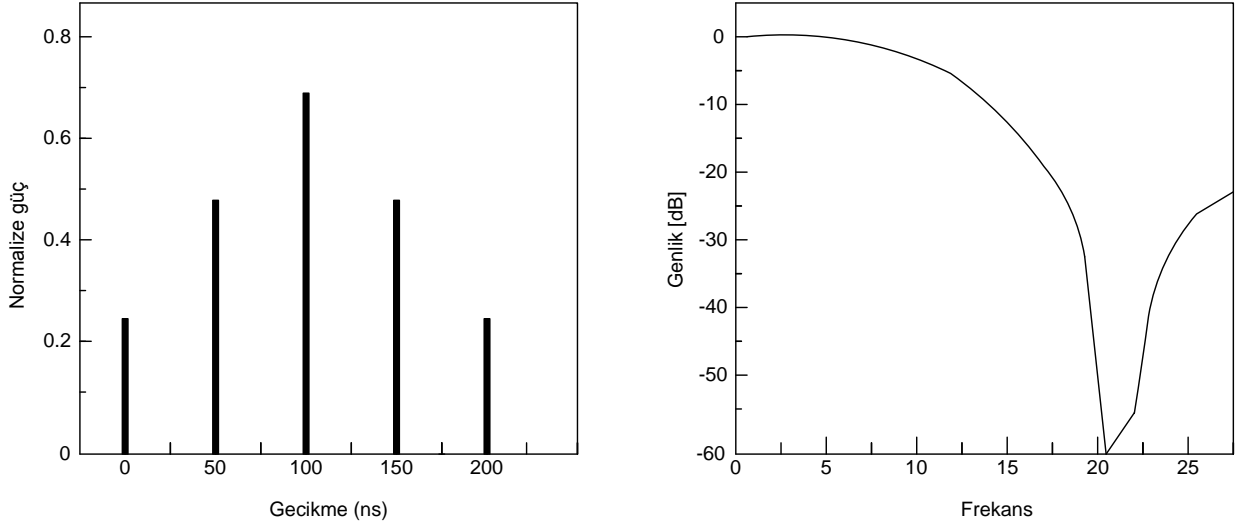
ile, Laplacian yoğunluk fonksiyonu

$$f(x) = a \exp[-|x - m|/b] \quad (12)$$

ile ve Gaussian yoğunluk fonksiyonu ise

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp[-(x - a_x)^2/2\sigma_x^2] \quad (13)$$

ile verilemektedir [23], [29].



Şekil 11. Proakis gecikme profili ve genlik spektrumu

Gerçel ve sanal kısımları Gaussian dağılıma sahip karmaşık bir rastgele değişkenin zarfı Rayleigh dağılıma sahip olur ve aşağıdaki ifade ile verilir [23], [24]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2/2\sigma^2), & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & , \quad r < 0 \end{cases} \quad (14)$$

Şekil 8, 9 ve 10'da da görüldüğü gibi, üstel azalan, Laplacian ve Gaussian tipi gecikme profiline sahip kanalların genlik spektrumları arasında çok büyük fark yoktur. Oysa, Proakis tipi gecikme profiline sahip kanalın genlik spektrumu, Şekil 11'de de görüldüğü gibi oldukça kötüdür. Bazı frekans bileşenlerinin aşırı zayıflamaları nedeniyle, bu kanala ait başarımlar oldukça düşük olacaktır.

1.6. Gürültü

Gürültü, elektriksel sistemlerden kaynaklanan istenmeyen bozucu etkilerdir. Gürültünün işaret üzerinde engelleyici ve maskeleyici etkileri vardır [22]. Bu etki alıcının gürültüye karşı başarısına göre veriyi etkiler. Gürültünün oluşma nedeni yapay ya da doğal birçok kaynak olabilir. Yapay gürültülere örnek olarak kısa süreli anahtarlamaları, elektromanyetik yayımları verilebiliriz. Doğal olarak ise atmosferden, güneşten veya diğer kaynaklardan dolayı gürültü oluşabilir.

İyi bir mühendislik ile tasarımılanmış olan sistemler birçok gürültüyü etkisiz hale getirebilir, istenmeyen etkilerini filtreleyebilir, koruyucu önlemler alabilir ya da karşı etkili modülasyon teknikleri kullanabilirler.

1.6.1. Beyaz Gürültü

Haberleşme sistemlerinde $n(t)$ şeklinde gösterilen gürültü

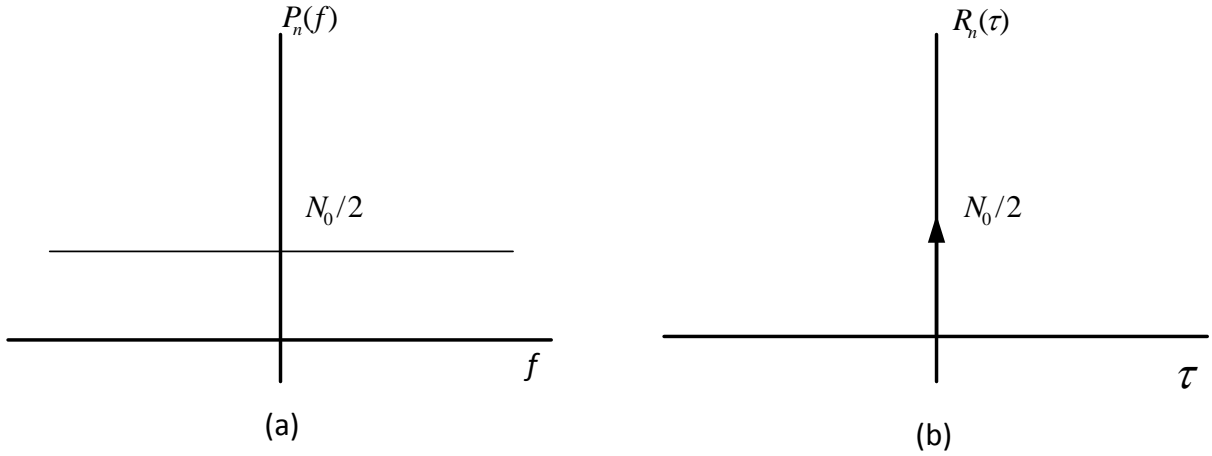
$$P_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (W/hz) \quad (15)$$

şeklinde bir güç spektral yoğunluğuna sahip olduğunda *beyaz gürültü* olarak adlandırılmaktadır [30]. Paydadaki 2 faktörü, $P_n(f)$ 'in Şekil 12.(a)'da gösterildiği gibi çift-yanlı bir güç spektral yoğunluğunu ifade ettiğini belirtmek için kullanılmaktadır.

Beyaz gürültünün öz ilinti fonksiyonu

$$P_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (16)$$

olarak bulunmaktadır. Şekil 12.(b)'de beyaz gürültünün öz-ilinti fonksiyonu gösterilmektedir.



Şekil 12. Beyaz gürültünün (a) güç spektral yoğunluğu ve (b) özilinti fonksiyonu [10].

Beyaz ışık, elektromanyetik ışımanın görünür bölgesindeki tüm frekans bileşenlerini eşit oranda barındırmaktadır. Beyaz gürültü adı, gürültünün güç spektral yoğunluğunun tüm frekanslarda eşit olmasıyla beyaz ışığa benzerliğinden dolayı kullanılmaktadır.

Beyaz gürültü tanım itibariyle sonsuz bir frekans bandını kapsamaktadır. Normalde gürültünün tam olarak beyaz gürültü olma ihtimali bulunmamaktadır. Fakat, gerçek sistemlerde karşılaşılan gürültü yaklaşık olarak beyaz gürültü kabul edilmektedir. Gerçek sistemlerin bulunduğu frekans bandı sınırlı olduğundan gürültünün kapsadığı frekans bandı, sistemin çalışma bandından oldukça büyük olduğu sürece sistemdeki gürültü, beyaz gürültü olarak kabul edilmektedir.

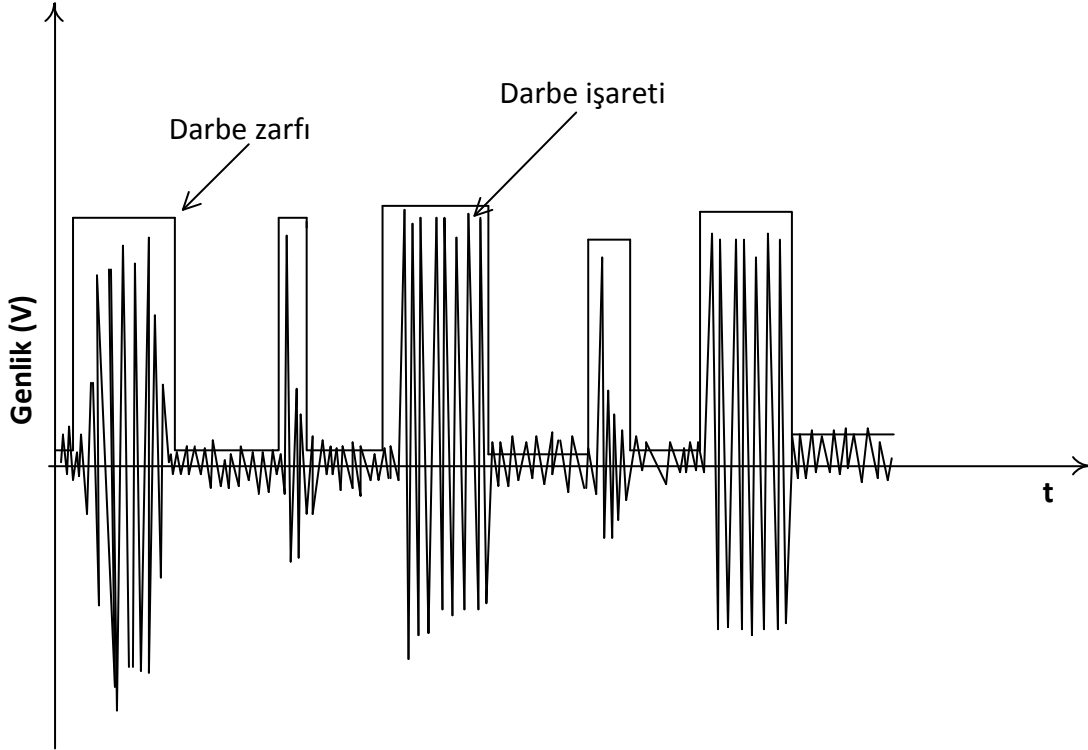
1.6.2. Dürtü Gürültü

Periyodik olan ya da olmayan, yüksek genlikli ama kısa süreli gürültülerdir. Ölçümler göstermiştir ki dürtülerin ana sebebi devredeki anahtarlamalar ve devreye giriş çıkış yapan elemanlardır. Dürtülerin süreleri birkaç mikro saniye ile bir kaç mili saniye arasında değişmektedir. Tekrarlama süresi tam olarak belli olmamakla birlikte 0.1 sn ile 1 sn arasında değişir. Güç spektral yoğunlukları 50 dB'nin üzerine çıkabilmekte ve bu durum veri iletimini aksatabilmektedir [31].

Genel bir darbe gürültü fonksiyonuna ulaşmak üzere yapılan çalışmalar sonucunda

$$n_{imp}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} A_i \cdot p\left(\frac{t-t_{a,i}}{t_{w,i}}\right) \quad (17)$$

fonksiyonu elde edilmiştir. t_w dürtü genişliği, A dürtü genliği, t_a iki dürtü arasında geçen süre, $p\left(\frac{t}{t_w}\right)$ genelleştirilmiş dürtü fonksiyonudur [32].

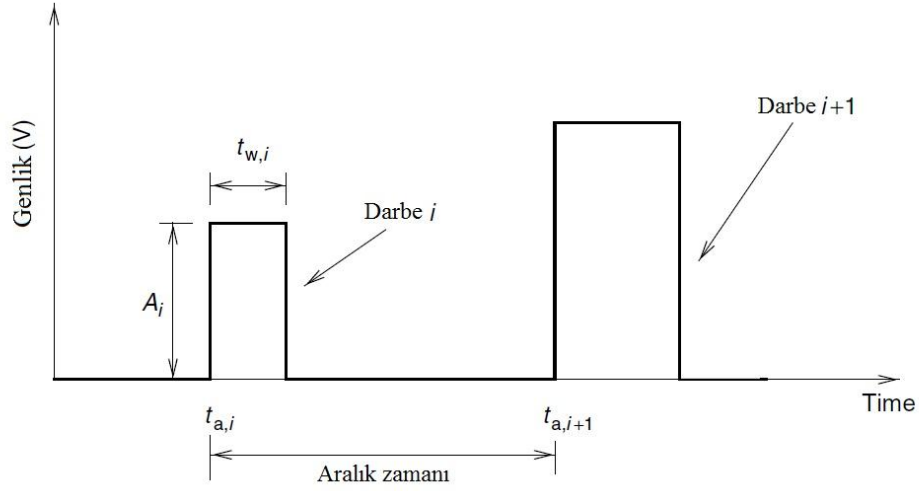


Şekil 13. Bir güç hattı haberleşme ağında ölçülmüş gürültülerin zaman bölgesinde gösterimi [33].

Dürtülerle ilgili yapılan ölçümler sonucunda ulaşılan sonuçlara göre dürtülerin %90'unun genliği 100 ile 200 mV arasında gerçekleşmektedir. %1'den daha az bir kısmı 2V'u geçmez. Dürtü süreleriyle ilgili ise %1'lik bir kısmı $500\mu s$ 'yi geçerken %0.2'lik bir kısmı 1ms'yi aşmaktadır. Son olarak iki darbe arasındaki süre %90'nında 200 ms'nin altında ölçülmüş. %30 kadarlık bir kısım ise 10 ile 20 ms saniye arasında gerçekleşmiştir [33].

1.6.2. Dar Bantlı Gürültü

Dar bantlı gürültünün ifadesi olan $n_{narrow}(t)$, N tane birbirinden bağımsız sinüzoidal işaretin toplamıdır.



Şekil 14. Dürtü gürültü sınıf modellemesi kullanılarak hazırlanmış darbe modeli [32].

$$n_{narrow}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (18)$$

f_i işaretinin frekansı, $A_i(t)$ genliği ve φ_i fazıdır [31].

Bu gürültü birkaç alt bantı işgal edebilmektedir ve belirli bant aralıklarında uzun sürelerde girişime sebep olmaktadır. Temel oluşma nedeni TV ve Radyo yayınlarının haberleşme ağındaki girişimleridir. Genliği gün içinde değişiklik gösterirken, atmosferin yansıtma oranını gece arttırması nedeniyle geceleri daha etkilidir [32].

1.7. Modülasyon ve Demodülasyon

En genel anlamda bir işaretin belirli bir özelliğinin başka bir işarete (bilgi işaretine) bağlı olarak değiştirilmesi işlemi modülasyon olarak adlandırılmaktadır [30]. Belirli bir özelliği bilgi işaretine bağlı olarak değiştirilen işaretin tek işlevi diğer işaretin bilgisini vericiden alıcıya taşımak olduğundan, bu işaret taşıyıcı olarak adlandırılmaktadır. Çoğu haberleşme kanalı geçiş bandında (yüksek frekanslardaki frekans aralığında) yer aldığından iletim aşamasında tabanbant bilgi işaretinin frekans spektrumunun geçiş bandına kaydırılması gerekmektedir. Bu işlevi gerçekleştirmek için, frekansı geçiş bandı kanalının frekans aralığı içerisinde yer alan sinüzoidal (sinüs veya kosinüs) bir taşıyıcı işareti kullanılmaktadır. Taşıyıcı işareti kullanarak gerçekleştirilen taşıyıcı modülasyonu sonucunda tabanbant bilgi işareti ara frekansa veya radyo frekansına modüle edilmektedir.

Bilgi işaretine bağlı olarak taşıyıcı genliğinin, frekansının veya fazının değiştirilmesi mümkün olmaktadır. Bilgi işaretine bağlı olarak taşıyıcı genliğinin değiştirilmesi genlik modülasyonu, taşıyıcı frekansının değiştirilmesi frekans modülasyonu, taşıyıcı fazının değiştirilmesi ise faz modülasyonu olarak adlandırılmaktadır.

Sayısal bilgi işaretinde mevcut sembol adedine bağlı olarak, taşıyıcı genliği, frekansı veya fazı sınırlı sayıda farklı değerler alabilmektedir. Taşıyıcı parametresinin (genlik, frekans veya faz) iletilecek sayısal bilgi sembolüne bağlı olarak, sınırlı sayıdaki olası değerler belirlenmesi bir anahtarlama işlemini andıracağından temel sayısal modülasyonların adlandırılmasında anahtarlama tabiri kullanılmaktadır. Sayısal bilgi işaretine bağlı olarak taşıyıcı genliğinin modüle edilmesi Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (*ASK-Amplitude Shift Keying*), taşıyıcı frekansının modüle edilmesi Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (*FSK-Frequency Shift Keying*), taşıyıcı fazının modüle edilmesi Faz Kaydırmalı Anahtarlama (*PSK-Phase Shift Keying*) olarak adlandırılırlar.

1.7.1. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama

FSK'nın genel analitik ifadesi

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M \quad (19)$$

Formülde ω frekans ile ilgili olan kısımdır. φ fazı temsil etmektedir ve genellikle keyfi bir değer alınır [34].

Sembol geçişlerinde bir frekanstan diğerine geçişte fazda herhangi değişiklik yoksa bu yapıdaki FSK'ya Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (*CPFSK-Continuous Phase Frequency Shift Keying*) adı verilir. Genel manadaki MFSK'da ise fazın sürekliliği önemli değildir. Her farklı sembol için ayrı frekanslı işaretler üretilerek semboller dalga formlarına kavuşturulurlar.

Birbirine dikgen iki işaretin korelasyonları 0 olduğu için demodülasyonda avantaj sağlamaktadır.

$$\int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t) dt = 0 \quad (20)$$

$s_1(t)$ ve $s_2(t)$ gibi iki işaretin korelasyonları sıfır ise bu işaretlerin birbirlerine dikgen oldukları anlaşılır.

7 farklı sembolün MFSK modülasyonu ile temsil edilebilmesi için,

$k = 1$ için $M = 2^1 = 2$ bu durumda 2 farklı sembol temsil edilebileceği için k arttırılmalıdır.

$k = 2$ için $M = 2^2 = 4$ bu durumda 4 farklı sembol temsil edilebileceği için k arttırılmalıdır.

$k = 3$ için $M = 2^3 = 8$ bu durumda 8 farklı sembol temsil edilebileceği için uygundur. Bu durum tüm karakterler için bir sembol atanabileceğini göstermektedir.

$$1.\text{sembol } 000 \rightarrow f_1 \rightarrow s_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi)$$

$$2.\text{sembol } 001 \rightarrow f_2 \rightarrow s_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi)$$

$$3.\text{sembol } 010 \rightarrow f_3 \rightarrow s_3(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_3 t + \varphi)$$

$$4.\text{sembol } 011 \rightarrow f_4 \rightarrow s_4(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_4 t + \varphi)$$

$$5.\text{sembol } 100 \rightarrow f_5 \rightarrow s_5(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_5 t + \varphi)$$

$$6.\text{sembol } 101 \rightarrow f_6 \rightarrow s_6(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_6 t + \varphi)$$

$$7.\text{sembol } 110 \rightarrow f_7 \rightarrow s_7(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_7 t + \varphi)$$

Bu sembollerin genel aşağıdaki gibidir.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi), \quad i = 1, \dots, 7 \quad (21)$$

1.7.2. FSK İşaretinin Tespiti

1.7.2.1. Eş Evreli Tespit

FSK'nın genel ifadesi;

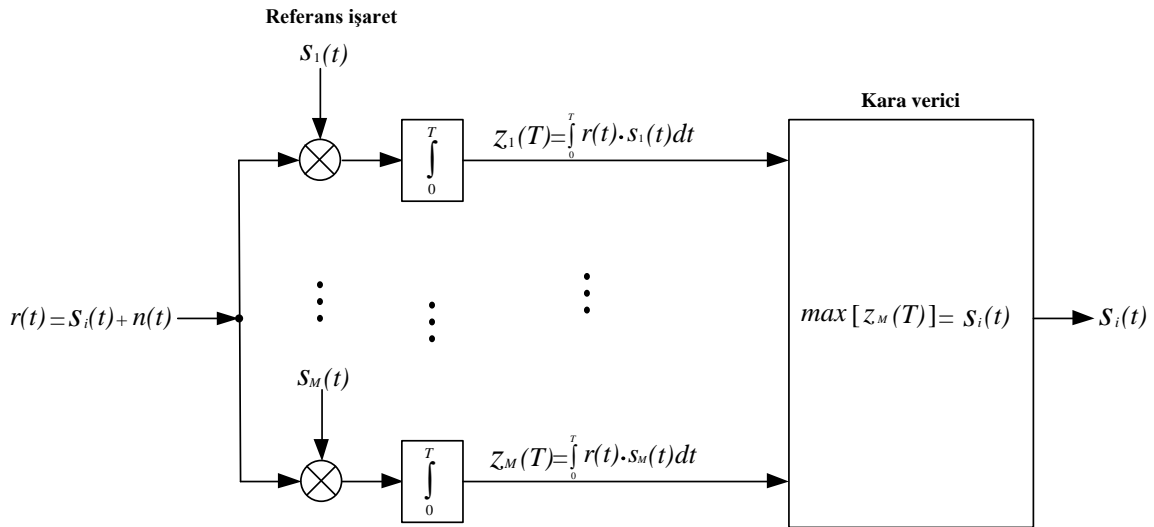
$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M \quad (22)$$

E , $s_i(t)$ işaretinin her bir T periyodundaki enerjisidir. Diğer sembollerin birbirleriyle dikgen olmasını sağlarken frekans geçişlerinde frekans aralıkları $M(i) \cdot 1/T$ ve $M = 1, \dots, M$ olarak alınır.

Eş evreli tespit işleminde işaret daha önce belirtilen genliğin normalize edilmiş hali ile oluşturulan referans işareti çarpılır.

$$a_{ij} = \int_0^T \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_i t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos(2\pi f_j t) dt = 0 \quad (23)$$

$$a_{ij} = \begin{cases} \sqrt{E}, & i = j \\ 0, & \text{diğer durum} \end{cases} \quad (24)$$



Şekil 15. Eş evreli tespit blok şeması [34]

1.7.2.2. Eş Evresiz Tespit

Bir Eş evresiz algılayıcı için işaret yapısı

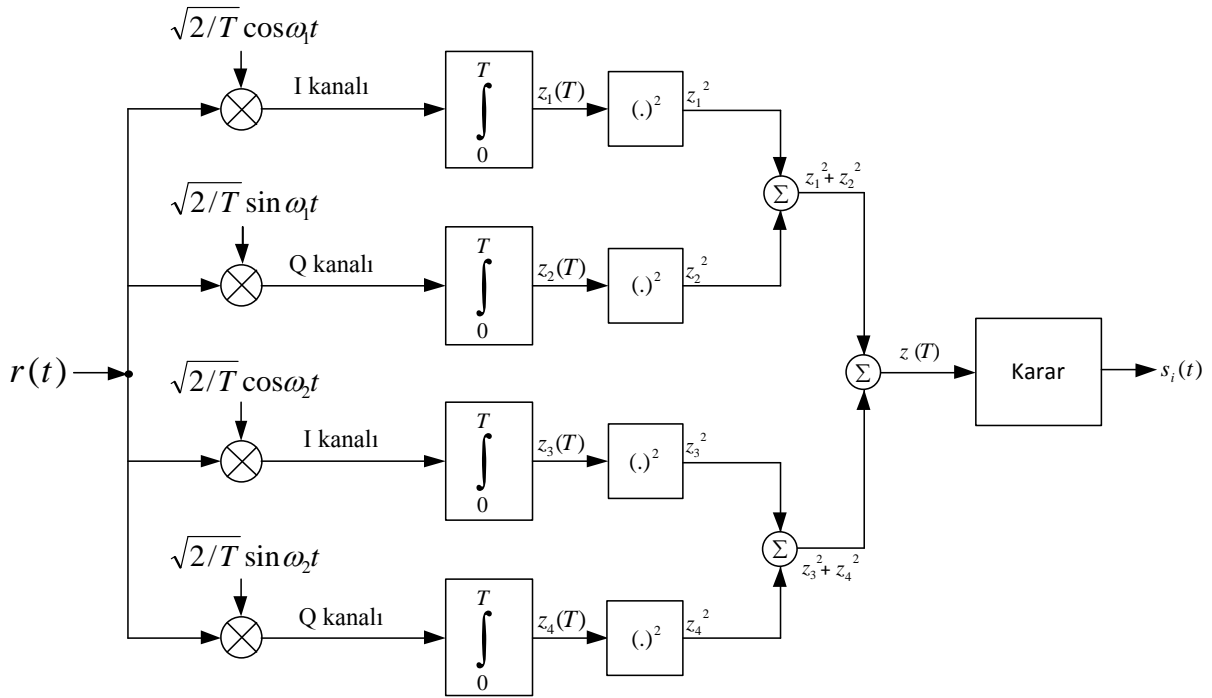
$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M \quad (25)$$

şeklindedir. Tespit işlemi korelatörler yardımıyla yapılacaktır. Donanım, fazı dikkate almayan bir enerji dedeksiyonu yapar. Bu nedenle eş evresiz algılayıcıda çift karar verici kullanılır.

Şekil 16'da gösterilen algılayıcıda ikili FSK işaretini algılamak I ve Q kanalları kullanılır. Dikkat etmeliyiz ki üstteki iki kol f_1 frekansını algılamak için ayarlanmıştır. I kolunun referans işareti

$$ref1 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos(2\pi f_1 t) \quad (26)$$

şeklindedir.



Şekil 16. Eş Evresiz Blok şeması [34]

Q kolunun referans işareti

$$ref2 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sin(2\pi f_1 t) \quad (27)$$

şeklindedir. Aynı şekilde alttaki iki kol f_2 frekansını algılamak için ayarlanmıştır. I kolunun referans işareti

$$ref3 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos(2\pi f_2 t) \quad (28)$$

şeklindedir.

Q kolunun referans işareti

$$ref4 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sin(2\pi f_2 t) \quad (29)$$

şeklindedir.

Alınan işaretin $r(t) = \cos(2\pi f_1 t) + n(t)$ olduğunu varsayalım. İşaret kendisiyle aynı frekansa sahip olan referans işaretiyle çarpıldığında çıkış olarak yüksek genlikli bir değer verir. Dolayısıyla şekil 16'da gösterilen algılayıcının ilk kolunun I kısmındaki *ref1* işaretiyle $r(t)$ işaretinin korelasyonu maksimum genlikli bir çıkış verecektir. Çünkü aynı frekansa sahiptirler. Diğer tüm kollardaki referans işaretleriyle dikgen oldukları için sıfıra yakın bir çıkış verecektirler.

1.8. Kodlama

Claude Shannon 1948 yılında yazmış olduğu “*A Mathematical Theory of Communication*” makalesi ile elektronik mühendisliğinin bir kolu olan bilgi teorisinin temellerini atmıştır [35]. Richard W. Hamming’in öncülüğünü yapmış olduğu hata düzeltme kodları da bilgi teorisinde de önemli rol oynamıştır. Daha sonra cebir ve kombinasyon ile birlikte kodlama teorisinde birçok gelişmeler sağlanmıştır. Matematik ve kodlama teorisi arasındaki bu etkileşim birçok açılımlara ve kolaylıklara vesile olmuştur.

Kanal kodlamanın temel amacı iletim hatalarını azaltmak olduğundan bu doğrultuda yapılan kodlamalar hata kontrol kodlaması olarak da adlandırılmaktadır [30]. Haberleşme sisteminde hata kontrolü sağlamak için tipik olarak veri dizinine, bilgi içermeyen ve sadece hata kontrolü sağlayan kontrol bitleri eklenmektedir. Eklenen kontrol bitleri bilgi içermediğinden işaret verisinde artıklık oluşturmaktadır.

Hata kontrolü için iki farklı yaklaşım mevcuttur: hata algılama ve hata düzeltme kodlaması. Hata algılama kodlamasında alıcı sadece hatanın meydana geldiğini algılayabilmektedir. Bu durumda alıcı çoğunlukla, vericiye bilginin hatalı olarak alındığını bildirmekte ve hatalı alınan bilginin tekrar iletilmesini istemektedir. Bu şekilde çalışan hata kontrol kodlaması, otomatik tekrar istemi veya otomatik yeniden iletim sorgusu (*ARQ, Automatic Repeat Request*) olarak adlandırılmaktadır. Bu tür sistemlerde, alıcının vericiye alındı (*ACK, Acknowledgement*) veya olumsuz alındı (*NACK, Negative Acknowledgement*) bilgilerini iletmesi gerektiğinden mutlaka çift yönlü bir haberleşme sistemine ihtiyaç duyulmaktadır. Alternatif olarak, haberleşme sisteminde hata düzeltme kodlaması kullanılabilir. Bu durumda alıcı, sadece hatayı algılamakla kalmayıp aynı zamanda hatayı düzeltebilmektedir. Daha karmaşık bir kodlama yapısı gerektiren hata düzeltme kodlaması, genelde ileri hata düzeltimi (*FEC, Forward Error Correction*) olarak adlandırılmaktadır. Hata düzeltme kullanıldığı takdirde alıcının tekrar iletim istemi yapması gerekmediğinden bu yaklaşım tek yönlü haberleşme sistemlerinde de kullanılabilir. Hata kontrol kodlaması sonucunda belirli sayıda bit hatasının algılanabilmesi veya düzeltilmesi sağlanmaktadır. Doğal olarak algılanabilecek veya düzeltilebilecek hata miktarı sınırlıdır ve çoğunlukla hata kontrol kodlamasının karmaşıklığına ve artıklığına bağlı olmaktadır.

Tezde kullanıldığı için Reed Solomon Kodlar, Blok Serpiştiriciler, Katlamalı Kodlar, Turbo kodlar ve Permütasyon kodlar hakkında bilgi verilmiştir.

1.8.1. Reed Solomon Kodları

Reed-Solomon kodların yaygın olarak kullanılmasının bir nedeni, çok iyi mesafe özelliklerine sahip olmalarıdır [30]. RS kodları belirli bir kodlayıcı giriş ve çıkış blok uzunluğu için olabilecek en büyük d_{min} değerini vermektedir. İkili olmayan kodları için iki kod sözcüğü arasındaki mesafe, kodların birbirlerinden farklı olduğu sembol miktarı olarak tanımlanmaktadır. RS kodları için minimum mesafe $d_{min} = n - k + 1$ olarak bulunmaktadır. Bu nedenle RS kodların hata düzeltme yeteneği

$$t = \left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor \quad (30)$$

olarak bulunmaktadır. Burada $(n - k)$ kodlayıcının eklediği kontrol sembol miktarını gösterdiği için, RS kodlarında t sembol sembol hata düzeltimi için bilgi bloğuna $2t$ adet eşlik sembolü eklenmesi gerektiği görülmektedir. RS kodunda her sembol m bit bilgi taşıdığı takdirde $n = 2^m - 1$ olmakta ve t sembol hata düzeltimi için $k = 2^m - 1 - 2t$ kullanılmaktadır.

RS kodların bir diğer önemli özelliği verimli çözümlene algoritmalarının mevcut olmasıdır. Bu sayede uygulamada göreceli olarak uzun kod sözcükleri kullanılabilir. Bu sayede uygulamada göreceli olarak uzun kod sözcükleri kullanılabilir.

Reed-Solomon kodları, ikili olmayan yapıları nedeniyle özellikle çok seviyeli iletim için uygun bir kodlama yaklaşımı sağlamaktadır. RS kodları çoklu sembol hatası düzeltimi için uygun bir kodlama yöntemi sağlamak ve uygulamada çözümlene hatalarına karşı özellikle sembol serpiştirmeyle birlikte kullanılmaktadırlar.

1.8.2. Serpiştiriciler

Çoğu kodlama yöntemi, haberleşme kanalındaki hataların AWGN kanalında olduğu gibi istatistiksel açıdan birbirinden bağımsız olduğu varsayılarak geliştirilmiştir [30]. Fakat özellikle gezgin haberleşme sistemlerinde meydana gelen çok yolluluk ve sönümlene etkilerinden dolayı toplu sembol hataları meydana gelebilmektedir. Toplu sembol hatalarında ardışık sembollerin tamamı etkilendiğinden örneğin bir kod sözcüğünün tamamı etkilenebilmekte ve tek başına kodlama bu durumda çoğunlukla fayda sağlamamaktadır.

Toplu sembol hatalarına karşı hata kontrol kodlarının geliştirilmesi mümkün olmakla beraber, yapılabilecek çok basit bir işlem, kodlanmış verinin serpiştirilmesi olmaktadır. Bu sayede toplu sembol hataları istatikselsel anlamda bağımsız hatalara dönüştürülmekte ve kodlama sayesinde hata düzeltimi sağlanarak sistemin etkilenmesi önlenmektedir. Bu durumda serpiştirmeyle beraber bağımsız kanal hataları için geliştirilmiş kanal kodları kullanılabilir.

Blok kanal kodlama için çoğunlukla blok serpiştiriciler kullanılmıştır. Blok serpiştiriciler veriyi blolar halinde biçimlendirmektedirler. Blok serpiştiricilerin çalışma mantığı Şekil 17 ve Şekil 18’de gösterilmektedir. Bu örnekte yineleme kullanılarak her bit önce beş kez tekrarlanmakta, sonra serpiştirme ile toplu sembol hatalarına karşı dayanıklı hale getirilmektedir. Şekil 17’de gösterilen örnekte görüldüğü gibi serpiştirme kullanılmadığı takdirde toplu sembol hatası nedeniyle ardışık bitlerde meydana gelen hatalar sonucunda alıcıda sembollerin doğru olarak çözümlenmesi mümkün olmamakta ve kanal kodlama fayda sağlamamaktadır. Serpiştirilme kullanıldığı takdirde ise hatalar değişik sembollere dağıtıldığından kanal kodlama sayesinde hata düzeltimi gerçekleştirilebilmektedir.

Serpiştirmesiz İletim					
Bilgi dizini	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
Yineleme kodlaması	$b_1b_1b_1b_1b_1$	$b_2b_2b_2b_2b_2$	$b_3b_3b_3b_3b_3$	$b_4b_4b_4b_4b_4$	$b_5b_5b_5b_5b_5$
Serpiştirmesiz iletim	$b_1b_1b_1b_1b_1$	$b_2b_2b_2b_2b_2$	$b_3b_3b_3b_3b_3$	$b_4b_4b_4b_4b_4$	$b_5b_5b_5b_5b_5$
Haberleşme kanalı (toplu sembol hatası)					
Alınan veri	$b_1b_1b_1b_1b_1$	$b_2b_2xxxxxxx$	$b_4b_4b_4b_4$	$b_5b_5b_5b_5$	$b_5b_5b_5b_5$
Serpiştirmeli iletim	$b_1b_1b_1b_1b_1$	b_2b_2xxx	$xxxxx$	$x b_4b_4b_4b_4$	$b_5b_5b_5b_5$
Çözümlenen bilgi	b_1	?	?	b_4	b_5

Şekil 17. Serpiştirmesiz iletim [30]

Seriştirilmeli İletim					
Bilgi dizini	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
Yineleme kodlaması	$b_1b_1b_1b_1b_1$	$b_2b_2b_2b_2b_2$	$b_3b_3b_3b_3b_3$	$b_4b_4b_4b_4b_4$	$b_5b_5b_5b_5b_5$
Seriştirilmeli iletim	$b_1b_2b_3b_4b_5b_1b_2b_3b_4b_5b_1b_2b_3b_4b_5b_1b_2b_3b_4b_5$				
Haberleşme kanalı (toplu sembol hatası)					
Alınan veri	$b_1b_2b_3b_4b_5b_1b_2xxxxxxx b_2b_3b_4b_5b_1b_2b_3b_4b_5$				
Seriştirilmeli iletim	$b_1b_1xxb_1$	$b_2b_2xb_2b_2$	$b_3xxb_3b_3$	$b_4b_4b_4b_4b_4$	$b_5xxb_5b_5$
Çözömlenen bilgi	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5

Şekil 18. Seriştirilmeli iletim [30]

1.8.3. Katlamalı Kodlar

Katlamalı kodlar ilk kez 1955'te Elias tarafından ileri sürölmüştür [36], [37]. Katlamalı kodlar günümüzde kullanımı yaygınlaşmış güçlü kodlar olup bir kaç tane giriş bilgisi üzerinden koda özgü fonksiyonlar kullanarak katlanması ile kodlanmaktadır. Bir başka değişle katlamalı kodlar, veri bitlerinin sonlu duruma sahip lineer kaydırmalı kaydedicilerden geçirilerek iletilmesi ile oluşmaktadır. Genel olarak katlamalı kodlayıcının çıkışındaki n adet çıkış biti, k adet giriş bitinin, kaydırmalı kaydediciler içerisinde saklanan m adet bit ile lineer kombinasyonu sonucunda elde edilmektedir. Bu durumda kodlayıcı hızı $R=k/n$ olmaktadır. Her bir çıkışın bağlı olduğu bitlerin toplam sayısı, sınır uzunluğu, L , olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca, katlamalı kod çözücöde kullanılan algoritma tamamen demodölatör çıkışındaki yumuşak bilgiye dayalıdır.

İlk pratik kod çözücü algoritması 1961'de Wozencraft ve Reiffen' in ardışık kod çözücü algoritmasıdır [38]. Bu algoritma daha sonra 1963'te Fano [39] ve 1969'da Jelinek [40] tarafından geliştirilmiştir. Yalnız bu algoritma, kodlamada büyük bir başarı sağlmasına rağmen 1967 yılında ortaya çıkan Viterbi algoritması [41], [42] ile popülerliğini kaybetmiştir. Günümüzde Viterbi algoritması katlamalı kodlar için optimum çözücü teşkil etmektedir.

Viterbi algoritmasının keşfinden sonra katlamalı kodlayıcılar, iletişimde geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Sınır uzunluğu $K=5$, kod oranı $R=1/2$ ve $R=1/3$ olan "Odenwalder"

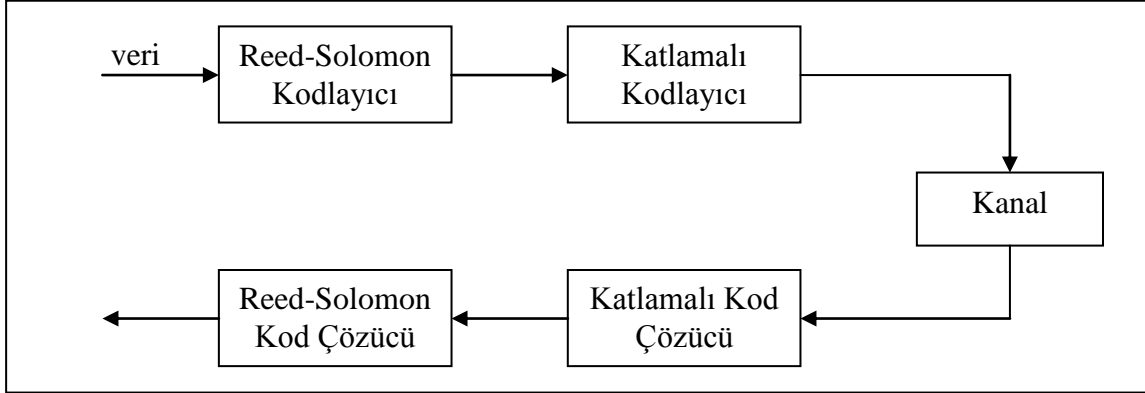
katlamalı kodu ticari uydular arası iletişim uygulamalarında bir standart olmuştur [43]. “Voyager” ve “Pioneer” gibi birkaç katlamalı kod derin uzay araştırmalarında kullanılmıştır [38]. Benzer şekilde, ikinci nesil tüm sayısal hücresele standartlar katlamalı kodları kullanmaktadır. GSM, $R=1/2$, $K=5$ katlamalı kod [44], Globalstar $R=1/2$, $K=9$ katlamalı kod, Iridium $R=3/4$, $K=7$ katlamalı kod kullanmaktadır [45].

1.8.4. Birleştirilmiş Kodlar

Katlamalı kodlar günümüzde, sıkça kullanılan bir kodlama tekniği olmasına rağmen blok kodlardaki kadar çok olmasa da önemli bir dezavantaja sahiptir. Katlamalı kodlar, hata patlaması (arka arkaya hatalı bitlerin gelmesi) olması durumunda istenilen düzeyde bir performans sergileyememektedir. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için yapılan çalışmalar sonucunda, 1966 yılında David Forney tarafından [46] ardışıl kod olarak adlandırılan yeni bir kodlama tekniği tasarlanmıştır. Ardışıl kodlar, iki veya daha fazla basit kodlayıcının yüksek kod kazancına ulaşmak için birleşmesinden ibarettir.

Katlamalı kodlar, sahip oldukları özellikler bakımından Reed-Solomon kodlara oranla daha üstün bir kodlama tekniğidir. Ancak, katlamalı kodlar hata patlaması olması durumunda iyi bir performans sergileyemezken, Reed-Solomon kodlar, katlamalı kodlara oranla hata patlaması olması durumunda daha iyi bir sonuç vermektedir. Yalnız, unutulmamalıdır ki, düşük işaret/gürültü oranında, yumuşak-tahminli kod çözücü kullanan katlamalı kodlar, aynı karmaşıklığa sahip Reed-Solomon kodlara oranla daha iyi bir performansa sahiptir [42]. Bu durumları göz önünde bulundurarak Forney, katlamalı kod ve Reed-Solomon kodu ardışıl bir biçimde seri olarak kullanarak Şekil 19’ daki seri ardışıl kod blok şemasını oluşturmuştur.

Bu şemada veri, ilk önce Reed-Solomon (RS) kodlayıcıya verilmektedir. Ardından RS kodlayıcının çıkışı katlamalı kodlayıcının girişine uygulanmaktadır. Böylelikle veri iki kere kodlanmış olacaktır. Alıcı tarafında ise ilk önce, gürültülü kanal üzerinden iletilen veri katlamalı kod çözücü tarafından alınarak, hatalı gelen veri düzeltilmeye çalışılmaktadır. Katlamalı kod çözücünün çıkışında yükseltilmiş bir işaret/gürültü oranı elde edilmesine rağmen, katlamalı kodların yapısından ötürü, hatalı veriler gruplandırılmış olacaktır. Gruplanmış olan hatalı veriler Reed-Solomon kod çözücünden geçirilerek hatalar düzeltilmekte ve böylelikle kod çözüme işleminin son aşaması da tamamlanmaktadır.



Şekil 19. Reed-Solomon ve katlamalı kodların bileşiminden oluşan seri ardışıl kod

1.8.5. Turbo Kodlar

Kodlama kuramında, keşfi en fazla yankı uyandıran kodlar turbo kodlar olmuştur [47]. Turbo kodlar, 1993 yılında Berrou, Glavieux ve Thitimajshima tarafından önerilmiştir [48]. Önerilen yapıda kodlayıcı, paralel birleştirilmiş iki RSC kodlayıcı ve bu iki kodlayıcı arasına yerleştirilmiş serpiştiriciden oluşmaktadır. Kod çözücü ise iteratif bir yapıdan oluşmakta ve RSC kodların kod çözümünde 1974 yılında Bahl tarafından geliştirilen MAP algoritması kullanılmaktadır [49]. Turbo kodların keşfine kadar MAP algoritması karmaşık yapısından dolayı kullanılmamıştır. İteratif yapılarından dolayı turbo kod çözücünde bileşen kod çözücüler arasında aktarılan bilginin etkisiyle performansları Shannon tarafından belirlenen sınıra çok yaklaşmaktadır [48]. Yapılan çalışmalar sonucunda, 10^{-5} bit hata olasılığı (*probability of bit error – P_e*) için işaret/gürültü oranını 0,7 dB bulunmuştur. 1993 yılından günümüze kadar birçok çalışma yapılmış ve özellikle turbo sistem yapısı, sayısal haberleşme alanında değişik problemlerin çözümüne uyarlanmaya çalışılmıştır. Turbo kodların pratikte kullanımını sağlamak için kod çözücünde kullanılan MAP algoritmasının karmaşıklığı azaltılmaya çalışılmıştır. Bunun sonucunda Max-Log-MAP algoritması Koch ve Baier tarafından önerilmiştir [50]. Benzer şekilde yine kod çözücünün karmaşıklığını azaltmak için Log-MAP algoritması Robertson, Villebrun ve Hoeher tarafından önerilmiştir [51]. Kod çözücünde bileşen kod çözücüler arasındaki bilgi aktarımının log-benzerlik (*log-likelihood*) oranı

biçiminde aktarılmasıyla kod çözücünün yapısının basitleşeceği gösterilmiştir [52]. Serpiştirici tasarımının performans üzerindeki etkileri incelenmiştir [53], [54], [55]. Turbo kodların genel yapıların anlaşılabilmesine yönelik çalışmalar yapılmıştır [56], [57]. Log-benzerlik bölgesindeki kod çözücü algoritmaların sadece katlamalı kodlarla sınırlı olmayıp, herhangi bir ikili sistematik kodlar için kullanılabildiği gösterilmiştir [58].

1.8.6. Viterbi Algoritması

Viterbi algoritması, hafızasız gürültü altında katlamalı kodların çözümü için asimptotik olarak en uygun değer olduğunu söyleyen bilim adamı Andrew Viterbi tarafından 1966 yılında geliştirilmiştir [59]. Aslında bu algoritma daha önceleri de çeşitli yapılarda bilinmekte ve kullanılmaktaydı. Örneğin Minty'nin 1957'de Viterbi algoritmasının analog haliyle, en kısa yol problemine çözüm sunmuştur [60].

Daha sonra 1973 ve 1974'de David Forney, Viterbi algoritmasının katlamalı kodlar için hem maksimum olasılıklı hem de en son büyük sonsal kod çözme algoritmasını (*MAP, Maximum A posterior Probabiliy*) sağladığını göstermiştir [61], [62]. 1979'da Cain, Clark ve Geist yüksek hızlı kodlar için Viterbi algoritmasının delme işlemi ile basitleştirilebileceğini göstermiştir [63]. 1988'de Joachim Hagenauer, hızlı uyumlu delmeli kodları (*RCPC*,) geliştirerek, Cain'in çalışmasını geliştirmiştir [64]. RCPC kodları, yüksek etkili adaptif hız hata kontrol sistemleri için temel olarak kullanılabilmektedir.

Viterbi algoritması, en büyük olabilirlik kapsamında çözümlene yapmaktadır: işaret alındıktan sonra kafes taranarak alınan diziyi oluşturması en olası yol belirlenmektedir [30]. Viterbi algoritması sıfır-bir-kararlı veya yumuşak-kararlı çözümlene için kullanılabilmektedir. Viterbi algoritması sıfır-bir-kararlı çözümlenmeyle kullanıldığında, sembollerin kararı çözümlene öncesinde verilmekte, sonra kafes yapısı içerisinde alınan sembol dizinine en düşük Hamming mesafesindeki kod çözümlenmektedir. Viterbi algoritması sıfır-bir-kararlı çözümlenmeyle kullanıldığında ise sembollere karar verilmekte, doğrudan uyumlu süzgeç veya ilinti alıcısının çıkışı kullanılarak, kafes yapısındaki en düşük öklid mesafesindeki yol çözümlenmektedir.

Viterbi algoritması baştan itibaren olası her yolun benzerlik metriğini (Hamming ya da Öklid mesafesini) hesaplayarak kafes içerisinde ilerlemektedir. Kafes içerisinde, aynı duruma

giriş yapan birden fazla yol olduğu takdirde, bu yollardan sadece en olası yol (en düşük mesafeli yol) tutulmakta ve diğer yollar atılmaktadır. Birden fazla yol, kafes içerisinde aynı duruma giriş yaptığında, o aşamadan sonra yollar aynı güzergahı çiziyor olacağından, o noktaya kadar daha yüksek mesafe veren yollar atılabilmektedir. Geriye kalan en düşük mesafeli yol, hayatta kalan yol olarak adlandırılmaktadır. Hayatta kalan yolların taranması, her durum için ayrı olarak yapılmaktadır. Çözücü hayatta kalan yolları takip ederek kafes içerisinde ilerlemektedir. Daha az olası yolların erken elenmesi sayesinde çözücünün takip etmesi gereken yol miktarı ve dolayısıyla işlem yükü azaltılabilmektedir. Eğer bir duruma giriş yapan iki yol aynı toplam mesafeyi veriyorsa, yollardan biri rastgele bir kurala göre atılmaktadır.

1.8.7. Permütasyon Kodlama

Üzerinde daha önce en son 1970'lerde çalışmalar yapılmış olan Permütasyon Kodlama (*Permutation Coding*) günümüzde özellikle güç hatlı haberleşme kanalında verimli çözümler sunmuştur ve dolayısıyla araştırmacıların dikkatini çekmiştir [35]. Han Vinck'in ve Pavlidou'un yaptığı çalışmalar gösterdi ki permütasyon kodlamayla oluşturulan yeni modülasyon/kodalama birleşiminin şebekedeki gürültü ve frekans bozulmalarına karşı etkinliğini göstermiş ve frekans seçici kanallardaki performansı da yeniden üzerinde çalışmalar yapılmasını sağlamıştır.

Güç hattının veri iletişimde kullanılması haberleşme kanalıyla ilgili bazı problemleri de birlikte getirdi. Özellikle arka plan gürültüsünün yanı sıra dar bantlı ve dürtü gürültüleri verinin doğru iletimi hususunda önemli ölçüde bozucu etkilere sebep olmaktadır. Ayrıca özellikle son zamanlarda veri iletim hızının, geniş bant aralıkları kullanılarak, artırılmasıyla birlikte frekans spektrumundaki zayıflamalar da diğer önemli etkilerden biri olmuştur.

Dar bantlı gürültünün belirli frekans aralıklarını uzun süre etkileyip o spektrumu veri iletişimi için kullanılamaz hale getirmesi, dürtü gürültüsünün kısa süreli ancak geniş spektrumlu etkisi ve frekans spektrumlarındaki zayıflatıcı etkiler araştırmacıları hem zaman bölgesinde hem de frekans bölgesinde çeşitleme yaparak bu sorunun üstesinde gelme noktasına yoğunlaştırmıştır.

Mühendisler genellikle işareti gönderirken ya mümkün olduğunca küçük bir bant aralığını kullanır ya da mümkün olduğunca geniş bir bant aralığını kullanırlar. Dar bantlı gürültünün üstesinden gelmenin yollarından biri de normalin daha üzerinde bir bant aralığı kullanarak veriyi iletmektir. Böylece frekans spektrumunun kötü kısımlarından veri korunmuş olur. Küçük bant aralıklarını feda ederek doğru veri iletmeye olasılığı artırılabilir. Frekans yayma (*frequency spreading*) işlemi frekans modülasyonu kullanılarak yapılabilir. Benzetimlerde kullanılan sistemde taşıyıcı M ayrık değerler kümesi arasındaki taşıyıcı frekansları arasında atlama yapar. Bu yöntem M 'li Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (*M-ary Frequency Shift Keying*) denir. Frekans yayma yöntemi dar bantlı gürültünün üstesinden gelirken, birçok zaman dilimi kullanıldığından dürtü gürültüsünün de üstesinden gelebilir. Bu özelliği ile modülasyon ve kodlama hem zaman hem de frekans çeşitliliği sağlar.

Kodlama için yapılacak olan modülasyonda f_1, \dots, f_M olmak üzere M farklı frekans tanımlanır. n uzunluklu C kod sözcüğündeki semboller zaman indisleriyle uyumlu olarak iletilirler. Oysa birçok geleneksel uygulamalar küçük bir alfabe boyutu tercih ederken, burada frekansları geniş bir alana yayılmış olması arzu edilir bu nedenle büyük bir alfabe tercih edilir.

Her satırının n uzunluklu C kod sözcüğü ile oluşturulan ve en küçük Hamming mesafesi d olan diziler

1. herbir kod sözcüğü bir satır oluşturacak
2. herhangi iki satır arasında d sütun farklı, $n-d$ sütunu ise aynı

olacak şekilde kod sözcükleri oluşturulur. Bu şekilde oluşturulan dizilere Permütasyon dizileri adı verilir. Aşağıda $n=5$ ve $d=5$ olan permütasyon dizisini örnek olarak verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 2 & 3 & 4 & 5 & 1 \\ 3 & 4 & 5 & 1 & 2 \\ 4 & 5 & 1 & 2 & 3 \\ 5 & 1 & 2 & 3 & 4 \end{bmatrix}$$

İlk kod sözcüğü t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 zaman dilimlerinde $\{f_1, f_2, f_3, f_4, f_5\}$ frekanslı sinüzoidal sembolleri temsil eder.

1.8.7.1. Permütasyon Kod Sözcüklerinin Oluşturulması

n noktalı bir permütasyon $n \times (n - 1) \times (n - 2) \times \dots \times 2 \times 1$, şeklinde hesaplanır ve $n!$ olarak gösterilir. İlk pozisyonu n seçildiği için $n!$ yukarıda açık yazıldığı şekilde ortaya çıkar. Her seferinde bir sonraki çarpan 1 azaltılarak 1'e kadar gidilir [35].

Bir permütasyon olarak ve tek bir girişi değiştirerek yeni bir permütasyon yapmaya çalışılırsa bu mümkün olmaz. En az iki girişi değiştirilmelidir. Örneğin $n=5$ için üretebilecek $5!=120$ farklı permütasyon dizisi vardır. Bu dizilerden 1,2,3,4 dizisinde 1, 3 yapıldığında 3,2,3,4 şeklini alır ancak bu yeni bir permütasyon dizisi değildir. Çünkü bir permütasyon dizisinde hiçbir sayı kendini tekrarlamaz. 3'ü tekrarlamak yerine 1'le yer değiştirildiğinde 3,2,1,4 dizisi elde edilir. Bu dizi yeni bir permütasyon dizisini temsil eder. Permütasyon kodların hata düzeltme yeteneğini gösteren en önemli parametresi en küçük Hamming mesafesi (*Hamming Distance*) olarak adlandırılır. d_{\min} ile gösterilir. Bir kodun en küçük mesafesi, koddaki iki farklı kod sözcüğü arasındaki en küçük Hamming mesafesi, yani kod sözcüklerinin aynı konumdaki karşılıklı sembollerinden farklı olanların toplam miktarına eşit olmaktadır [31]. Örneğin, 0000 ile 0101 kod sözcüklerinin Hamming mesafesi 2, 0001 ile 0101 kod sözcüklerinin Hamming mesafesi ise 1 olmaktadır. Permütasyon kod kelimeleri için örnek olarak 1,2,3,4 ve 3,2,1,4 kod sözcüklerinin Hamming mesafesi 2 olduğu için $d_{\min} = 2$ olur. Hamming mesafesi kuralına göre kodlamada d_{\min} tane hatayı tespit edip $d_{\min} - 1$ tanesini de düzeltilir.

Latin karesi (*Latin Square*) yöntemi pratik olarak en büyük d_{\min} 'a sahip olan kod kümesini oluşturmayı sağlar. İlk permütasyon kod sözcüğünün bir sonrakine geçerken ilk haneyi sona yerleştirip diğerini blok olarak sola kaydır kuralına göre düzenleyerek oluşturulur.

$$M = 2, \quad d_{\min} = 2$$

$$\begin{array}{ccc} 1 & 2 & \rightarrow 0 \\ 2 & 1 & \rightarrow 1 \end{array}$$

$$M = 3, \quad d_{\min} = 3$$

$$\begin{array}{ccc} 1 & 2 & 3 & \rightarrow & 00 \\ 2 & 3 & 1 & \rightarrow & 01 \\ 3 & 1 & 2 & \rightarrow & 10 \end{array}$$

$$M = 4, \quad d_{\min} = 4$$

1	2	3	4	->	00
2	3	4	1	->	01
3	4	1	2	->	10
4	1	2	3	->	11

Oluşturulan kod sözcüğünün uzunluğuna (M) karar vermeden önce sembolün bit uzunluğuna karar verilmelidir. İki bitlik bir haberleşmede $2^2 = 4$ olduğundan 4 farklı sembolü temsil edebilecek bir permütasyon dizisi oluşturulmalıdır.

$$M = 1 \quad \text{için} \quad 1! = 1 < 4 \quad \text{uygun değil}$$

$$M = 2 \quad \text{için} \quad 2! = 2.1 = 2 < 4 \quad \text{uygun değil}$$

$$M = 3 \quad \text{için} \quad 3! = 3.2.1 = 6 > 4 \quad \text{uygun}$$

Üçlü permütasyonla oluşturulabilecek permütasyon kod sözcükler $\{1\ 2\ 3\}$, $\{1\ 3\ 2\}$, $\{2\ 1\ 3\}$, $\{2\ 3\ 1\}$, $\{3\ 1\ 2\}$, $\{3\ 2\ 1\}$ şeklindedir. Bu dizilerden herhangi dördü ile 00, 01, 10 ve 11 sembollerini temsil edilebilir. Ancak yukarıda da belirtildiği gibi d_{\min} kod sözcüğünün performansını belirlemektedir. $M = 3$ için oluşturulan permütasyon kod sözcüklerinde 4 sembol temsil edilebilir. d_{\min} en fazla 2 olduğu için ancak 1 hatalı kod sözcüğü düzeltilebilir. Dolayısıyla kod sözcüğünü bir hane daha uzatarak performansı artırılabilir.

$$M = 4 \quad \text{için} \quad 4! = 4.3.2.1 = 24 > 4 \quad \text{uygun}$$

$M = 4$ için $|C| = 24$ farklı kod sözcüğü elde edilebilir. Aslında 24 farklı kod sözcüğü ile 3 ve 4 bitlik sembollerin temsili mümkündür. Çünkü $2^3 = 8$ sembol ve $2^4 = 16$ sembol demektir. Ancak performans açısından baktığımızda d_{\min} 'un en büyük seçilebilmesi için 2 bitlik sembollerle haberleşme yapılması en yüksek verime ulaşılmasını sağlamaktadır. d_{\min} azaldıkça sembolün temsil ettiği bit sayısı artacaktır ama düzeltebileceği hata sayısı azalacaktır.

Bu tezdeki benzetimlerde 4 bitlik semboller kullanılmıştır.

1.8.7.2. Permütasyon Kodlamanın Kod Parametreleri

Bir permütasyon kod C , M kod sözcük uzunluklu $|C|$ tane kod sözcüğünden oluşur. Her bir kod kelimesi M farklı sembolden oluşur [65]. Her kod sözcüğü $\{1, \dots, M\}$ alfabesinin bir permütasyonudur.

Örnek:

sembol	Kod kelimesi
1	(1,2,3,4)
2	(2,1,4,3)
3	(3,4,1,2)
4	(4,3,2,1)

Kod sözcüğünün uzunluğu $M = 4$

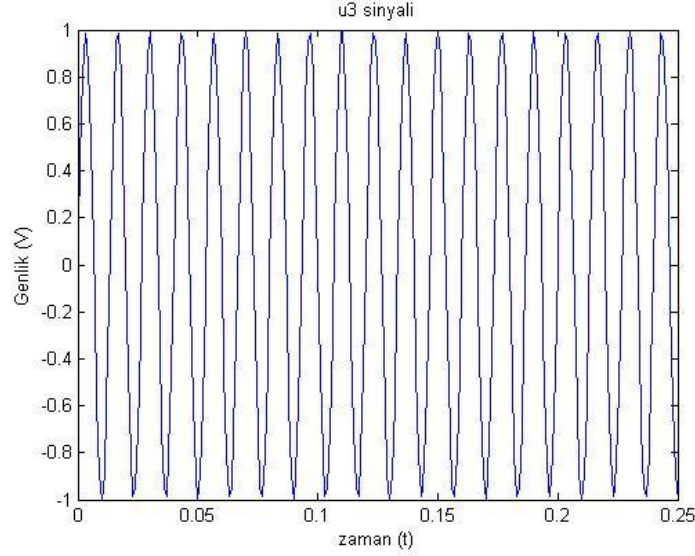
Minimum Hamming mesafesi $d_{\min} = 4$

$$\text{Kod sözcük sayısı } |C| \leq \frac{M!}{(d_{\min}-1)!}, \quad |C| = \frac{4!}{(4-1)!} = 4 \quad (31)$$

$$\text{Kod oranı } R = \frac{\log_2(|C|)}{M \cdot \log_2(M)}, \quad R = \frac{\log_2(4)}{4 \cdot \log_2(4)} = \frac{1}{4} \quad (32)$$

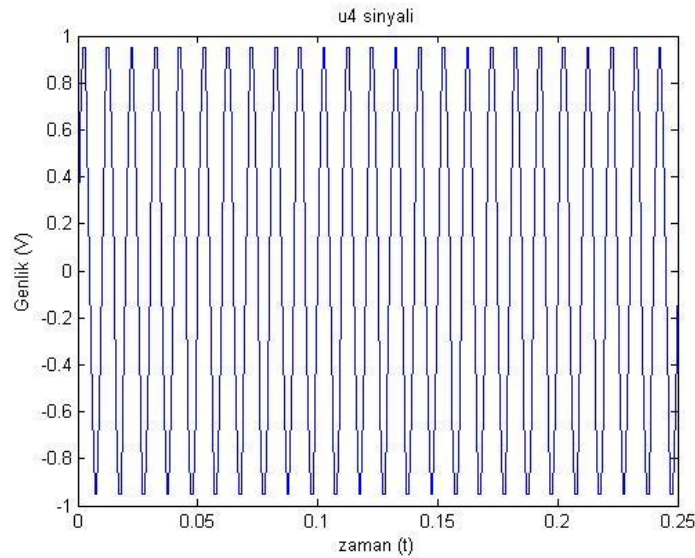
Aşağıda (3,4,1,2) kod kelimesinin 4-FSK modülatörünün çıkışını göstermektedir;

- Şekil 20’de gösterildiği gibi t_1 anında f_3 frekanslı $\cos(2\pi f_3 t_1)$ işareti gönderilmektedir.



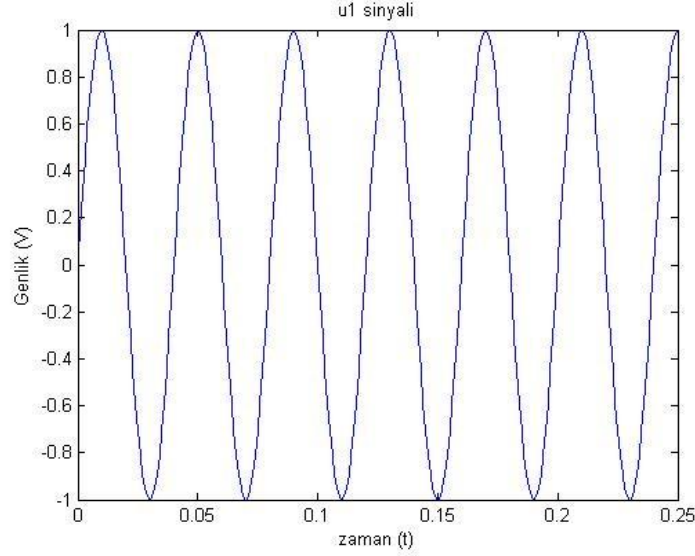
Şekil 20. $\cos(2\pi f_3 t_1)$ işareti

- Şekil 21’de gösterildiği gibi t_2 anında f_4 frekanslı $\cos(2\pi f_4 t_2)$ işareti gönderilmektedir.



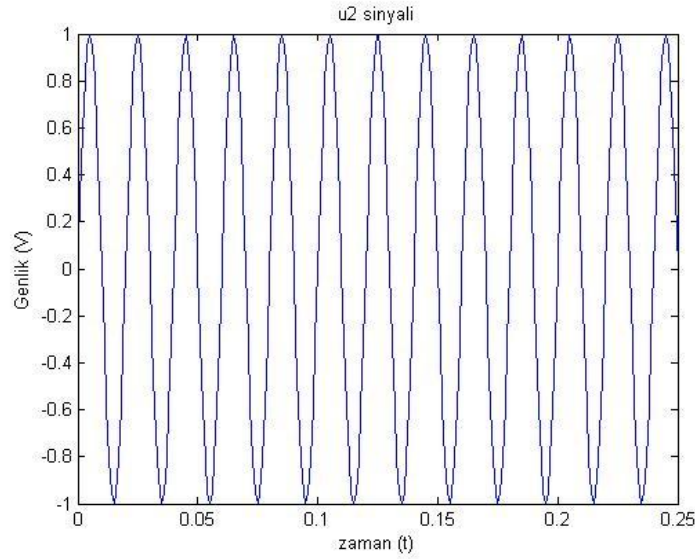
Şekil 21. $\cos(2\pi f_4 t_2)$ işareti

- Şekil 22'de gösterildiği gibi t_3 anında f_1 frekanslı $\cos(2\pi f_1 t_3)$ işareti gönderilmektedir.



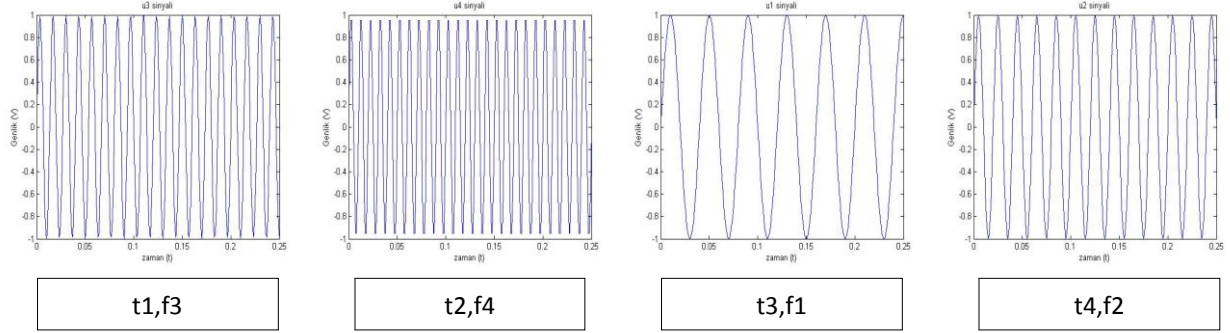
Şekil 22. $\cos(2\pi f_1 t_3)$ işareti

- Şekil 23'de gösterildiği gibi t_4 anında f_2 frekanslı $\cos(2\pi f_2 t_4)$ işareti gönderilmektedir.



Şekil 23. $\cos(2\pi f_2 t_4)$ işareti

Şekil 24'de (3,4,1,2) kod kelimesinin 4-FSK modülasyonunun çıkışının veri paketi olarak gösterilmiştir.



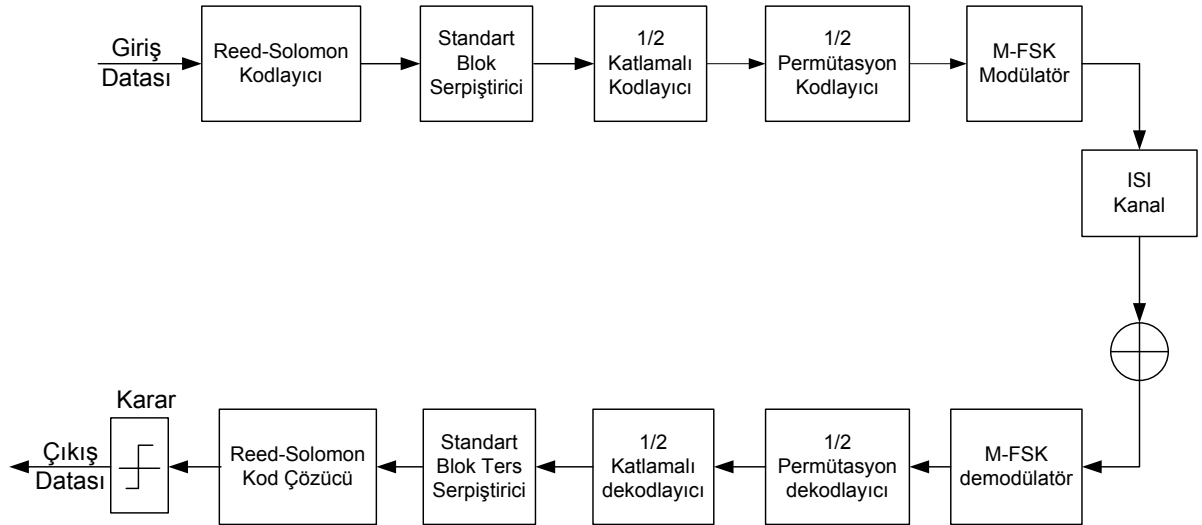
Şekil 24. (3,4,1,2) kod kelimesinin 4-FSK modülasyonunun çıkışının veri paketi.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

2.1. Giriş

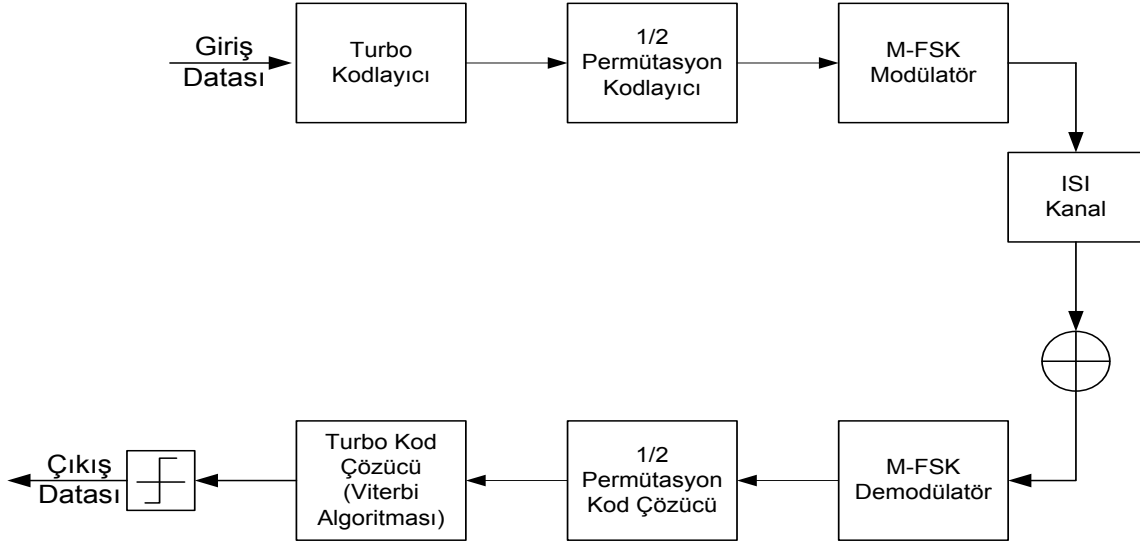
Önerilen kaskad bağlı Reed-Solomon, Katlamalı kodlayıcı ve Permütasyon kodlayıcı (*RS-CC-PC*) ile kaskad bağlı Turbo kodlayıcı ve Permütasyon kodlayıcısının (*TC-PC*) yapılarının blok diyagramları Şekil 25 ve Şekil 26’da gösterilmektedir.

(*RS-CC-PC*) kodlayıcısında haberleşmede kullanılacak veri paketinin oluşturulması için veri olarak 2047 bit uzunluklu *PN* (*Pseudo Noise*) dizisinin 1912 biti alınır ve önce (255, 239, $GF 2^8$) Reed-Solomon kodlaması ile kodlanır [66]. Blok serpiştiriciden geçirilen veri 1/2 oranındaki katlamalı kodlamaya (*convolution code, CC*) tabi tutularak kodlama yapılır [66].



Şekil 25. Önerilen kaskad Reed-Solomon-Katlamalı-Permütasyon kodlayıcının (*RS-CC-PC*) blok diyagramı.

(TC-PC) kodlayıcısında haberleşmede kullanılacak veri paketinin oluşturulması için veri olarak 2040 bit uzunluklu *PN* (*Pseudo Noise*) dizisi alınır ve kodlama yapılır.



Şekil 26. Önerilen kaskad Turbo-Permütasyon kodlayıcının (TC-PC) blok diyagramı.

Sonra, kodlanmış veriler $1/2$ oranında Permütasyon kodlama ile kodlanır . Daha sonra, kaskad olarak kodlanmış veriler M-FSK modülasyonuna dönüştürülerek antene verilir. Bu çalışmada, kaskad kodlayıcı çıkışında elde edilen veriler 4-FSK modülasyonuna tabi tutularak bilgisayar benzetimlerinde kullanılmıştır. 4-FSK ile modüle edilen veriler çok yollu kanal üzerinden gönderilerek AWGN gürültü eklenir.

Alıcı tarafta ise, M-FSK de-modülasyon işleminden sonra verici kısmındaki işlemlerin tersi uygulanır. Önce $1/2$ Permütasyon kod çözücünden geçirilen veriler sonra (RS-CC-PC) için $1/2$ evrişimsel kod çözme işlemine tabi tutulur. Daha sonra blok ters serpiştiricinin çıkışından alınan verilerin Reed-Solomon kod çözücü bloğunda kodu çözülür. R-S kod çözücü bloğu içerisinde yumuşak çıkışlı Viterbi algoritması (*Soft Output Viterbi Algorithm, SOVA*) kullanılır. (TC-PC) için ise önce $1/2$ Permütasyon kod çözücünden geçirilen veriler sonra Turbo kod çözücü bloğunda çözülür. Karar mekanizması bloğunda ise kodu çözülmüş verilere karar verilerek istenen başarımlar karşılaştırılmaları yapılır.

2.2. M-FSK Modülasyonun Permütasyon Kod ile Uyumu

M-FSK modülasyonu ile Permütasyon kodlamanın bir araya gelmesi sabit zarflı modüle edilmiş işaretler için;

- veri iletimi sırasında frekans spektrumunda oluşabilecek uygunsuz bant aralıklarına karşı daha iyi durumdaki frekans aralıklarını kullanabilme

- veri iletimi sırasında belli süreler içinde meydana gelebilecek dar bantlı ya da dürtü gürültülere karşı gürültüsüz bir zaman aralığını da kullanabilme

olanağı sağlamaktadır. Özetlenecek olursa frekans spektrumunun kötü kısımlarından kurtulabilmek için frekans yayılma, frekans bozulmalarından, zayıflamalarından ya da dürtü gürültüden kaynaklanabilecek veri kaybından kurtulabilmek için zaman yayılma sağlar.

2.3. 4-FSK Benzetimi

Permütasyon kodlamanın zaman ve frekans çeşitlemesi sağlamasında en önemli rol FSK modülasyonuna aittir. Bu kısımda ilk önce kodlama kullanılmadan oluşturulan 4-FSK'nın işlem basamakları incelenmiştir.

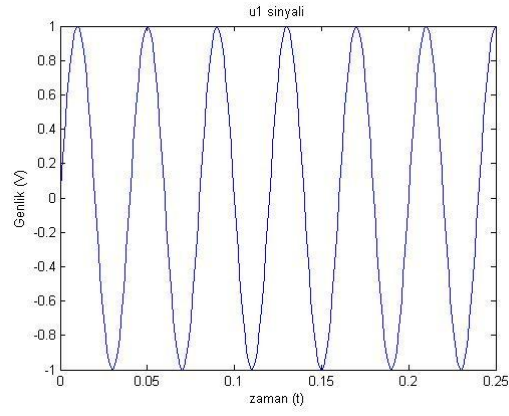
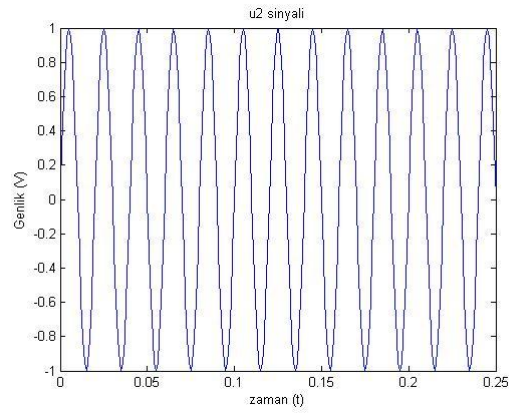
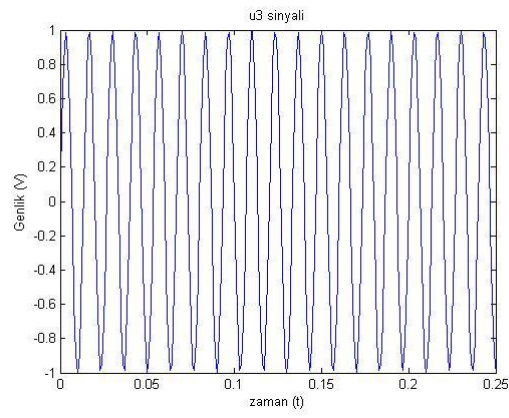
Benzetimdeki işaretler birbirlerine dikgen 4 farklı frekansa sahip olacak şekilde MATLAB programının $\cos(x)$ fonksiyonunu kullanarak oluşturulmuştur. Frekans aralıklarının $f_0 = 100 \text{ Hz}$ referansı ile

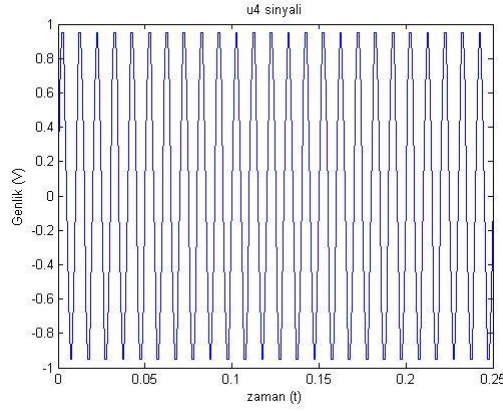
$$f_1 = f_0 + 0x100 \text{ --> } u_1(t) = \cos 2\pi f_1 t \quad (00)$$

$$f_2 = f_0 + 1x100 \text{ --> } u_2(t) = \cos 2\pi f_2 t \quad (01)$$

$$f_3 = f_0 + 2x100 \text{ --> } u_3(t) = \cos 2\pi f_3 t \quad (10)$$

$$f_4 = f_0 + 3x100 \text{ --> } u_4(t) = \cos 2\pi f_4 t \quad (11)$$

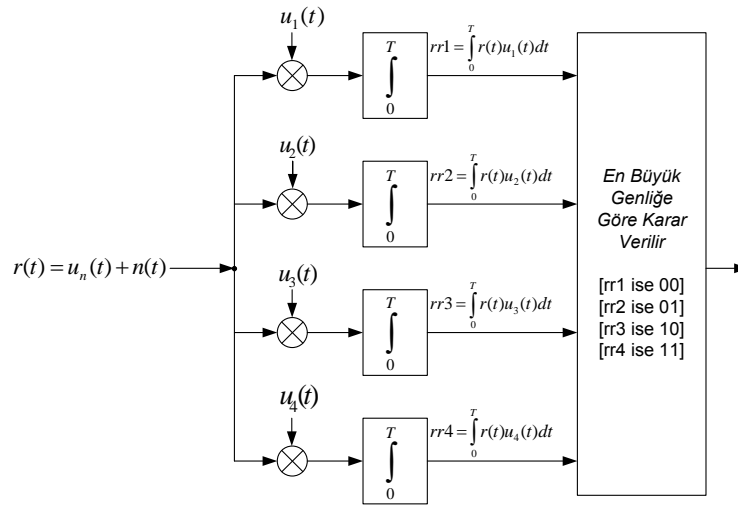
Şekil 27. u_1 işaretiŞekil 28. u_2 işaretiŞekil 29. u_3 işareti

Şekil 30. u_4 işareti

Rastgele oluşturulan bit dizisini ikişerli şekilde guruplandırılarak oluşan ikililere göre gönderilecek işarete karar verilir. Oluşturulan işaret dizilerini kanaldan geçirdikten sonra işaretlerin periyotlarına göre yeniden alınıp karar verme mekanizmasına geçilir.

2.4. Kodlama Olmadan Karar Verme İşlemi

Tezdeki benzetimlerde karar verme işleminde aşağıda şeması verilmiş olan eşvrelili demodülasyon yöntemi kullanılmıştır.



Şekil 31. Eş Evrelili Demodülasyon Diagramı

İşlemler sonunda elde edilen 4 tane $rr1$, $rr2$, $rr3$ ve $rr4$ değeri sırasıyla $rr1$, f_1 frekanslı işareti için alınan çıkış, $rr2$, f_2 frekanslı işareti için alınan çıkış, $rr3$, f_3 frekanslı işareti için alınan çıkış ve $rr4$ de f_4 frekanslı işareti için alınan çıkış değerleridirler. Hangi çıkış değeri en büyük ise o değere ait olan işareti yani sembole karar verilir. $rr1$ en büyük ise 00, $rr2$ en büyük ise 01, $rr3$ en büyük ise 10 ya da $rr4$ en büyük ise 11 sembolüne karar verilir.

2.5. Modülasyon ve Kodlamanın Birleştirilmesi

M-FSK modülasyonu genel ifadesi

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_i t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M \quad (33)$$

şeklindedir. M temsil edilen sembol sayısını gösterir ve benzetimde 4-FSK kullanıldığı için 4 alınmıştır. Dolayısıyla temsil edilen semboller ve işaretler aşağıdaki gibidir.

$$00 \text{ -->} s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_1 t)$$

$$01 \text{ -->} s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_2 t)$$

$$10 \text{ -->} s_3(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_3 t)$$

$$11 \text{ -->} s_4(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_4 t)$$

Oluşturulan işaretlerin hepsi birbirleriyle dikgendir. Formülde T_s işaretin periyodu, E_s ise T_s periyotlu işaretin enerjisidir.

$$f_i = f_0 + \frac{i-1}{T_s} \quad (34)$$

İşaretlerin frekansları (45)'daki eşitliğe göre düzenlenerek dikgen olmaları sağlanmıştır.

Permütasyon kodlama kod sözcükleri $\{1, \dots, M\}$ kadar olan sayıların birer permütasyonudurlar. Kod sözcüklerinin yapısı anlatılırken $M = 4$ olarak alınacağından kod sözcüklerini temsil eden permütasyonlar aşağıdaki gibi olacaktır. Her bir kod sözcüğü 4-FSK modülasyonu bir sembolü temsil etmektedir.

sembol	kod sözcüğü
00	1,2,3,4
01	2,3,4,1
10	3,4,1,2
11	4,1,2,3

Kod sözcüklerinin her biri farklı frekanslarda modüle edilmiş işaretler dizisini temsil etmektedir. Her bir satırın her bir elemanı da aldığı değer doğrultusunda bir FSK modüleli sinüzoidal işareti temsil etmektedir. Dizilimi 2 3 4 1 şeklinde olan ikinci satırda

- kod sözcüğü 4 sembolden oluşan bir sembol dizisi
- ilk elemanın kodu 2 olduğu için oluşturulan kod sözcüğünün 1. kısmı

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_2 t) \quad (35)$$

- ikinci elemanımızın kodu 3 olduğu için oluşturulan kod sözcüğünün 2. kısmı

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_3 t) \quad (36)$$

- üçüncü elemanımızın kodu 4 olduğu için oluşturulan kod sözcüğünün 3. kısmı

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_4 t) \quad (37)$$

- dördüncü elemanımızın kodu 1 olduğu için oluşturulan kod sözcüğünün 4. kısmı

$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_1 t) \quad (38)$$

• sembol dizisi $(f_2 f_3 f_4 f_1)$ olarak gösterilir. Bu diziliş aynı zamanda sembollerin hangi zaman aralıklarında gönderileceklerini de göstermektedir. Buna göre f_2 frekanslı sembol t_1 , f_3 frekanslı sembol t_2 , f_4 frekanslı sembol t_3 ve f_1 frekanslı sembol t_4 zaman aralıklarında peş peşe gönderilecektirler.

Yukarıdaki işlemler kodlamanın hem zaman hem de frekans çeşitlemesi sağladığını göstermektedir.

Bir permütasyon C kodu M uzunluklu $|C|$ tane farklı dizilimli kod sözcüğü üretebilir [65]. Aşağıdaki örnek bu kuralı açıklamaktadır.

$M = 4$ olan bir kodun permütasyonu

$$|C| = 4! = 4.3.2.1 = 24 \quad (39)$$

Böylece 24 farklı dizilime sahip kod kelimesi üretebilir. 1234, 1243, 2134, 3412,... gibi. Hamming mesafesi kuralına göre bir kodun minimum değişikliği d ise bu kod için $d-1$ tane hata tespit edilebilir demektir. Şöyle de denilebilir ki hata sayısı $d-1$ 'i aşmamışsa kod henüz kaybedilmemiş demektir.

Yukarıda verilmiş olan bilgiler Latin kare yöntemiyle oluşturulan kod matrisinin etkinliğini açıklamış oldu. Böylelikle bu matrisle elde edilen kod sözcükleri için

- $M = 4$
- $d_{min} = 4$
- $|C| = 4$

sonucuna varılır. Bu sonuç kod sözcüğünün, $d-1$ kuralına göre, 3 hataya kadar yeniden elde edilebileceğini gösterir.

$$|C| \leq \frac{M!}{(d_{min}-1)!} \quad (40)$$

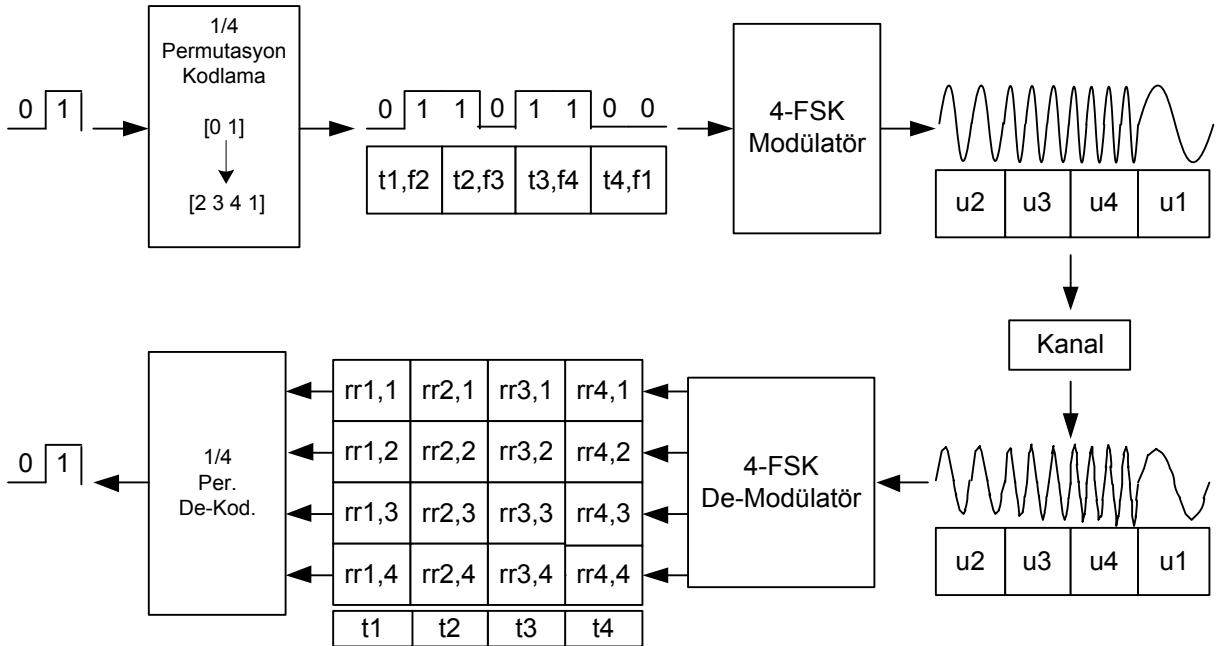
formülüne göre $M = 4$ ve $d_{min} = 4$ için $|C| = 4$ olacağından kod sözcüğü sayısı 4 olur. Bu aralıkta kodlama yapılacaksa ancak 2 bitlik semboller temsil edilebilir.

2.6. Kodlamalı Karar Verme İşlemi

Kodlamalı sistemlerde her bir sembol 4 farklı modüleli işaretlerle birlikte temsil edilir. Dolayısıyla örnek sayısı dört katına çıkar. Aşağıda verilmiş olan permütasyon kodlama şemasındaki 01 sembolü altaki tabloya göre oluşturulmuştur.

Tablo 2. 4-FSK sembollerinin permütasyon kodlayıcı çıkışları.

00	$u_1 u_2 u_3 u_4$
01	$u_2 u_3 u_4 u_1$
10	$u_3 u_4 u_1 u_2$
11	$u_4 u_1 u_2 u_3$



Şekil 32. Yumuşak karar verici

A.J.Han Vinck ve Jürgen Haring'in "Coding and Modulation for Power-line Communication" isimli makalelerinde dört farklı karar verme işleminde bahsediyorlar. Bu işlemleri demodülatör çıkışında elde edilen $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ değerlerini kullanarak gerçekleştirilir.

1. yöntem klasik karar verme olarak adlandırılmış ve sıfır-bir kod çözme (*hard decoding*) işlemi yapılmaktadır. Korelatör çıkışında elde edilmiş olan $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ çıkışlarından en büyüğü 1, diğerleri 0 olarak matrise yerleştirilir.

2. yöntem düzenlenmiş klasik karar verme olarak adlandırılmış ve yumuşak kod çözme (*soft decoding*) yapmaktadır. Yukarıdaki gibi korelatör çıkışında elde etmiş olduğumuz $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ çıkışlarından en büyüğü 1, diğerleri 0 olarak matrise yerleştirilir.

3. yöntem eşik değerli sıfır-bir kod çözücü (*hard decision threshold detector*) olarak adlandırılmıştır. Bu yöntemde ise $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ çıkışlarına bağlı bir eşik değeri tespit edilir. Eşik değerinin tespiti elde edilen çıkışları 1 den küçük bir katsayıyla çarpılarak yapılır. Çarpılacak olan sayı $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ değerlerinin en büyüğü olarak seçilir.

Belirlenmiş olan eşik değeri matrisin oluşması için referans noktasıdır.

- eğer karşılaştırılan rrr_i değeri eşik değerinin üzerinde ise 1
 - altında ise 0
- çıkışı verir.

4. yöntem eşik değerli yumuşak karar verici (*soft decision threshold detector*) olarak adlandırılmıştır. Bu yöntemde ise $rrr1$, $rrr2$, $rrr3$ ve $rrr4$ çıkışları doğrudan matrise yerleştirilir. Şekil 32 bu yöntemin işlem basamaklarını göstermektedir.

Tezdeki benzetimlerde sıfır-bir karar verme (*hard decoding*) kısmında üçüncü, yumuşak karar verme (*soft decoding*) kısmında ise dördüncü yöntem kullanılmıştır.

2.7. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Benzetim çalışmalarında, kodlayıcıların başarımlarını karşılaştırmak için AWGN, düz sönümlmeli ve frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanallar üzerinden bit hata oranı (*Bit Error Rate, BER*) kriteri kullanıldı. Bu çalışmada, frekans seçici kanallar için Proakis kanal profili [67], ortalama dal ağırlık katsayıları (0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227) olan, 5 dallı

Rayleigh kanal modeli kullanılmıştır. Kanalı denkleştirmek içinde 9 dallı doğrusal enine denkleştirici (*Linear Transversal Equalizer, LTE*) kullanılmıştır. Kullanılan kodlayıcıların hepsinde LTE'lerin bütün dalları başlangıçta sifira ayarlanmıştır. Benzetimler 1000 kanal üzerinden 4-FSK modülasyonlu sistemler için elde edilmiştir.

Bilgisayar benzetimlerinde, önerilen yöntemin başarımını karşılaştırmak için 1/2 kod oranlarına sahip RS-CC ve klasik Turbo kodlayıcı kullanılmaktadır. Çalışmalarda, frekans seçici kanalı denkleştirmede kullanılan LTE filtresini güncellemek için en küçük ortalama kareler (*Least Mean Squares, LMS*) algoritmasından yararlanılmaktadır. LTE filtresini güncellemede klasik LMS algoritmasının adım büyüklüğü [48]'de olduğu gibi 0.045 alınarak bilgisayar benzetimleri yapılmıştır. Frekans seçici kanallar için BER hesaplama işlemi 300 öğrenme adımından sonra gelen 4080 uzunluğundaki verilerden elde edilmektedir.

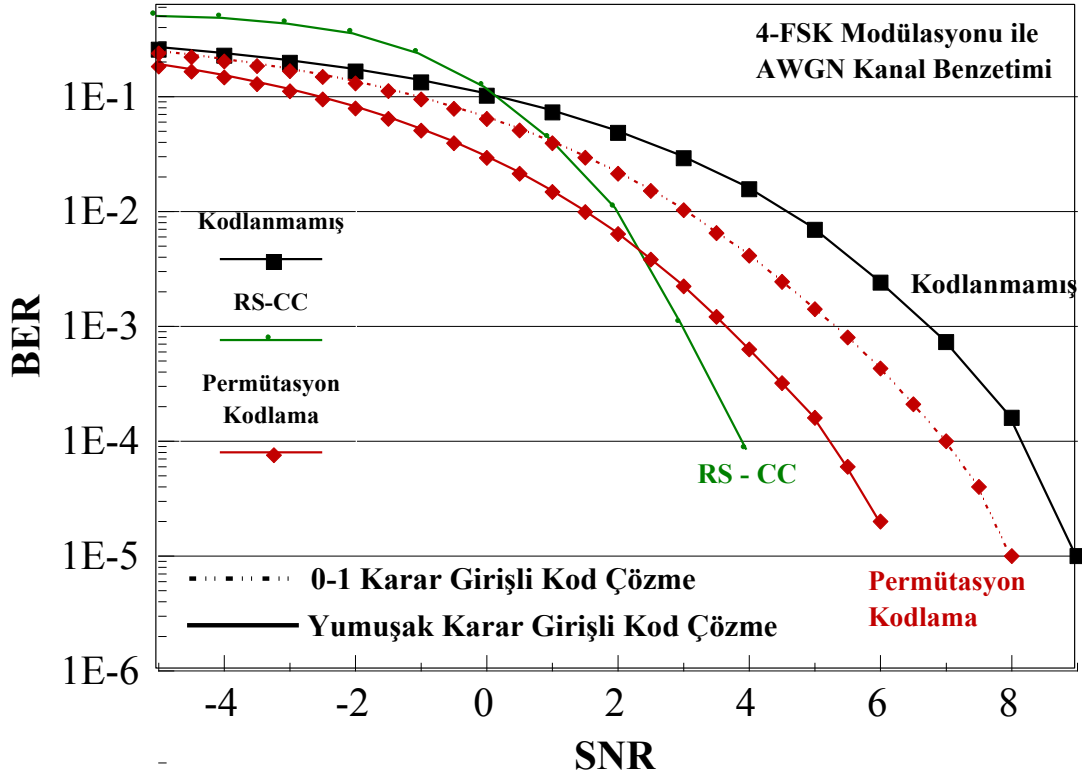
Kod kelimesinin uzunluğu $M = 4$

minimum Hamming aralığı $d_{\min} = 2$

Kod kelime sayısı (sembol sayısı) $|C| = 16$

Kod oranı $R = \frac{\log_2(16)}{4 \cdot \log_2(4)} = \frac{1}{2}$

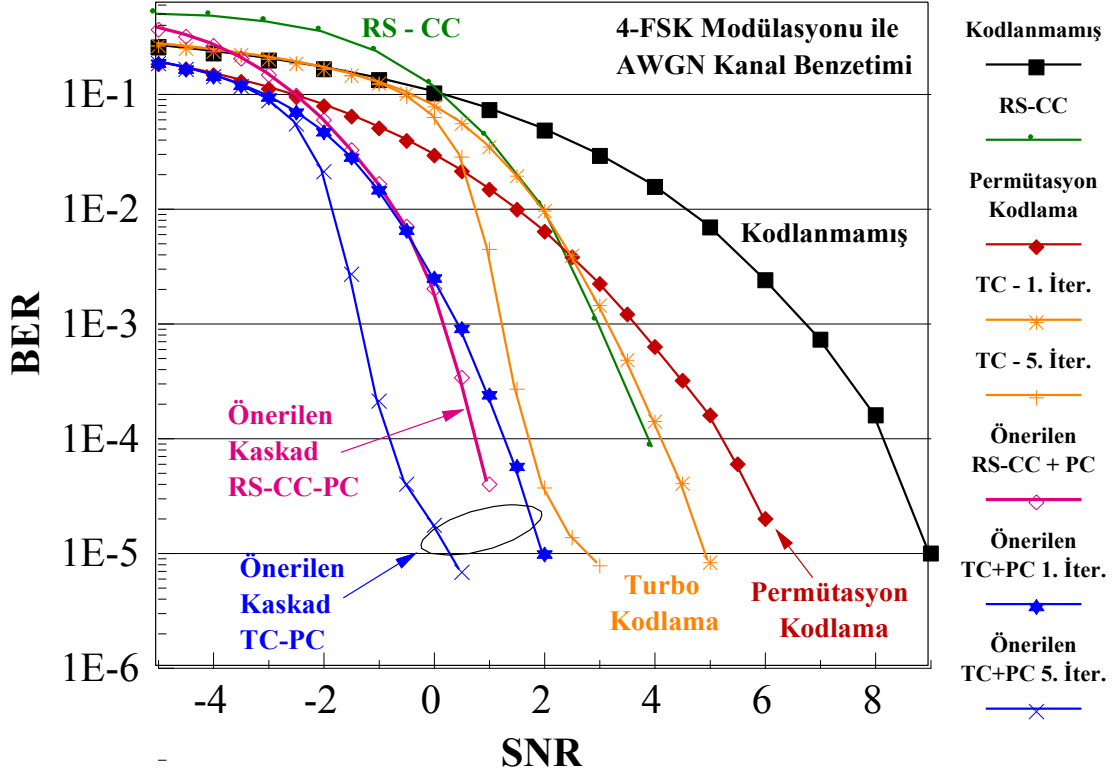
2.7. 1. Permütasyon Kodlama ile AWGN Kanal Başarımları



Şekil 33. Permütasyon kodlama ile AWGN kanal başarımları ve Yumuşak ve Sıfır-bir Kod Çözme yöntemlerinin başarımlarının farkları.

Şekil 33'deki AWGN kanala ilişkin BER-SNR başarımları incelendiğinde, PC'nin yaklaşık 2.5 dB SNR değerine kadar RS-CC'den daha iyi başarıma sahiptir. Ancak, 2.5 dB'den sonra RS-CC, PC'yi geçmektedir. Kodlanmamış sistemde Yumuşak Kod Çözme (*soft decoding*) uygulanmış olan sistemin başarımları Sıfır-bir Kod Çözme (*hard decoding*) uygulanan sisteme göre yaklaşık 1 dB daha iyi başarıma sahiptir.

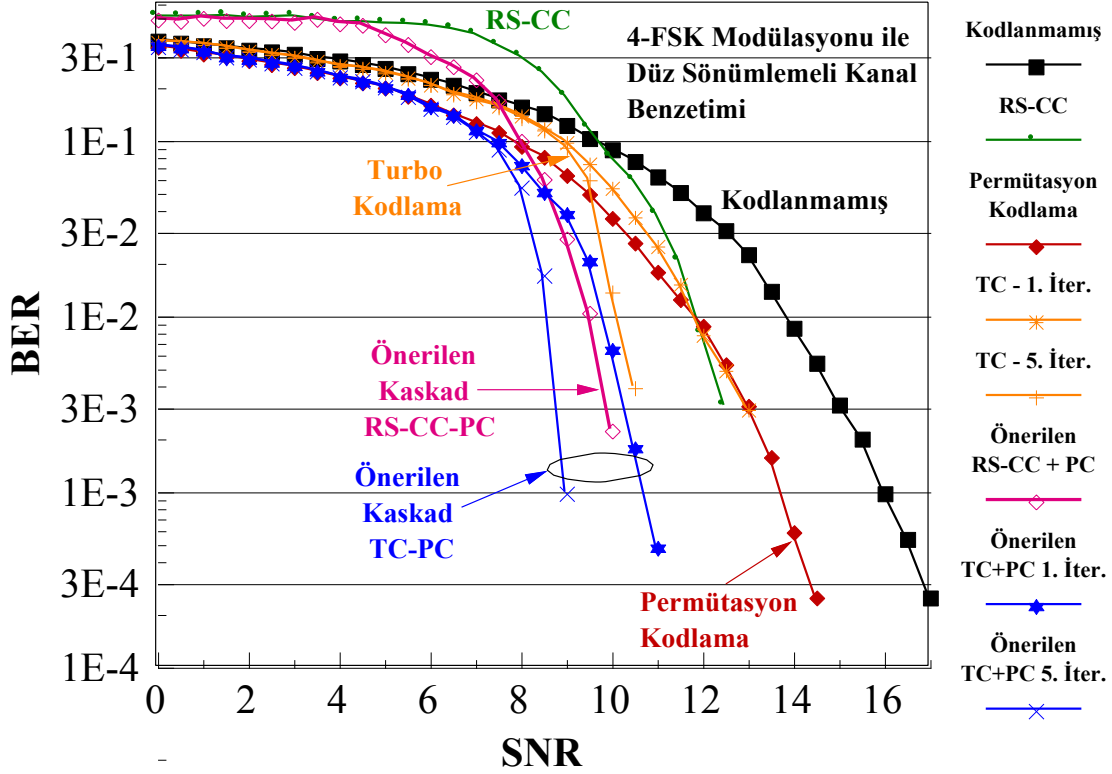
2.7. 2. Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad Bağlı TC-PC ile AWGN Kanal Başarımları



Şekil 34. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağlı TC-PC ile AWGN kanal başarımları.

Şekil 34'deki AWGN kanala ilişkin BER-SNR başarımları incelendiğinde, PC'nin yaklaşık 2.5 dB SNR değerine kadar RS-CC ve TC'nin 1. iterasyonundan daha iyi başarıma sahiptir. Ancak, 2.5 dB'den sonra RS-CC ve TC'nin 1. iterasyonu PC'yı geçmektedir. RS-CC ise TC'nin 1. iterasyonunu az farkla geçmektedir. En iyi başarımları Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 5. iterasyon sağlamıştır. Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 5. iterasyonda, Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC kodlamaya göre, $1E-4$ BER değeri için, yaklaşık olarak 2.5 dB daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC kodlama ise Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 1. İterasyondan yaklaşık 1 dB daha iyi başarımlar sağlamıştır.

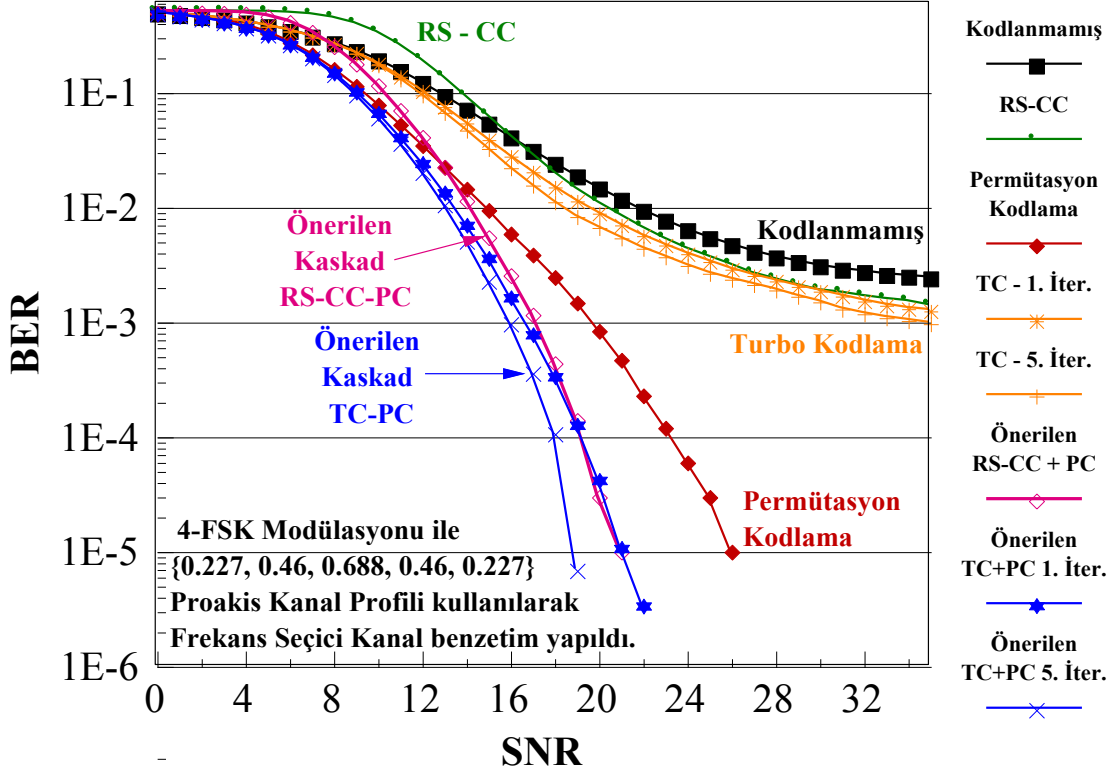
2.7.3. Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad Bağlı TC-PC ile Flat Kanal Başarımları



Şekil 35. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağlı TC-PC ile Flat kanal başarımları.

Şekil 35'deki düz sönümlmeli kanallara ilişkin BER-SNR başarımları incelendiğinde, PC'nın yaklaşık 12 dB SNR değerine kadar RS-CC'den daha iyi başarıma sahiptir. Ancak, 12 dB'den sonra RS-CC PC'yi geçmektedir. Ayrıca, PC ile TC'nin 1. iterasyonu yaklaşık olarak aynı başarıma sahiptir. RS-CC ise TC'nin 1. iterasyonunu az farkla geçmektedir. En iyi başarımları Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 5. iterasyon sağlamıştır. Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 5. İterasyonda, Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC kodlamaya göre, $3E-3$ BER değeri için, yaklaşık olarak 1 dB daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Önerilen kaskad bağlı RS-CC-PC kodlama ise Önerilen kaskad bağlı TC-PC kodlayıcı 1. iterasyondan yaklaşık 0.5 dB daha iyi başarımlar sağlamıştır.

2.7. 4. Önerilen Kaskad Bağlı RS-CC-PC ve Önerilen Kaskad Bağlı TC-PC ile Frekans Seçici Kanal Başarımları.



Şekil 36. Önerilen kaskad bağli RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağli TC-PC ile frekans seçici kanal başarımları.

Şekil 36'daki frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanallara ilişkin BER-SNR başarımları incelendiğinde, PC'nin RS-CC ve TC başarımlarını geçtiği görülmektedir. Kodlamasız sistem, RS-CC ve TC 1E-3 BER tabanına yakınsamaktadır. Önerilen kaskad bağli TC-PC kodlayıcının ise diğer bütün kodlayıcıları geçerek 1E-4 BER değeri için PC'den yaklaşık olarak 3 dB, Önerilen kaskad bağli TC-PC 1. iterasyon ve Önerilen kaskad bağli RS-CC-PC'den yaklaşık 1 dB daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Önerilen kaskad bağli RS-CC-PC ve Önerilen kaskad bağli TC-PC 1. iterasyon yaklaşık olarak aynı başarımları sağlamıştır.

3. SONUÇLAR

Bu tezde, kaskad bağı RS-CC-PC ve TC-PC'den oluşan iki yeni kodlayıcı yapısı önerilmiştir. Önerilen yöntemlerle RS-CC ve klasik TC'nin AWGN, düz sönümlemeli ve frekans seçici Rayleigh sönümlemeli kanal başarımlarının karşılaştırmalı olarak analizi ve bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Özellikle frekans seçici Rayleigh sönümlemeli kanallarda PC hata tabanını ortadan kaldırmıştır. Önerilen yöntemler PC'nin başarımları daha da ileri götürülerek $1E-4$ BER değerinde RS-CC-PC ile 4dB'lik ve TC-PC ile 5 dB'lik kazanç sağlanması oldukça dikkat çekmiştir. Önerilen yöntemle hesaplama karmaşıklığının bir miktar artmasına rağmen elde edilen verim artışı kayda değer bulunmuş ve uygulamada elde edilen başarımlar için bu karmaşıklığın göze alınabilir boyutta olabileceği kanısına varılmıştır.

Sonuç olarak, elde edilen başarımlar önerilen yöntemin yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılabileceğini göstermektedir. Özellikle, spektrum verimliliği, düşük karmaşıklık ve düşük seviyeli alınan işaret güçlerinin gerekli olduğu gömülü verici-alıcı tasarımında kaskad RS-CC-PC ve TC-PC başarımdan ödün vermeden rahatlıkla kullanılabilir.

4. ÖNERİLER

Bu tezde önerilen kaskad bağıli sistemlerde kod çözme aşamasındaki veriler, sıfır-bir karar verilmiş veriler (*hard data*) olarak kod çözücülere aktarılmıştır. Bu durum başarımlı düşüren etkenlerden biridir. Permütasyon kod çözücülerde bahs edilmiş olan kod çözücü yapılarında en yüksek başarımlın yumuşak veri girişli kod çözücülerde elde edildiği bilgisayar benzetimleriyle gösterilmişti (Bölüm 2). Dolayısıyla Permütasyon kod çözücünün çıkışındaki verilerin de yumuşak veri (*soft data*) olarak RS-CC ve Turbo Kod çözücülere girilebilmesi halinde başarımlarda en az 3 dB'lik bir kazanç sağlanması beklenmektedir. Bu nedenle yumuşak kararlı kod çözme çalışmaları bir sonraki dönemde araştırma ve geliştirme konusu olabilir.

Daha yüksek seviyeli modülasyonlarda ve kör kanal izleme çalışlarında önerilen yöntemin yapacağı katkı çok önemli olacaktır.

5. KAYNAKLAR

1. Bluetooth, <http://www.bluetooth.com>.
2. O'Hara, B. and Petrick A., 802.11 Handbook – A Designer's Companion, IEEE Press, Newyork, 1999.
3. Fiebig, U. -C. G. and Robertson, P. "Soft decision and erasure decoding in fast frequency-hopping systems with convolutional, Turbo and Reed-Solomon codes", IEEE Transaction on Communications, Vol. 47, no. 11, pp. 1646-1654, November, 1999.
4. Ferreira, H. C. and Han Vinck, A. J., Interference cancellation with Permutation trellis codes, Proc. Vehicular Technology Conference, Vol. 5, pp. 2401-2407, 2000.
5. Shum, K. W., Permutation coding and MFSK modulation for frequency selective channel, PIMRC.
6. Glover, I., Grant, P. Digital.Communications, 3. Baskı, Prentice Hall, Great Britain, 2000.
7. Çakır, O., Güç Haberleşme Sisteminin Modellenmesi ve Simülasyonu, Yüksek Lisans Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
8. Proakis, J. G., Digital Communication, 4. Baskı, McGraw-Hill, Singapur, 2001.
9. Kolmogorov, A. N., Sur l'interpolation et extrapolation des suites stationnaires, Comptes Rendus de l'Académie des sciences, 208 (1939) 2043.
10. Wiener, N., The Exploration Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications, Wiley, New York, 1949.
11. Kotelkinow V. A., The Theory of Optimum Noise Immunity, Doktora Tezi, Molotov Energy Institute, Moskow, 1947 .
12. Wozencraft, J. M. ve Jacobs, I. M., Principles of Communication Engineering, Wiley, New York, 1965.
13. Shannon C. E., A Mathematical Theory of Communication, Bell Syst. Tech. J., 27 (1948) 623-656.
14. Hamming, R. W., Error Detecting and Error Correcting Codes, Bell Syst. Tech. J., 29 (1950) 147-160.

15. Muller D. E., Application of Boolean Algebra to Switching Circuit Design and to Error Detection, IRE Trans. Comput., EC-3 (1954) 6-12.
16. Forney, G. D., Concatenated Codes, MIT Press, Cambridge, 1966.
17. Chien, R. T., Cyclic Decoding Procedures for BHC codes, IEEE Trans. Inform. Theory, IT-10 (1964) 357-363.
18. Wozencraft, J. M. ve Reiffen, B., Sequential Decoding, MIT Press, Cabridhe, 1961.
19. Ungerboeck, G., Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission Systems, IEEE Trans. Commun., COM-22 (1974) 624-636.
20. Ziv, J. ve Lempel, A., A Universal Algorithm for Sequential Data Compression, IEEE Trans. Inform. Theory, IT-23 (1977) 337-343.
21. Berroru, C. ve Glavieux, A., Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes, Proc. IEEE Int. Conf. Commun., May 1993, Geneva Switzerland, 1064-1070.
22. Sklar, B., Digital Communications Fundamentals and Applications, 2.Baskı, Prentice Hall, New Jersey.
23. Soysal , B., OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarılımlı Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
24. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.
25. Nix, A.R., Fundamental Investigation into Short Range High Capacity Mobile Data Transmission, Ph.D. Thesis, University of Bristol, England, September 1993.
26. Kaya, I., A Study of High Performance Equalisation and Pre-Equalisation for High Speed Wireless Data Communications, Ph.D. Thesis, Centre for Communicaitons Research, University of Bristol, April 1998.
27. Haykin, S., Communication Systems, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1994.
28. Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B., Lavry, D., A Statistical Model of Urban Multipath Propagation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 21, 1, (1972), 1-9.
29. Peebles, P.Z., Probability, Random Variables and Random Signal Principles, McGraw-Hill Book Company, New York, 1980.

30. Ertürk, S., Sayısal Haberleşme, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2005.
31. M. Zimmermann, K. Dostert, An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks, International Symposium on Powerline Communications and its Applications (ISPLC2000), Limerick, Ireland, April 5–7, 2000
32. Hrasnica, H., Haidine, A., Lehnert, R., Broadband Powerline Communications Networks, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, England, 2004.
33. M. Zimmermann, K. Dostert, The low voltage distribution network as last mile access network– signal propagation and noise scenario in the HF- range, AEÜ International Journal of Electronics and Communications, (1), 13–22 2000
34. Fuqin Xiong, Digital Modulation Techniques, 2.Baskı, Artech House, Londra, 2000.
35. Huczynska, S., Powerline communication and the 36 officers problem, The Royal Society, 2006.
36. Tuğcu, E., Turbo Kodlar ve Turbo Denkleştiriciler, Yüksek Lisans Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2007.
37. Elias, P., Coding for Noisy Channels, IRE Conv. Record, 4 (1955) 37-47.
38. Wicker, S., Error Control Systems for Digital Communications and Storage, Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, 1995.
39. Fano, R.M., A Heuristic Discussion of Probabilistic Decoding, IEEE Transactions on Information Theory, 9 (1963) 64-74
40. Jelinek, F., An Upper Bound on Moments of Sequential Decoding Effort, IEEE Transactions Information Theory, 15 (1969) 464-468.
41. Forney, G. D., The Viterbi Algorithm, IEEE Transactions on Communicaitons, (1973) 268-278.
42. Viterbi, A. J., Error Bounds for Convolutional Codes and An Asymptotically Optimum Decoding Algorithm, IEEE Transactions on Information Theory, (1967) 260-269.
43. Berlekamp, E.R., Peile, R.E. ve Pope, S.P., The Application of Error Control To Communications, IEEE Communication Magazine, 25 (1987) 44-57.
44. Shannon, C. E., A mathematical theory of communication, Bell System Technical Journal, (1948) 379-427.

45. Costello, D.J., Hagenauer, J., Imai, H., Wicker, S., B., Applications of Error- Control Coding, IEEE Transactions on Information Theory, 44 (1998) 2531-2560.
46. Forney, G.D., Concatenated Codes, MIT Press, Cambridge, 1966.
47. Berrou, C., Glavieux, A. ve Thitimajshima, P., Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding, Turbo-Codes, Proceedings of ICC'93, Geneve, Switzerland,(1993) 1064-1070.
48. Berrou, C. and Glavieux, A., Near optimum error Correcting coding and Decoding, Turbo codes, IEEE Transactions on Communications, (1996) 44, 1261-1271.
49. Dejonghe, A., Novel Turbo-Equalization Techniques for Coded Digital Transmission, Phd Thesis, 2004.
50. Koch, W. ve Baier, A., Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying intersymbol-interference, IEEE Globecom, (1990) 1679-1684.
51. Robertson, P.,Vilibrun, E. ve Hoeher, P., A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain, International Conference on Communications (1995) 1009-1013.
52. Robertson, P., Improving Decoder and Code Structure of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes, International Conference on Universal Personal Communications, (1994) 183-187.
53. Barbulescu, A. S. Ve Pietrobon, S. S., Interleaver Design for Turbo Codes, Electronics Letters, (1994) 2107-2108 .
54. Yuan, J., Vucetic, B., and Feng, W., 1999. Combined turbo codes and interleaver design, IEEE Transactions on Communications, (1996) 484-487.
55. Benar, M., Turbo kodlama ve AWGN kanallarda başarımlı analizi, Yüksek Lisans Tezi, 2002.
56. Sklar, B., A Primer on Turbo Code Concepts, IEEE Communications Magazine, 1997.
57. Sklar, B., Fundamentals of Turbo Codes, 2002.
58. Hagenauer, J., Offer E., ve Papke, L., Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes, IEEE Transactions on Information Theory, (1996) 429-445.
59. Dönmez, M. Viterbi Kod Çözme Algoritmasının AWGN ve Rayleigh Kanallarda Başarımlı Analizi, Yüksek Lisans Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2003.

60. Minty, G.J., A Comment on the Shortest Route Problem, Operations Research, 5 (1957) 724.
61. Forney, G.D.JR., The Viterbi Algorithm, Proceeding of the IEEE, 1973, Cilt 61, 268-278.
62. Forney, G.D.JR., Convolutional Codes II: Maximum Likelihood Decoding, Information and Control, 25 (1974) 222-266.
63. Cain, J.B., Clark, G.C.JR., ve Geist, J.M., Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding, IEEE Transactions on Information Theory, 24 (1979) 97-100.
64. Hagenaur, J., Rate Compatible Puncured Convolutional Codes and Their Applications, IEEE Transactions on Communications, 36 (1988) 389-400.
65. Han Vinck, A.J., Coded Modulation for Power Line Communications, AEÜ Journal, 2000, pp. 45-49, Jan 2000
66. Demir, M. A. and Özen A., Yeni bir değişken adım büyüklüklü yumuşak karar geri beslemeli kör denkleştirici, IEEE SİU 2011 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, pp. 754-757, 20-22 Nisan 2011 ANTALYA.

ÖZGEÇMİŞ

Fatih ÇAKIR 1984'te Trabzon'da doğdu. İlköğrenimini Trabzon Fatih İlkokulu'nda, orta öğrenimini Trabzon Mehmet Akif Ersoy İlköğretim Okulu'nda ve lise öğrenimini Trabzon Fatih Süper Lisesi'nde yaptı. 2003 yılında Cumhuriyet Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Lisans Programı'na başladı ve 2009 yılında bu bölümden mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans Programı'na başladı. İyi derecede İngilizce bilmektedir.