GAZİ ÜNİVERSİTESİ

Gazi

1926

YF HABERLEŞME İÇİN FH-TTK-SFM-FAD DALGA FORMU TASARIMI PERFORMANS ANALİZİ ÜZERİNE

Parisa EBRAHIMPOUR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2016

Parisa EBRAHİMPOUR tarafından hazırlanan "YF HABERLEŞME İÇİN FH-TTK-SFM-FAD DALGA FORMU TASARIMI PERFORMANS ANALİZİ ÜZERİNE" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

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

Başkan : Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Ankara Üniversitesi

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

Üye : Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Ankara Üniversitesi

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

Tez Savunma Tarihi: 19/ 12 / 2016

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

…….…….

Prof. Dr. Hadi GÖKÇEN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

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

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

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

Parisa EBRAHIMPOUR

19/ 12/ 2016

YF HABERLEŞME İÇİN FH-TTK-SFM-FAD DALGA FORMU TASARIMI PERFORMANS ANALİZİ ÜZERİNE

(Yüksek Lisans Tezi)

Parisa EBRAHIMPOUR

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2016

ÖZET

Bu çalışma kablosuz Yüksek Frekanslı (HF) iletişim paneli için Eşitlenmiş Frekans Alanı (FDE), Dikey Frekans Bölümü Çoklama (OFDM) yapısı temelinde Turbo Kafes Kodlamalı Sürekli Faz Modülasyonunu (TTC/CPM) ortaya koymaktadır. Önerilen yapı aynı zamanda pilot çalışma temelli Minimum Ortalama Karesel Hata (MMSE) tahmini ve eşitleme metodunu içermektedir. Bu yaklaşım turbo kodun frekans çeşitliliği ve CPM modülasyonunun enerji etkinliğini birleştirmektedir. Bu çalışmada, önerilen modelin analizi simüle edilmiştir. Sonuçlar önerilen kodlu modülasyon şemasının hem dar bant hem de geniş bantlı kanallarda umut veren bir performans sergilediğini göstermektedir.

Bilim Kodu	:	92705
Anahtar Kelimeler	:	Turbo Kafes Kodu, Sürekli Faz Modülasyonu,HF Haberleşme, Frekans Bölgesi Eşitliği, OFDM
Sayfa Adedi	:	86
Danışman	:	Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

ON THE DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF FH-TTC-CPM-FDE WAVEFORM HİGH FREQUENCY COMMUNICATIONS

(M. Sc. Thesis)

Parisa EBRAHIMPOUR

GAZI UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2016

ABSTRACT

This proposal puts out Turbo Trellis Coded Continuous Phase Modulation (TTC/CPM) well-appointed on Frequency Domain Equalized (FDE), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) structure for wireless High Frequency (HF) communication channel. The offered structure also comprises the pilot based minimum Means Square Error (MMSE) estimation and equalization layout. This approach combines the advantage of the frequency diversity of turbo code and energy efficiency of CPM modulation. In this study, analysis of proposed model was simulated and showed that it achieves promising performance. Experimented outcomes based on TTC/CPM illustrated that the proposed way remarkably outperforms the original TTCM, CPM and other competing methods.

Science Code	:	92705
Key Words	:	Turbo Trellis Coded, Continuous Phase Modulation, Frequency Domain Equalization, OFDM, HF Communication.
Page Number	:	86
Supervisor	:	Assoc. Prof. Dr. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca beni yönlendiren, katkılarıyla bana yardım eden sayın Doç. Dr. Özgür ERTUĞ'a yine kıymetli tecrübelerinden faydalandığım telekomünikasyon laboratuvarın'da arkadaşım Fatih GENÇ'e teşekkür ederim ve ayrıca yaşam boyunca her zaman her konuda bana destek olan eşim Amin HASSANKHANİ'ye teşekkür ederim. Yanısıra, manevi desteklerine her zaman hissetiren anneme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

SİMGELER VE KISALTMALAR xiv

1. GİRİŞ 1

2. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ 3

2.1. Eklenen Gürültü Kanalı 3

2.2. Doğrusal Filtre Kanalı 4

2.3. Doğrusal Zamanlı Değişken Filtre Kanalı 5

2.4. Elektrik Haberleşme Sistemini Unsurları 6

2.4.1. Verici 7

2.4.2. Kanal 8

2.4.3. Alıcı 9

3. MODÜLASYON 11

3.1. Kodlama ve TCM Hakkında 11

3.2. Konvolüsyonlı Kodlar 14

3.3. Kafes Kodlamalı Modülasyon (TCM) 17

3.4. Sürekli Faz Modülasyonu (CPM) 24

3.4.1. Dikdörtgen (LREC) 25

3.4.2. Yükseltilmiş kosinüs (LRC) 26

Sayfa

3.5. CPM Sinyallerinin Faz Durumları 27

3.6. TTC-CPM 34

3.7. CPM-Bant Genişliği 40

3.8. TCM-CPM'nin Yapısı 41

3.9. TCM'nin CPM ile Birleştirilmesi 42

4. SİSTEM MODEL 45

4.1. OFDM 45

4.1.1. OFDM-CPM 46

4.1.2. OFDM AWGN 48

4.2. HF Kanal 48

4.3. HF-OFDM 49

4.4. Dar-Bant Waterson Kanal 50

4.5. Geniş-Bant Vogler-Hoffmeyer Kanal 52

5. KANAL KESTİRİMİ 55

5.1. MMSE 55

5.2. Pilot Ekleme 56

5.3. OFDM Kanal Tahmin Teknikleri 59

5.4. Frekans-Atlama 59

6. MODÜLASYON 63

6.1. Simülasyon Senaryoları 63

6.2. Sayısal Simülasyon Sonuçları 64

6.2.1. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun AWGN kanal altındaki BER performans analizi 66

6.2.2. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi. 67

Sayfa

6.2.3. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi..... 68

6.2.4. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi. 69

6.2.5. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi. 70

6.2.6. 4-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması 71

6.2.7. 16-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması. 73

6.2.8. Dar-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı..... 74

6.2.9. Geniş-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı..... 75

7. SONUÇ VE ÖNERİLER 79

KAYNAKLAR 81

ÖZGEÇMİŞ 86

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 3.1. Şekil 3.7'de bilgi organizasyonu iki çizelge şeklinde 21

Çizelge 3.2. Şekil 3.7'de bilgi organizasyonu iki çizelge şeklinde..... 22

Çizelge 3.3. Giriş-Çıkış verileri ve sinyal yıldız kümelenmeleri..... 38

Çizelge 6.1. Senaryolarda kullanılan temel parametreler 65

Çizelge 6.2. TTCM TTC-CPM Sisteminin Darbant HF Kanalında BER Perfrmansı ... 77

Çizelge 6.3. TTCM TTC-CPM Sisteminin Geniş-bant HF Kanalında BER Perfrmansı 77

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Kanala gürülte ekleme 3

Şekil 2.2. Ek gürültülü doğrusal filtre kanalı 4

Şekil 2.3. Ek gürültülü doğrusal zaman-filtre kanalı 5

Şekil 2.4. İletişim sistemi 5

Şekil 2.5. Dijital iletişimin temel unsurları 7

Şekil 3.1. 4 PSK için diagram 11

Şekil 3.2. 4 PSK için kümelenme diyagramı 12

Şekil 3.3. Bir konvolüsyonlı kodlayıcı genel blok diyagramı 14

Şekil 3.4. çevrimsel kodlayıcı 15

Şekil 3.5. 8 PSK TCM için konvolüsyonlı kodlayıcı 17

Şekil 3.6. Üç biti 8 PSK sembolüne eşlemenin iki yolu 19

Şekil 3.7. Şekil 3.1'deki konvolüsyonlı kodlayıcı için durum Kafes diyagramı 20

Şekil 3.8. 8 PSK TCM kümelenme 23

Şekil 3.9. L=1 için dikdörtgen biçimlendirme dalga formu ve onun integral q(t) 26

Şekil 3.10. L=3 için yükseltilmiş kosinüs şekillendirme dalga formu $g_T(t)$ ve onun integrali 27

Şekil 3.11. $g_T(t)$ için GMSK şekillendirme dalga formu $B_bT=3$ ve onun integral q (t) 27

Şekil 3.12. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen bir darbesi için gelen kapsam çıktısı 32

Şekil 3.13. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen düzgün bir faz yörüngesinde bir darbe için çıktısı 33

Şekil 3.14. Düzgün bir faz yörüngesi bulunan ve L=1 ile 'nin dikdörtgen bir darbesi için kapsam çıkışı. 33

Şekil 3.15. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen darbesi için durum kafes diyagramı 34

Şekil 3.16. Herhangi bir h değeri olan M-CPFSK için TTC / CPM kodlayıcı yapısı ... 35

Şekil 3.17. 16-CPFSK için TTC / CPM kodlayıcı yapısı ve h=1 / 2 36

Şekil 3.18. 16-CPFSK h=1/2 sinyal faz diyagramı 37

Şekil 3.19. REC CPM'sinin Üç Sembolü İçin IQ Plot Karşılaştırması ve Sabit Olmayan Zarfı 40

Şekil 4.1. OFDM mimarisi 45

Şekil 4.2. Ortogonal frekans bölüşümlü ardışık faz modülasyonu (OFDM-CPM) verici ve kanalı 46

Şekil 4.3. OFDM-CPM sinyalizasyon için faz kafes 47

Şekil 4.4. Watterson Modeli 50

Şekil 4.5. TTCM-CPM blok diagrom 54

Şekil 5.1. Kanal Kestirimi 57

Şekil 5.2. FH Yayılı Spektrum Sistemi 61

Şekil 5.3. Bir Örüntü Örneği 61

Şekil 6.1. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun AWGN kanal altındaki BER performans analizi 66

Şekil 6.2. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi 67

Şekil 6.3. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi 68

Şekil 6.4. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi 70

Şekil 6.5. 4,16-TTC-CPM modülasyonun Geniş-bant Vogler Hoffmeyer HF kanal altındaki BER performans analizi 71

Şekil 6.6. 4-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması 72

Şekil 6.7. 16-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması 73

Şekil 6.8. Dar-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı 75

Şekil 6.9. Geniş-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı 76

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	**Açıklamalar**
CP	Döngüsel önek
Db	Desibel
E	Sembol enerjisi
Hz	Hertz
M	Modülasyon seviyesi
N	Alt taşıyıcı
$\mathbf{N_p}$	Pilot ton sayısı
$\mathbf{N_{ps}}$	Pilot ton sıklığı
R	Kod oranı
T	Sembol periyodu
τ	Zaman değişkenin
θ_k	Kümülatif faz
f_0	Taşıyıcı frekansı
φ_0	Sabit faz
f_{Di}	Frekans kayması

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
ADC	Analog-to-Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AWGA	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Ratio
CFO	Carrier Frequency Offset
CP	Cyclic Prefix
CPM	Continuous Phase Modulation
DAC	Digital-to-Analog Converter

FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
FM	Frequency Modulation
GMSK	Gauss Minimum Shift Anahtarlama
HF	High frequency
IDFT	ters bölünmüş Fourier dönüşümü
IFFT	Invers Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
LREC	Dikdörtgen
ML	Maximum-Likelihood
MM	Memoryless Mapper
MMSE	Minimum Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRC	Spectral Raised Cosine
TCM	Trellis Coded Modulation
TFM	Tamed Frekans Modülasyonu
TTCM	Turbo Trellis Coded Modulation
ZF	Zero-forcing

1. GİRİŞ

Gelecekte taktik iletişim sistemlerinin yüksek hız ve yüksek kaliteye sahip mültimedya iletimini desteklemesi gerekecektir. Bu çalışmada özgün bir kodlu modülasyon TTC-CPM dalga formu, var olan HF iletişim sisteminin içerisinde sunulmuştur. Daha önce hata performansını ve güç etkinliğini geliştirmek için CPM ve TTC dalga formları ayrı ayrı kullanılmıştı. Önce 1993 yılında Berrou ve arkadaşları tarafından Turbo Kodlar kullanıldı [1]. Bu kodlar Shannon limitine yakın yüksek bir performans elde etti. Daha sonra çoklu seviyeli sinyaller için turbo kodlama ve kafes kodlama modülasyonu sıralandı ve turbo kafes kodlamalı modülasyon (TTCM) Blackert ve Wilson tarafından 1996'da geliştirildi [2]. İkinci olarak etkin bir güç iletimi için [3] gereken sabit genliğe sahip olduğundan CPM modülasyonu kablosuz iletişim sistemlerinde geniş şekilde kullanılmaya başlandı. Buna ilave olarak CPM OFDM sistemleri Zirveden Ortalama Güç Oranı [4] alanında kullanılmaya başlandı. OFDM sistemleri PAPR'dan olumsuz etkilenmekte ve genliğin sebep olduğu yayılmaya daha hassas olmasını sağlamaktadır. Buna rağmen çoğu araştırmacı tarafından toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü (AWGN) kanalları üzerinde kıvrımlı kodlayıcı CPM kullanılmıştır [3,5]. Bu sistemler için bit-hata oranında (BER) üst sınırlar türetilmiştir. Mesafe spektrumu ve BER'in detaylı bir analizi dikkate alınmıştır [5]. CPM ve TTCM birleştirilmiş ve Turbo Kafes kodlamaları sürekli faz modülasyonu (TTC-CPM) geliştirilerek [6] hata performansı ve bant genişlik etkinliği geliştirilmiştir. Bu çalışmada dar bantlı Watterson ve geniş bantlı Voggler-Hoffmeyer HF kanal modelinde düşük bir karmaşık frekans alan (FD) kanal eşitleme ve tahmini önerilmiştir. Bu amaçla kanalın gölgeleme etkisinin zayıflamasını en aza indirmek için genel olarak frekans alanı Minimum Ortalama Kare Hatası (MMSE) eşitlemesi kullanılmıştır [7]. Geniş bantlı kanallar için zaman alanındaki uzun kanal impals (CI) yanıtı sebebiyle geleneksel zaman-alan eşitlemesinin gecikmesi yüksektir. Bu yüzden frekans alanı eşitlemesi bu kanallar için daha pratiktir. Aynı zamanda bu modelde tarak türü pilot düzenlemesiyle MMSE tahmini kullanılır. Pilot sembolleri tutarlı zamanlarla yerleştirerek en iyi tahmin elde edilmiştir. İlaveten semboller arası girişimi (ISI) ortadan kaldırmak için döngüsel ön ek (CP) kullanılmıştır. Son olarak TTC-CPM-FDE'nin performans analizi hem dar bantlı Watterson hem de geniş bantlı Voggler- Hoffmeyer HF kanalında TCM ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar TTC-CPM-FDE şemasının TTCM sisteminden üstün olduğunu ortaya koymaktadır.

Sonuç olarak [2] ‘de olduğu gibi turbo Trelis kodlu (TTC) modülasyon geliştirildi. Derin uzay ve uydu iletişimi gibi bant sınırlı kanallarda, sürekli faz modülasyonu (CPM), spektrum doluluk özelliği düşük olduğundan açık avantajlara sahiptir. CPM sürekli faz kodlayıcı (CPM) ve hafızasız haritalayıcıdan (MM) oluşur. CPE, MM tarafından dalga formlarına eşlenen kod sözcük dizilerini üreten ve sürekli bir faz sinyali oluşturan faz kodlayıcıdır. CPM ile ilgili şemalar, belirli bir sayıdaki Kafesteki durumlar için geleneksel yaklaşımı kullanan sistemlere göre daha iyi bir performans sergilemektedir; çünkü bunlar Öklid uzaklıklarını artırmaktadır. CPM’nin bellek yapısı atandıktan sonra , Kafesli ve konvolüsyonlu birleşik kodlanmış sistemlerinden oluşan tek bir ortak CPM kodunu tasarlamak mümkündür.

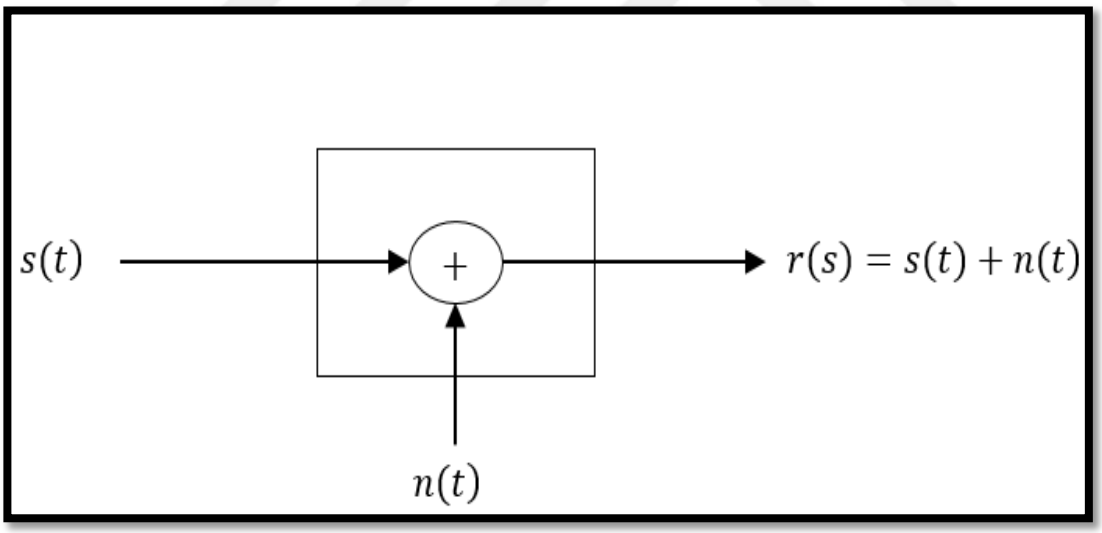
Hata performansını ve bant genişliği verimliliğini artırmak için CPM ve TTC’yi birleştirdik ve böylece turbo Treliste kodlanmış - sürekli faz modülasyonu (TTC /CPM) uyguladık. Yeni kodlayıcı, TTC ve CPM’nin birleşik bir yapısını içeriyor. Kodlayıcılar ayrı olarak ele alındığında, açılmış kodlar için sinyalin devamlılığının sağlanması mümkün olmadığından çözüm, kodlayıcılar arasında uygun bir bağlantı kurmaktır. Bu tez çalışmasında, (CPM) olarak adlandırılan yeni bir kombine kodlayıcı yapısı sunulmaktadır.

2. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ

Fiziksel kanallarla bilgi iletimi için iletişim sistemlerinin tasarımında ,iletim ortamının en önemli özelliklerini yansıtan matematik modellerini oluşturmayı uygun bulduk. Sonra, kanal için matematiksel model, vericide kanal kodlayıcı ve modülatörünün tasarımında, demodülatörde ve alıcıdaki kanal dekoderinde kullanılır. Bir sonraki aşamada, uygulamada karşılaştığımız birçok fiziksel kanalı karakterize etmek için sıklıkla kullanılan kanal modellerinin kısa bir tanımını sunuyoruz.

2. 1. Eklenen Gürültü Kanalı

Bir iletişim kanalı için en basit matematiksel model eklenen gürültü kanalıdır. Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Bu modelde, iletilen sinyal bir rastgele *n(t)* ses prosesie ilave edilmiştir. Fiziksel olarak, İlave gürültü süreci, iletişim sisteminin alıcısındaki elektronik bileşenlerden ve yükselticilerden ortaya çıkabilir.



Şekil 2.1. Kanala gürülte ekleme

Eğer gürültü öncelikle elektronik bileşenler ve amplifikatörler tarafından alıcıda verilirse, termal gürültü olarak karakterize edilebilir. Bu tür gürültü istatistiksel olarak Gauss gürültü p olarak nitelendirilir. Dolayısıyla, kanal için ortaya çıkan matematiksel modele genellikle Eklenen Gauss gürültü kanalı denir. Çünkü bu kanal modeli, fiziksel iletişim kanallarının sınıfını ve matematiksel olarak izlenebilirliğine uyguladığından, bu bizim iletişim sistemi analiz ve tasarımında kullandığımız baskın kanal modelidir. Kanal sönümlenmesi

(zayıflaması) modele kolayca girer. Sinyal kanal üzerinden iletimde zayıflama geçirdiğinde, alınan sinyal :

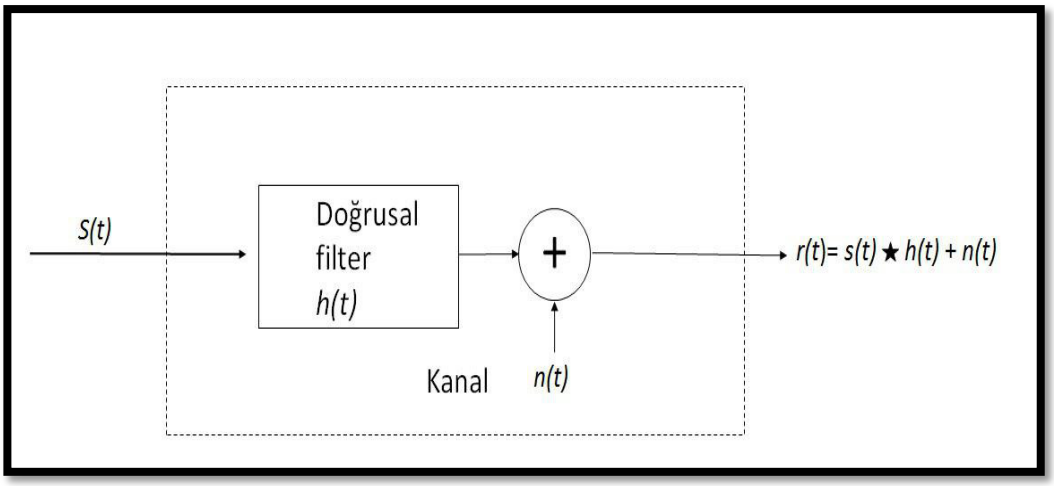
$$r(t) = as(t) + n(t) \tag{1.1}$$

şeklindedir. Burada a, sönümlenme (zayıflama) faktörünü temsil eder.

2.2. Doğrusal Filtre Kanalı

Kablolu telefon kanalı gibi bazı fiziksel kanallarda, gönderilen sinyallerin belirtilen bant genişliği sınırlamalarını aşmamasını sağlamak için filtreler kullanılmaktadır ve böylece, filtreler birbirine karışmaz. Bu kanallar, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi genel olarak matematiksel olarak ek gürültülü doğrusal filtre kanalları olarak nitelendirilir. Dolayısıyla, kanal girişi sinyal *s(t)* ise, burada *h (t)* doğrusal filtrenin dürtü yanıtıdır ve kıvrımları gösterir.

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * h(t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)\, s(t-\tau)\, d\tau + n(t) \end{aligned} \tag{1.2}$$



Şekil 2.2. Ek gürültülü doğrusal filtre kanalı

2.3. Doğrusal Zamanlı Değişken Filtre Kanalı

İletilen sinyalin zamanla değişen çok yollu yayılımıyla sonuçlanan su altında akustik kanallar ve iyonosferik radyo kanalları gibi fiziksel kanallar, matematiksel olarak zamanla değişen doğrusal filtreler olarak nitelendirilebilir. Bu tür doğrusal filtreler, t-τ zamanında uygulanan bir dürtü nedeniyle, t zamanındaki kanalın cevabı olan $h(\tau, t)$ zaman değişkeni kanal dürtü yanıtı $h(\tau, t)$ ile nitelendirilir. Böylece, τ geçen süre değişkenini temsil eder. Ek gürültülü doğrusal zaman değişkeni filtre kanalı Şekil 2.3'te gösterilmektedir. Bir girdi sinyali $s(t)$ için, kanal çıkış sinyali:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * h(\tau;t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t)\, s(t-\tau)\, d\tau + n(t) \end{aligned} \tag{1.3}$$

tir.

İyonosfer (30 MHz'in altındaki frekanslarda) ve mobil hücresel radyo kanalları gibi fiziksel kanallar yoluyla çok yollu sinyal yayılımı için iyi bir model, Eşitlik (2.3) 'ün zaman varyantlı dürtü yanıtının bulunduğu özel bir durumudur ve form

$$h(\tau;t) = \sum_{k=1}^{L} a_k(t)\, \delta(t-\tau_k) \tag{1.4}$$

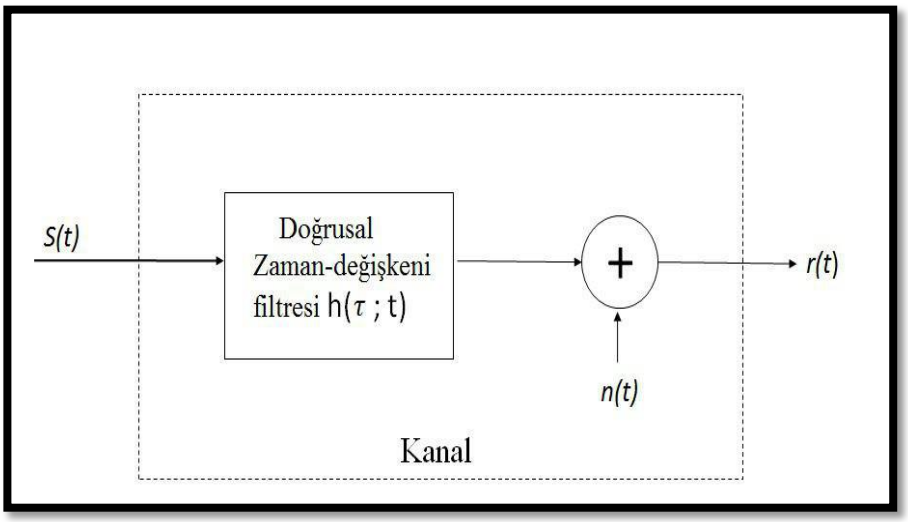
sahiptir.

Burada $a_k(t)$, L çok yollu yayılım yolları için olası zaman değişkeni zayıflatma faktörlerini temsil eder. Eşitlik 1.4'e Denklem 1.3'e değiştirilirse, alınan sinyal formu

$$r(t) = \sum_{k=1}^{L} a_k(t)\, s(t-\tau) + n(t) \tag{1.5}$$

tir.

Dolayısıyla, alınan sinyal, L bileşeninin her birinin a_k tarafından zayıflatıldığı ve τ_k ile geciktirildiği L çoklu yol bileşenlerinden oluşur.



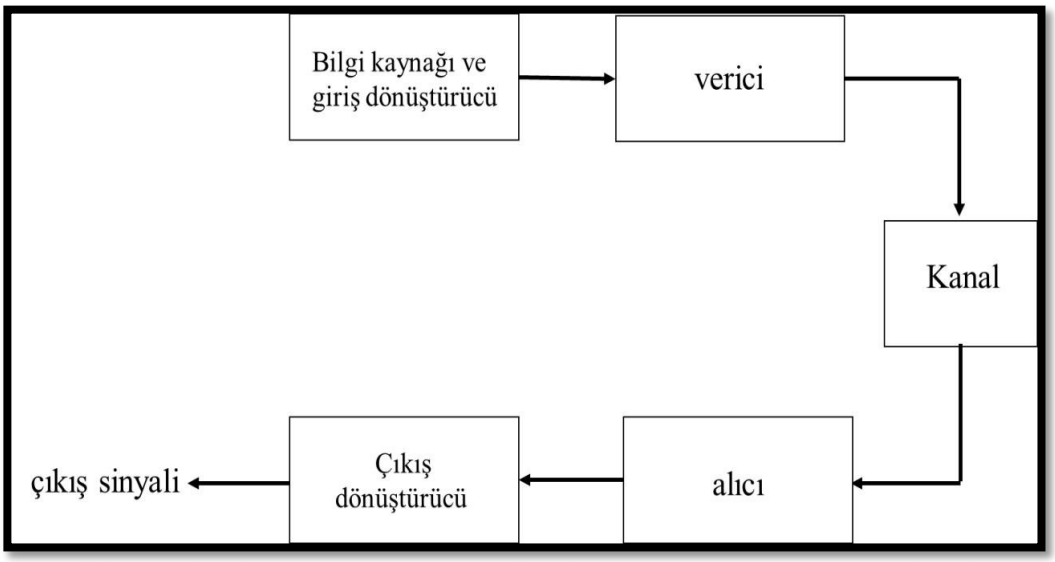
Şekil 2.3. Ek gürültülü doğrusal zaman-filtre kanalı

Yukarıda açıklanan üç matematiksel model, pratikte karşılaşılan fiziksel kanalların büyük çoğunluğunu yeterince ifade etmektedir. Bu metinde, iletişim sistemlerinin analizi ve tasarımı için bu üç kanal modeli kullanılmaktadır.

2.4. Elektrik Haberleşme Sistemini Unsurları

Elektriksel iletişim sistemleri, mesajları bir veya daha fazla hedefe üreten bir kaynaktan mesaj veya bilgi göndermek üzere tasarlanmıştır, genel olarak, bir iletişim sistemi Şekil 2.4'de gösterilen fonksiyonel blok diyagramı ile temsil edilebilir. Kaynaktan elde edilen bilgiler, ses (konuşma kaynağı), resim (resim kaynağı) veya İngilizce Japonca, Almanca, Fransızca gibi belirli bir dilde düz metin şeklinde olabilir. Bilgi üreten herhangi bir kaynakta bulunması gereken önemli bir özellik, çıktılarının olasılık açısından açıklanmasıdır; Yani bir kaynağın çıktısı belirleyici değildir. Aksi halde, mesajı iletmeye gerek yoktur.

Bir verici çıkışının, nakil için uygun olan bir elektrik sinyaline dönüştürülmesi için genellikle bir dönüştürücü gerekir. Örneğin, ne bir akustik konuşma sinyalini bir elektrik sinyaline çeviren dönüştürücü ve bir video kamera bir görüntüyü bir elektrik sinyallerine dönüştürme işlevi görür. Hedefin alındığı elektrik sinyallerini örneğin sinyaller, resimler vb. için uygun bir forma dönüştürmek için benzer bir dönüştürücü (transformatör) gerekir. İletişim sisteminin kalbi üç temel parçadan oluşur: Kısaca alıcının, bu üç verici tarafından gerçekleştirilen işlevleri ve kanal öğeleri aşağıda açıklanmaktadır.



Şekil 2.4. İletişim sistemi

2.4.1. Verici

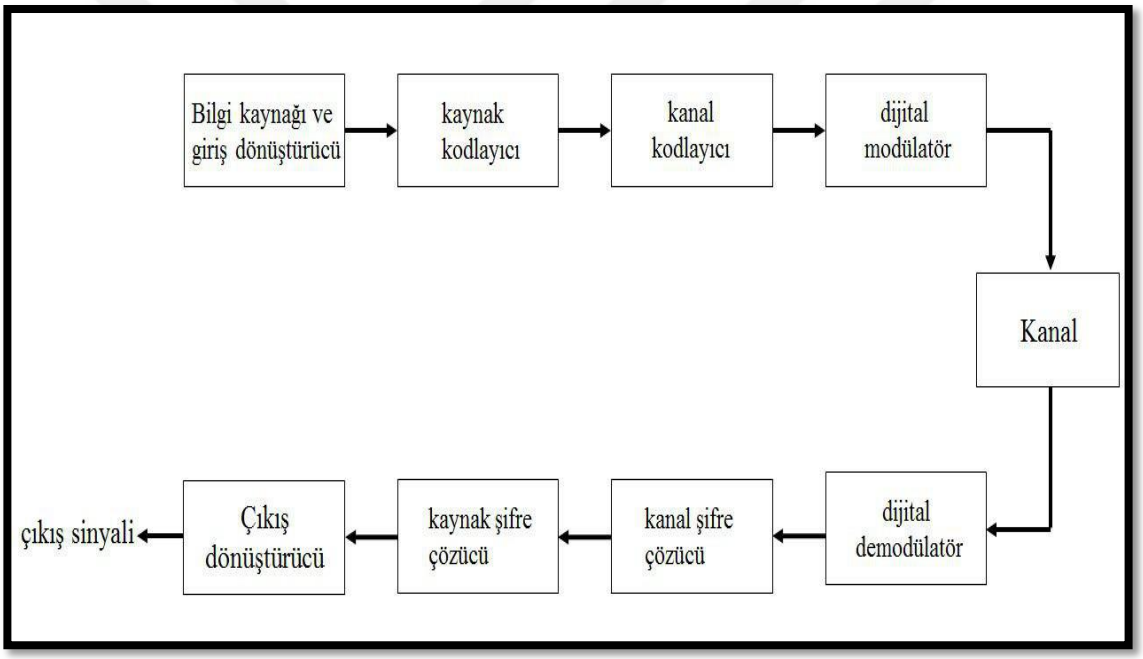
Verici, elektrik sinyalini, fiziksel kanal veya iletim ortamı yoluyla iletime uygun bir forma dönüştürür. Örneğin, radyo ve TV yayınlarında, Federal İletişim Komisyonu (FCC) her verici istasyonun aralığını belirtir. Dolayısıyla, verici, gönderilecek bilgi sinyalini, vericiye verilen frekans tahsisi ile eşleşen uygun frekans aralığına çevirmelidir. Böylece, birden fazla radyo istasyonu tarafından iletilen sinyaller birbirine müdahale etmez. Benzer işlevler, birçok kullanıcıdan gelen elektrikli konuşma sinyallerinin aynı tel üzerinden iletildiği telefon iletişim sistemlerinde bulunur.

Genellikle, verici mesaj sinyalini modülasyon adı verilen bir süreç vasıtasıyla kanal ile eşleştirmeyi gerçekleştirir. Genellikle, modülasyon, taşıyıcının herhangi bir fazını değiştirmek için bilgi sinyalinin kullanılmasını içerir. Örneğin, AM radyo yayınında, iletilen bilgi sinyali, radyo yayın istasyonuna tahsis edilen frekans bandındaki merkez frekansın sinüs biçimli taşıyıcının genlik varyasyonlarında bulunur. Bu genlik modülasyonudur. FM radyo yayınında, iletilen bilgi uyarıları sinüs taşıyıcısının frekans varyasyonlarında bulunur. Bu, frekans modülasyonunun bir örneğidir. Faz modülasyonu (PM), bir sinüzoidal taşıyıcı üzerinde bilgi sinyalini etkilemek için üçüncü yöntemdir.

Genel olarak, AM, FM ve PM gibi taşıyıcı modülasyonu, bilgi sinyalini kanalın nitelikleriyle uyuşan bir forma dönüştürmek için yukarıda belirtildiği gibi aktarılır.

Böylece, modülasyon süreci boyunca, bilgi sinyali, kanalın tahsisi ile eşleşecek şekil 2.5'te frekansa çevrilir. Modülasyon türünün seçimi, sinyalin kanal üzerinden iletim sırasında karşılaştığı gürültü ve parazit türlerinin miktarı ve iletimden önce sinyal yükseltmesi için kullanılabilen elektronik cihazlar gibi çeşitli faktörlere dayanır. Her durumda, modülasyon işlemi, birçok kullanıcıdan aynı fiziksel kanal üzerinden birden fazla mesajın iletilmesini barındırmayı mümkün kılar.

Modülasyona ek olarak, genellikle vericide gerçekleştirilen işlevler, bilgi taşıyan sinyalin filtrelenmesi, modüle edilmiş sinyalin yükseltilmesi ve kablosuz iletim durumunda, bir verici anten vasıtasıyla sinyalin yayılmasıdır.



Şekil 2.5. Dijital iletişimin temel unsurları

2.4.2. Kanal

İletişim kanalı, sinyali vericiden alıcıya göndermek için kullanılan fiziksel ortamdır. Kablosuz iletimde kanal genellikle atmosferdir (boş alan). Öte yandan, telefon kanalları genellikle kablolu hatlar, fiber optik kablolar ve kablosuz (mikrodalga sinyal) da dahil olmak üzere çeşitli fiziksel ortamlar kullanmaktadır. Sinyal iletiminin fiziksel aracı ne olursa olsun, temel özellik, gönderilen sinyalin çeşitli olası mekanizmalarla rasgele bir şekil 2.5'te bozulmasıdır. Sinyalin bozulmasının en yaygın biçimi sinyal yükseltmesinin yapıldığı alıcı ön ucunda oluşturulan fazlalık gürültüsü biçimindedir. Bu gürültüye

genellikle termal gürültü denir. Kablosuz iletimde, ilave katkı bozulmaları, insan tarafından oluşturulan bir ses ve bir alıcı anten tarafından toplanan atmosferik gürültüdür. Otomobil ateşleme gürültüsü insan yapımı bir gürültüye bir örnektir ve gök gürültülü fırtınalarla gelen elektrik yıldırım deşarjları, atmosferik gürültüye bir örnektir. Kanalın diğer kullanıcılarının girişimi, hem kablosuz hem de kablolu iletişim sistemlerinde genellikle ortaya çıkan ek gürültüye neden olur.

Uzun menzilli, radyo iletimi için kullanılan iyonosferik kanal gibi bazı radyo iletişim kanallarında, sinyal bozulmasının başka bir biçimi çoklu yol yayılımıdır. Bu sinyal bozulması, kendisini, genellikle sönümlenme olarak adlandırılan sinyal yükseltilmesinde zaman değişimleri olarak gösteren bir sinyal bozukluğu, sönümlenme olarak karakterize edilir.

Hem çoğalan (ilaveli) hem de ilaveli olmayan sinyal bozulmaları genellikle rastgele bir olgu olarak karakterize edilir ve istatistiksel terimlerle açıklanır. Bu sinyal bozulmalarının etkisi, iletişim sisteminin tasarımı üzerinde dikkate alınmalıdır. Bir iletişim sisteminin tasarımında sistem tasarımcısı, fiziksel kanallarda karşılaşılan sinyal bozulmasını istatistiksel olarak karakterize eden matematiksel modellerle çalışır. Genellikle, matematiksel bir modelde kullanılan istatistiksel tanımlama, bu tür kanallar üzerinden sinyal iletimini içeren deneylerden elde edilen gerçek ampirik ölçümlerin sonucudur. Bu gibi durumlarda, iletişim sistemlerinin tasarımında kullanılan matematiksel model için fiziksel bir gerekçe vardır. Öte yandan bazı iletişim sistemi tasarımlarında kanalın istatistiksel özellikleri zamanla önemli ölçüde değişebilir. Bu gibi durumlarda, sistem tasarımcısı çeşitli sinyal bozulmalarına karşı dayanıklı bir iletişim sistemi tasarlayabilir. Bu, sistemin parametrelerinin bazılarını karşılaşılan kanal bozulmasına uyarlamasıyla başarılabilir.

2.4.3. Alıcı

Alıcının işlevi, alınan sinyalde bulunan mesaj sinyalini iyileştirmektir. Mesaj sinyali taşıyıcı modülasyon ile iletilirse, alıcı sinüs taşıyıcısından mesaj çıkarmak için taşıyıcı demodülasyonu gerçekleştirir. Sinyal demodülasyonu ek bir gürültü ve muhtemelen diğer sinyal bozulması mevcudiyetinde yapıldığı için, demodüle edilmiş mesaj sinyali , genellikle, alınan sinyaldeki bu bozulmaların varlığı ile bir dereceye kadar bozulur.

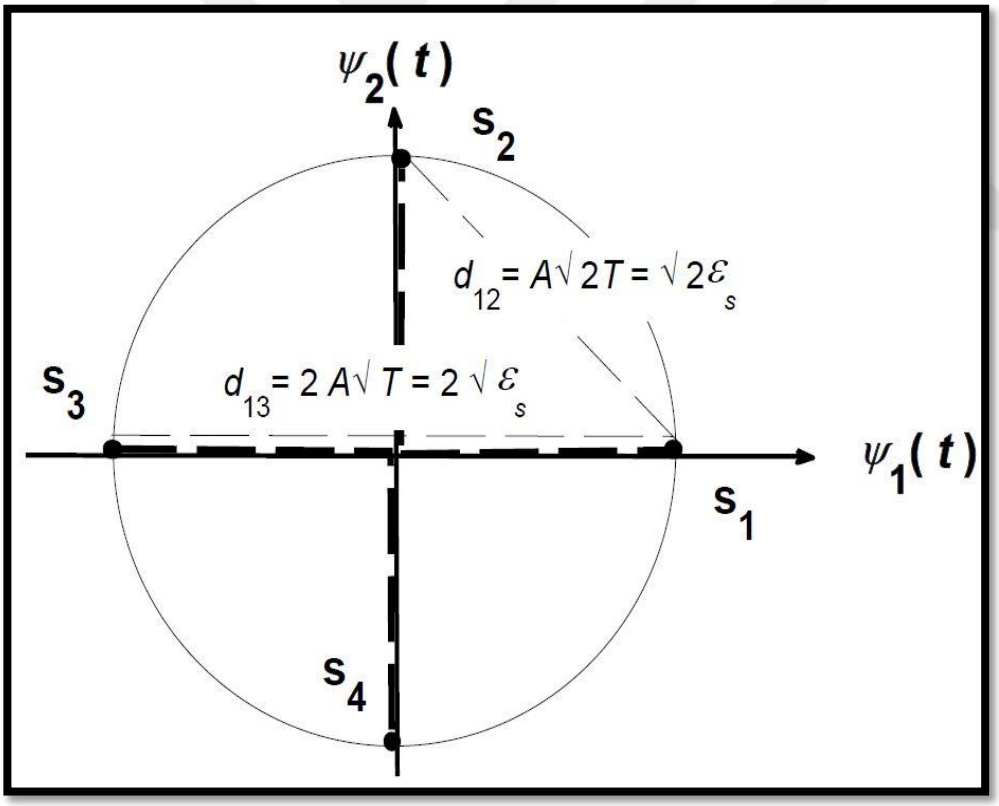
Gördüğümüz gibi, alınan mesaj sinyalinin uygunluğu, modülasyon türünün, katkı gürültünün mukavemetinin, herhangi bir diğer katkı müdahalesinin türüne ve mukavemetine ve herhangi bir ek olmayan müdahale türüne bağlıdır. Sinyal demodülasyonunun birincil fonksiyonunu gerçekleştirmenin yanı sıra, alıcı sinyal filtreleme ve gürültü bastırma gibi bir dizi çevresel fonksiyon da gerçekleştirir.

3. MODÜLASYON

3. 1. TCM ve Kodlama

Kafes Coded Modulation (Kafes Coded Modulation) (TCM), kıvrımlı kodlamaya dayanır, bu nedenle kodlamada temel kavramları tanıtmak ve kıvrımlı kodlamaya kısmi bir tanıtım yapmak uygun olacaktır. Kodlamanın felsefesi, (yapay olarak) sinyal alanının boyutsallığını arttırmak ve bazı sinyal vektör konumlarını boş bırakmaktır, böylece bitişik sinyal vektör uçları arasındaki minimum mesafe artar, ve hata ihtimalini azaltır[8].

Kümelenme şeması Şekil 3.1'de gösterildiği gibi 4 PSK bulunduğunu varsayalım. 3.1 uzunlukta sinyal vektörleri ile aralarındaki mesafeleri birlikte.

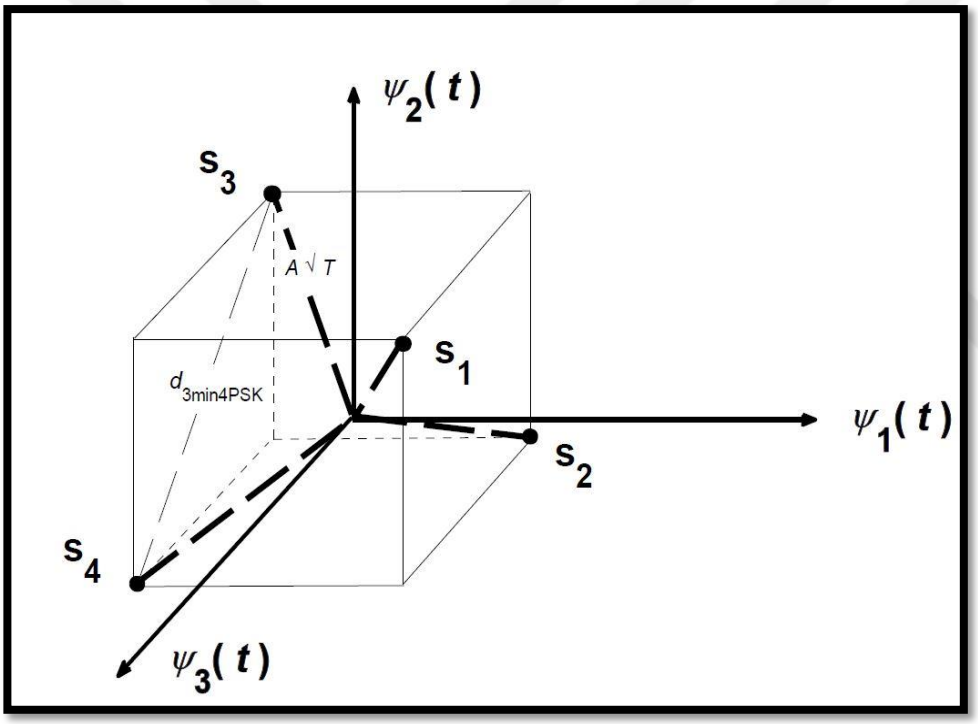


Şekil 3.1. 4 PSK için diagram

Açıklığa kavuşturmak için, Şekil 3.1'de gösterilen 4 PSK'nın özelliklerinin altını çiziyoruz.

$$d_{2\min 4PSK} = d_{12} = d_{14} = d_{23} = A\sqrt{2T}, d_{13} = d_{24} = A\sqrt{2}$$
$$|s_1| = |s_2| = |s_3| = |s_4| = A\sqrt{2}, \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_4 = \varepsilon_s = A^2T \quad (3.1)$$

Diyelim ki bitişik sinyal vektörü uçları arasında, d_2 d_k' dan daha büyük bir minimum mesafeye sahip başka bir kümelenme diyagramı tasarlamak istiyoruz (3.1) de verilen d_2 min 4PSK , vektör uzunlukları veya toplam veya ortalama enerji aynıdır. Bunu yapmanın bir yolu, sinyal alanının boyutsallığını iki ila üç boyuta yükseltmektir. Böyle bir konfigürasyon Şekil. 3.2. de gösterilmiştir



Şekil 3.2. 4 PSK için kümelenme diyagramı

Şekil. 3.2 de, sinyal vektörlerini merkezi üç boyutlu sinyal alanının orijiniyle çakışan bir küpün köşelerine yerleştirdik. Buna ek olarak, sinyal vektör uçları arasındaki mesafelerin sinyalleri çapraz olarak küp taraflarına yerleştirilmesi ve diğer diyagonallerin boş bırakılması ile en üst düzeye çıkarılacağı şeklinde düzenlenmiştir. İki ila üç boyuta giden sinyal vektörü uçları arasında kazandığımız artan ayrım miktarını görmek için, üç boyutlu durumda sinyal vektör bileşenleri için aşağıdaki gibi yazıyoruz.

$$
\begin{aligned}
s_1 &= \left[+\sqrt{\varepsilon_c}, +\sqrt{\varepsilon_c}, +\sqrt{\varepsilon_c}\right] = \sqrt{\varepsilon_c}\,[+1, +1, +1] \\
s_2 &= \left[+\sqrt{\varepsilon_c}, -\sqrt{\varepsilon_c}, -\sqrt{\varepsilon_c}\right] = \sqrt{\varepsilon_c}\,[+1, -1, -1] \\
s_3 &= \left[-\sqrt{\varepsilon_c}, -\sqrt{\varepsilon_c}, +\sqrt{\varepsilon_c}\right] = \sqrt{\varepsilon_c}\,[-1, -1, +1] \\
s_4 &= \left[-\sqrt{\varepsilon_c}, +\sqrt{\varepsilon_c}, -\sqrt{\varepsilon_c}\right] = \sqrt{\varepsilon_c}\,[-1, +1, -1]
\end{aligned}
\tag{3.2}
$$

$\varepsilon_s = A^2 T$ ile ilgili olarak ε_c nin ne olduğunu bulmak kolaydır. Böylece Şekil 3.1 ve 3.2 kümelenmesi arasında enerji eşdeğer olur. 1.1 ve 1.2. Bu nedenle

$$
\varepsilon_1 = \|s_1\|^2 = 3\varepsilon_c = A^2 T, \varepsilon_c = \frac{A^2 T}{3} \tag{3.3}
$$

bu yolla şekil 3.2 ‘te $d_{3\min 4\mathrm{PSK}}$ değerini bulabiliriz ve şekil 3.2 de ki $d_{3\min 4\mathrm{PSK}}$ ile kıyaslayabiliriz,

$$
\begin{aligned}
&d^2_{3\min 4PSK} = 8\varepsilon_c = \frac{8\varepsilon_c}{3} = \frac{8A^2T}{3} \\
&d_{2\min 4PSK} = 2A\sqrt{\frac{2T}{3}} = 1.633\sqrt{T}, d_{2\min 4PSK} = A\sqrt{2T} = 1.41A\sqrt{T} \\
&\frac{d_{3\min 4PSK}}{d_{2\min 4PSK}} = 1.1547
\end{aligned}
\tag{3.4}
$$

boş olan sinyal pozisyonlarını dolduracak olsaydık. Şekil 3.2’de, 8 PSK’ye benzer şekil elde ederiz, fakat üç boyutta. Şekil 3.2’de 8 PSK’lı iki ve üç boyutlu olgularda asgari uzaklıkları aşağıdaki gibi tahmin etmek mümkündür.

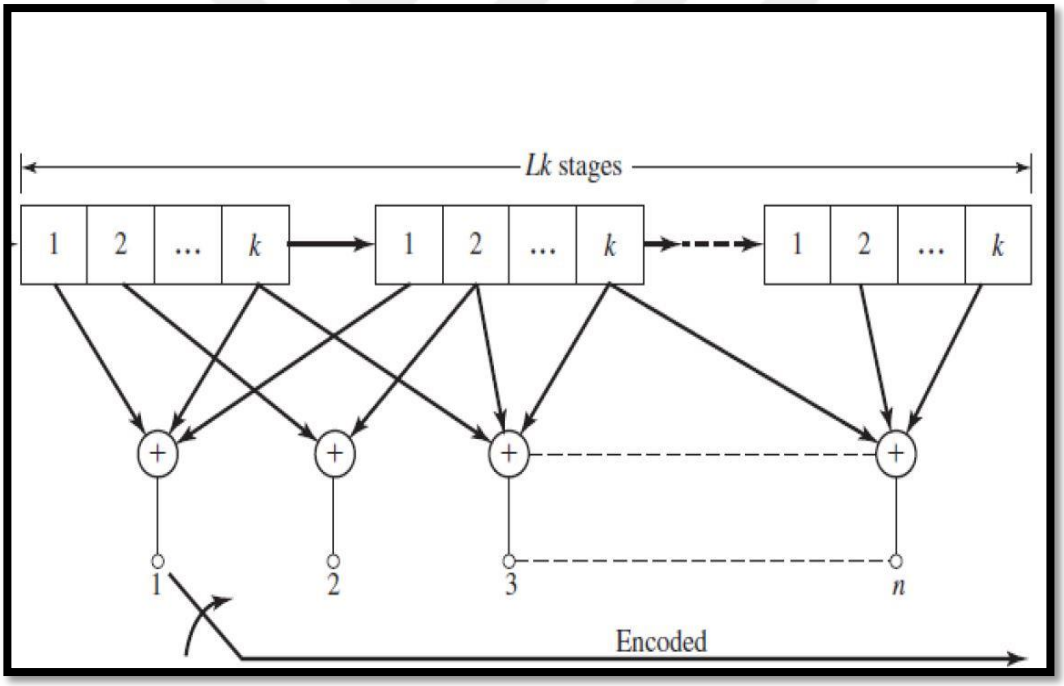
$$
\begin{aligned}
&d_{3\min 4PSK} = 2A\sqrt{\frac{T}{3}}1.15\sqrt{T}, A\sqrt{T(2-\sqrt{2})} = 0.765A\sqrt{T} \\
&\frac{d_{3\min 4PSK}}{d_{2\min 4PSK}} = 1.508
\end{aligned}
\tag{3.5}
$$

Dolayısıyla, boyutsallığı artırmak her zaman minimum mesafeyi artırır, ancak artan sayıda boyutla bant genişliği gereksinimlerimizin ve alıcı karmaşıklığının da arttığını unutmamalıyız.

Doğrusal ve çevrimsel kodlar gibi oldukça basitleştirilmiş kodlama şemaları bulunmaktadır. Burada, geçmişe ve geçmiş sembollere bağımlılık gösteren kodlar ile ilgileniyoruz, dolayısıyla hafızamız var. Böyle bir şema, devam edeceğimiz kıvrımlı kodlamadır.

3.2. Konvolüsyonlu Kodlar

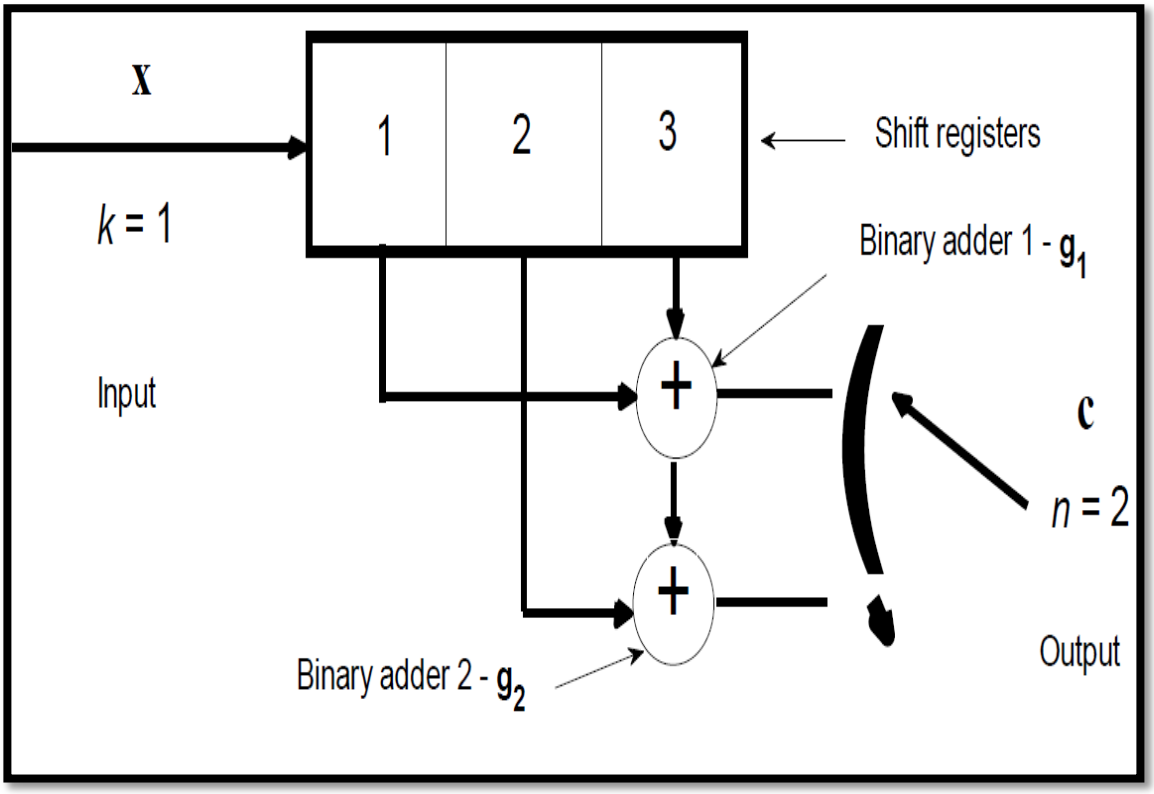
Bir konvolüsyonlı kodlayıcı genel blok diyagramı Şekil 3.3'de gösterilmektedir.



Şekil 3.3. Bir konvolüsyonlu kodlayıcı genel blok diyagramı

Şekil 3.3'e göre. bir seferde *k* uzunluğunda ileti dizisi (ikili) bilgi bitleri olarak alıp bunları kaydırma kayıtlarının *L* aşamasında saklıyoruz. Daha sonra bu kayma kayıtlarına bağlı olan toplayıcılardan, *k* biti mesajdan kaynaklandığı uzunluk *n*'nin bir çıktısını okuruz, bu nedenle kodlama nedeniyle fazladan *n-k* bitler görünür. Genel olarak izlenebilir sonuçlar için, Şekil 3.4'de gösterilenden çok daha düşük konfigürasyonları tercih ediyoruz [9].

Aşağıda gösterilen konvolüsyonlu kodlayıcı için, girdi mesaj dizisi $x = [1, 1, 0, 1, 0, 1, 1]$



Şekil 3.4. Çevrimsel kodlayıcı

Çıktıyı üç şekilde bulabiliriz: ilk olarak girişim tarafındaki ardışık yüklemelerde kaydırma kayıtlarının içeriğine dikkat ederek ve ikili toplama kurallarını gözleyerek ve ikame edicilerin çıkışını gösterilen yönde (aşağıya doğru) tarayarak ikili toplayıcılara ekleme eylemini gerçekleştirerek. İlk ikili girişten (x' deki en soldaki ikili değerden önce) önce, kaydırma kayıtları 1 ve 2'ye sıfırlar yüklendiğini varsayıyoruz. Aslında, bir sonraki giriş için aynı koşulları yaratmak için, var olan girdi mesajının sonuna, gerçek girdimiz x=[1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0]. Ardından, manüel izlemeyle, Şekil 3.4'deki konvolüsyonlı kodlayıcı-dan şekil 3.4'in çıktısını buluruz. c=[1,1,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,0,1,0,1,0,1,1]. C'yi x ile karşılaştırarak, ikisi arasında hiçbir benzerlik görmüyoruz. Bunun anlamı, Şekil 3.4'de gösterilen kodlayıcı hakkında bilgisi olmayan bir dekoder için, c'den x' e geri dönmek neredeyse imkansızdır.

İkinci olarak konvolüsyonlı kodlayıcı çıkışı da örgülü tarama metoduyla bulunabilir. Bunun için, katlayıcıların bağlantılarının polinom gösterimini kaydırma yazmacına aşağıdaki gibi yazıyoruz [10].

$$g_1 = [1,0,1], g_2 = [1,1,1] \tag{3.6}$$

$$g_1(p) = p^{2+1,} g_2(p) = p^2 + p + 1$$

(3.6) ‘de görüldüğü gibi, g gösterimi için, toplayıcıya kayma yazmacına bağlantı varsa, bir tane yazarız, aksi takdirde sıfır yazarız. Sonra, bu gösterimi, (3.6) ‘in ikinci satırında gösterildiği gibi g (*p*) polinom ifadelerine dönüştürürüz. Aynı düzeni kullanarak, girdi mesaj sırasını eklenen sıfırlar olmadan aşağıdaki gibi bir polinom ifadesi olarak yazarız

$$X = [1,1,0,1,0,1,1]$$
$$X(p) = p^6 + p^5 + p^3 + p + 1 \tag{3.7}$$

Şimdi, ikili ekleme kurallarına dikkat ederek, aşağıdaki şekilde hareket ediyoruz

$$x(p)g_1(p) = (p^6 + p^5 + p^3 + p + 1)(p^2 + 1)$$
$$x(p)g_2(p) = (p^6 + p^5 + p^3 + p + 1)(p^2 + p + 1) \tag{3.8}$$

Üçüncü Son fikir olarak, katlama kodlayıcı çıktısını Matlab kullanarak bulabilirsiniz. Bunun için, Şekil 3.4’teki konvolüsyonlı kodlayıcı konstrüksiyonunu, Matlab’ın notasyonunda Matlab’a tanıtmalıyız. Bu, "poly 2 trellis (Constraint Length, Code Generator)" adlı işlevdeki bağımsız değişkenleri belirterek yapılır. Şekil 3.4’teki konfigürasyonda bir katman ve ya kaydırma yazmacı var vardır, *k=1* olduğundan ConstraintLength argümanı tarafından temsil edilecektir. Tek katmandaki kayan yazmaçların sayısı *L=3*. CodeGenerator argümanı için, (3.6) ‘da verilen g_1 ve g_2’den yararlanarak, ikili öğeleri sekizliğe dönüştürdük.

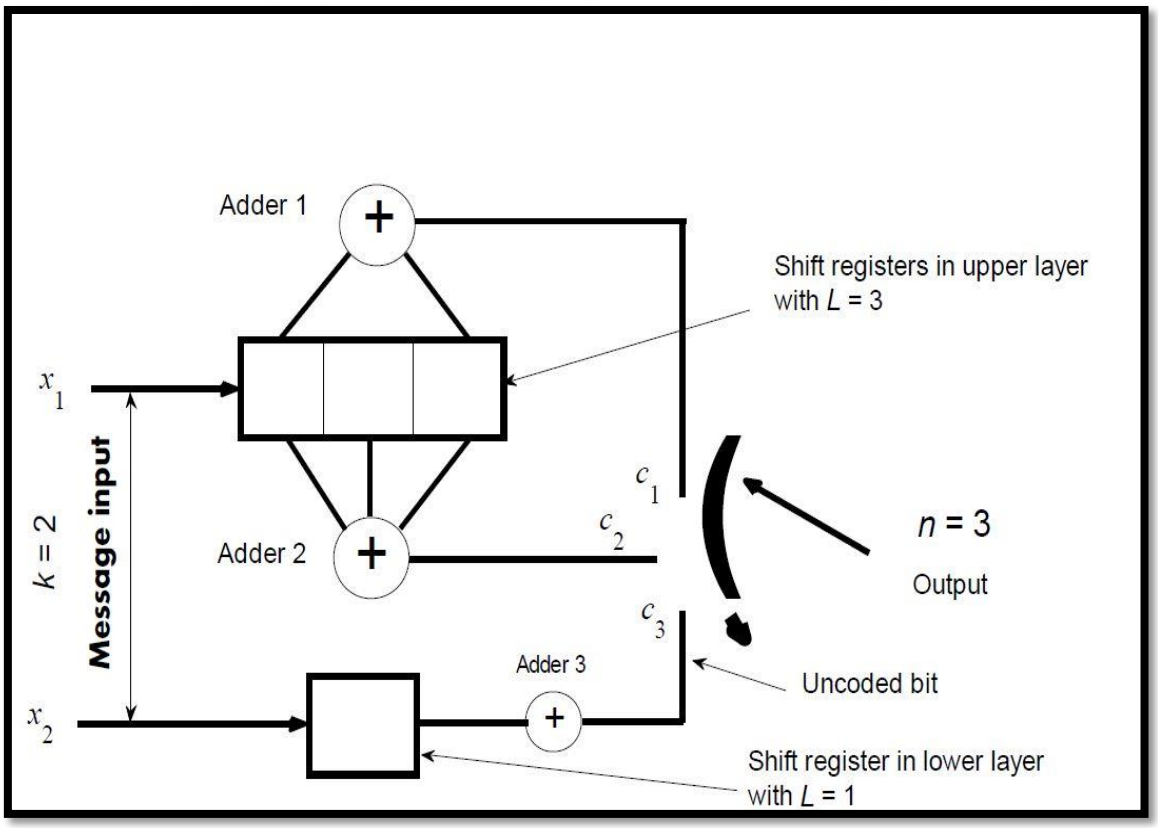
Genel olarak ConstraintLength, her katman için *L* değerlerini belirten $1 \times k$ sıra dizisidir. CodeGenerator $k \times N_a$ Matris, katmanların geçiş katmanlarına olan bağlarını belirtir

kaydırma yazmacı, Burada N_a, toplayıcı sayısına karşılık gelir. k> 1 durumunda şunu göz önünde bulundurunuz; CodeGenerator matrisinde, her bir toplayıcının her bir kaydırma yazmacının katmanı tek tek tanımlanmalıdır. Ayrıca, Matlab'da birinci kaydırma kaydı çizilmemiştir, ancak L'nin sayısal değeri Şekil 3.4'te belirtildiği gibi tanımlanmıştır.

3. 3. Kafes Kodlamalı Modülasyon (kipleme) (TCM)

TCM ilk kez Ungerboeck tarafından 1981'de önerildi. Temel düşünce, konvolüsyonlu kodlamayı kullanarak PSK ve QAM'da daha iyi performans elde etmektir.

Kafes kodlama modülasyonu, aşağıdaki basit bir örnekle en iyi şekilde açıklanabilir. 4 PSK yapmak için ikili dalga formları (bitler) olarak gruplandırabileceğimiz bir mesaj sinyali olduğunu varsayalım. Burada, mesaj sinyalini 4 PSK sembolüne dönüştürmek yerine, iki bit olarak gruplandırılmış mesajın ikili formunu kullanır ve sembole üç bit oluşturmak için konvolüsyonlu kodlaması kullanırız. Böylece kodlama gösteriminde k=2, n=3 Böyle bir işlem Şekil 3.5'de aşağıda gösterilen kodlayıcı ile yapılabilir.



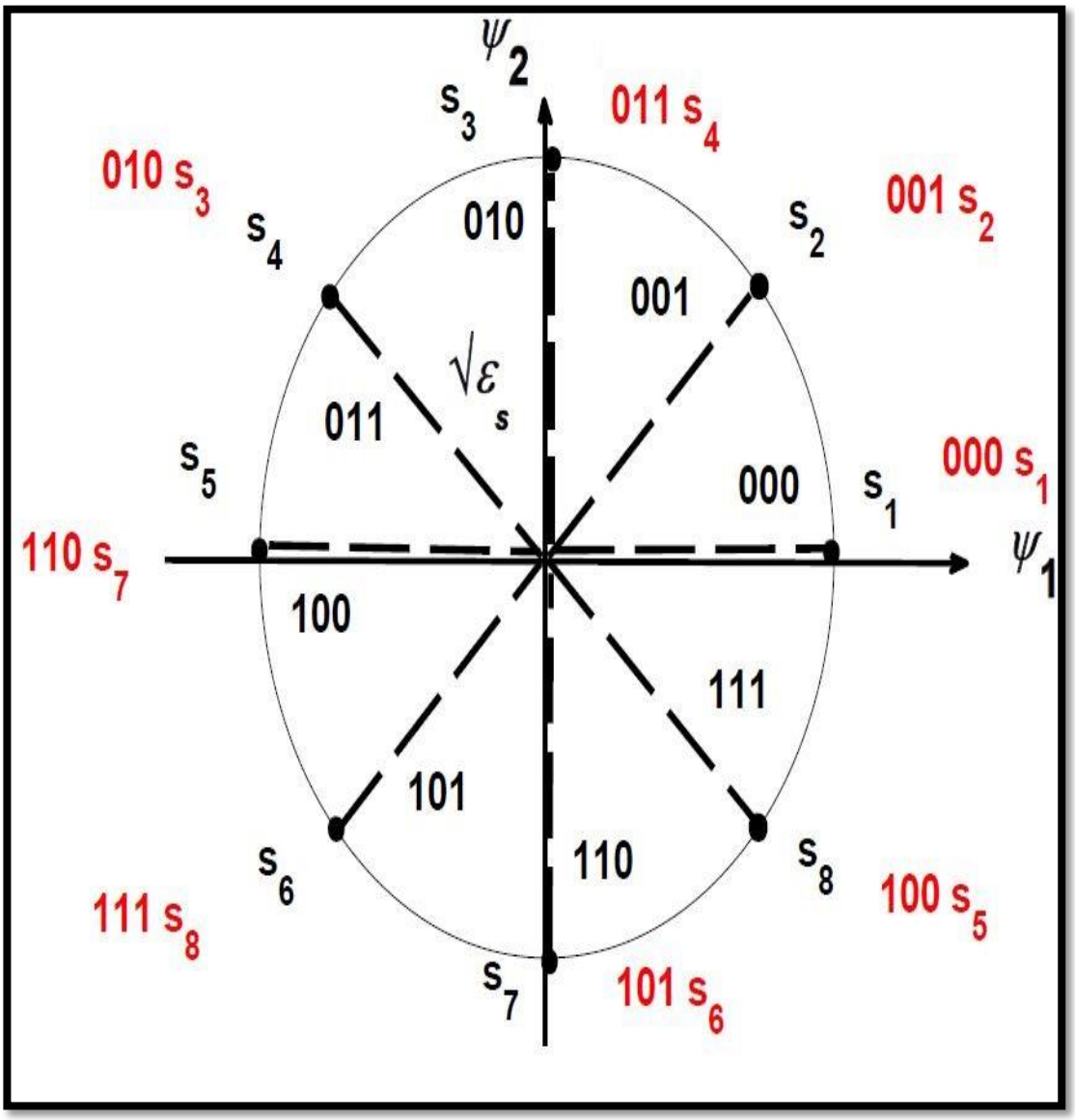
Şekil 3.5. 8 PSK TCM için konvolüsyonlı kodlayıcı

Şekil 3.5'te *k / n=2 / 3*'lük bir kodlama oranını elde etmek için, Mesajın sadece bir bitini (üst bit) kodlamak ve diğer bitin (alttaki) biti kodlanmamış olarak geçirmek zorunda kaldık. Şekil 3.5'deki enkoder konfigürasyonu, örneğin mesajın giriş biti x_2'de hiçbir kodlama yapılmayacağını gösteren alt katman da dahil olmak üzere Matlab'a bütünüyle dahil edilmelidir. şekil 3.5'te görüldüğü gibi, kodlayıcı konfigürasyonunun Matlab gösteriminde aşağıdaki gibidir.

Şimdi, Şekil 3.5'in kodlama işleminin bir sonucu olarak elde edilen sembollerin bir kümeleme yerleşimine giriyoruz. PSK'nın bu amaç için seçildiğini varsayarsak, üç bitlik gruplamayı (yani sekiz seviyeli sinyalleme) barındıracak 8 PSK'nın kullanılması gerektiğini tahmin etmek kolaydır. Şekil 3.6'de gösterildiği gibi (geleneksel, kodlanmamış) 8 PSK kümelenmede haritalama olarak da adlandırılan sembollerin, örneğin sinyal vektörlerinin sıralanması iki şekilde olabilir.

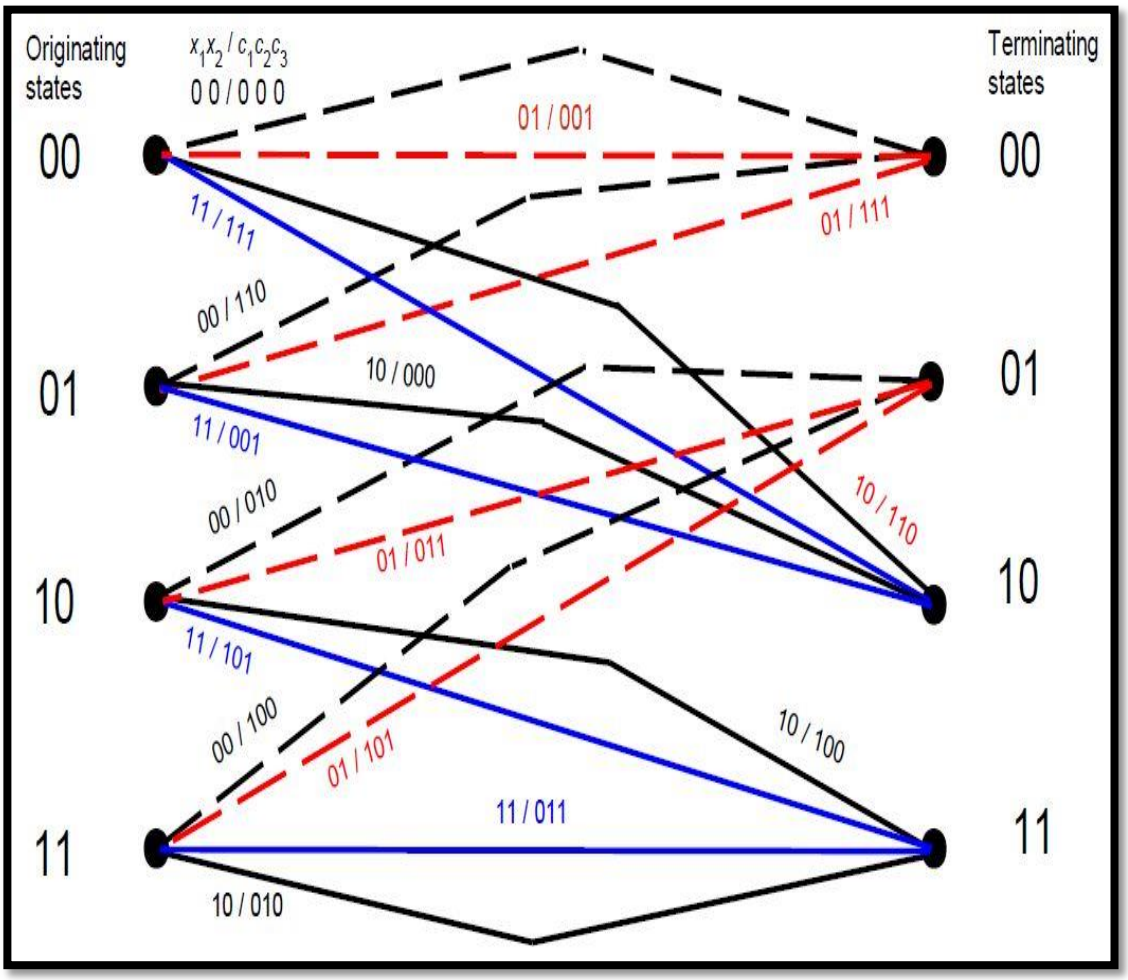
Şekil 3.6'dan görüleceği gibi, iç taraf kümeleme çemberi üzerindeki sıralama basitçe 0'dan (seviye) 0'a (seviyeden) 7'ye kadar olan sembollerin ardışık haritalanmasıdır (artan sayısal sırayla). Olası hataların bir iletilen sinyalden geldiğini hesaba katarak Yanlış bitişik sinyaller olarak algılanırsa, bitlerin sembollere haritalanmasını kümelenme dairesinin (kırmızı renkte) dışında olanlarla eşleştirmek mümkündür.

İkinci haritalama fikri, komşu sembollerin sadece bir bit farkı göstermesi ve çoğu hatanın sembol hataları yerine bit hataları olmasına neden olmasıdır. Böyle bir düzenleme Gray kodlama olarak bilinir. Gray kodlama, kümelenme dairesi çevresinde sembollerin sıralı sıralamasını basitleştirmeye kıyasla bir miktar iyileştirme sağlamasına karşın, kodlama yoluyla TCM' ye gömülmüş özelliklerin hesaba katılmasıyla önemli bir artış sağlanabilir 8 PSK TCM kümelenme diyagramına ulaşmak için, öncelikle Şekil 3.5'te gösterilen kodlayıcı için Kafes diyagramı koşulunu oluşturmamız gerekir. Bu işlem, elle izlemeyle veya Matlab kullanılarak gerçekleştirilir ve sonuç aşağıda Şekil 3.6'da gösterilmektedir



Şekil 3.6. Üç biti 8 PSK sembolüne eşlemenin iki yolu

Dönüşümlü kodlamada durumların, geçmiş girdilerden gelen bitleri içeren kaydırma yazdırıcı kayıtlarının içeriği tarafından belirlendiğini biliyoruz. Şekil 3.7'deki konfigürasyonda alt katman herhangi bir kodlama yapmadığından üst kattaki kaydırma kayıtları için geçerlidirBu şekilde, durumumuz ikinci bitteki değişikliklere karşı aynı kalır Bu olgu, iki bağlantıdan oluşan paralel yolların ortaya çıkmasına neden olur. Bu paralel yollar, Şekil 3.7'da gösterildiği gibi, aynı çıkış durumundan başlar ve aynı sonlandırma durumuna geçer. Şekil 3.7'teki yollarda ilgili iki girdi biti ve üç çıktı biti de "/" ayırıcı işareti ile gösterilir.



Şekil 3.7. Şekil 3.1'deki konvolüsyonlu kodlayıcı için durum Kafes diyagramı

TCM kümelenmesine ulaşmak için, Şekil 3.6'da sunulan bilgileri, bir tanesi kaynaklanma statüsü için diğerini sona erdiren durumlar olmak üzere iki çizelge şeklinde organize edilmesi öğreticidir. Bunlar aşağıda listelenmiştir.

Çizelge 3.1 ve 3.2'den (ve Şekil 3.7'den) belli bir başlangıç veya sonlandırma durumunda yolların sembolleri B_1 veya B_2'den aldığı görülmektedir.

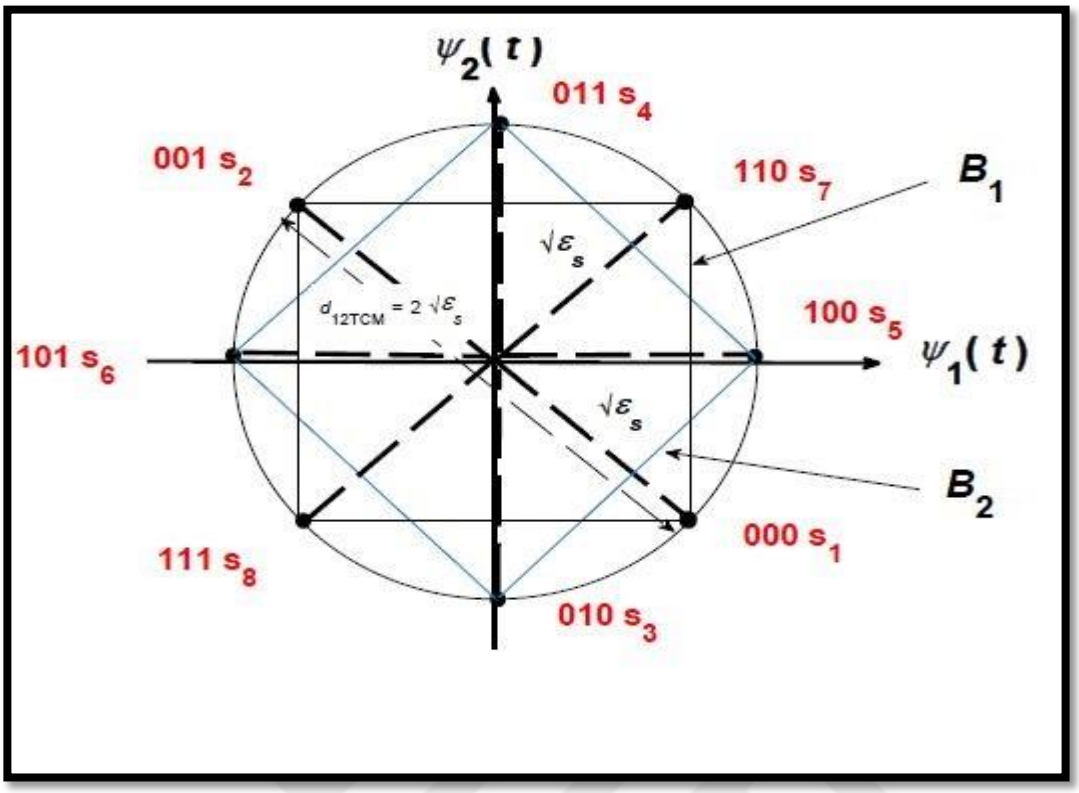
Şimdi, B_1 ve B_2 içerdiği sinyal vektörlerini, birbirlerine göre 45°'de yönlendirilmiş iki karenin köşelerine ayrı ayrı atadık. Ayrıca, karelerin köşegen konumlarında, paralel yollara ait çıktı sembolleri yerleştirilir. Sonunda, bu kareler, Şekil 3.8'de gösterildiği gibi 8 PSK TCM kümelenme oluşturacaktır.

Çizelge 3.1. Şekil 3.7'de bilgi organizasyonu iki çizelge şeklinde

Başlangıç durumu	Çıktı simgesi	s atama	B atama	Paralel yollar
00	000	S_1	B_1	Paralel
00	001	S_2	B_1	
00	110	S_7	B_1	Paralel
00	111	S_8	B_1	
01	110	S_7	B_1	Paralel
01	111	S_8	B_1	
01	000	S_1	B_1	Paralel
01	001	S_2	B_1	
10	011	S_4	B_2	Paralel
10	010	S_3	B_2	
10	100	S_5	B_2	Paralel
10	101	S_6	B_2	
11	100	S_5	B_2	Paralel
11	101	S_6	B_2	
11	010	S_3	B_2	Paralel
11	011	S_4	B_2	

Çizelge 3.2. Şekil 3.7'de bilgi organizasyonu iki çizelge şeklinde

sonlandırma durumu	Çıktı simgesi	s atama	B atama	Paralel yollar
00	000	S_1	B_1	Paralel
00	001	S_2	B_1	
00	110	S_7	B_1	Paralel
00	111	S_8	B_1	
01	010	S_3	B_2	Paralel
01	011	S_4	B_2	
01	100	S_5	B_2	Paralel
01	101	S_6	B_2	
10	110	S_7	B_1	Paralel
10	111	S_8	B_1	
10	000	S_1	B_1	Paralel
10	001	S_2	B_1	
11	100	S_5	B_2	Paralel
11	101	S_6	B_2	
11	010	S_3	B_2	Paralel
11	011	S_4	B_2	



Şekil 3.8. 8 PSK TCM kümelenme

Aynı karenin sembolleri arasındaki diyagonal değişimlerin (aynı B işareti dahilinde) Matlab uygulamamızda daha sonra gösterileceği gibi performans üzerinde herhangi bir etkisi olmadığını unutmayın. Şekil 3.4'teki kümelenme çizerken uygulanan kurallar, Ungerboeck tarafından belirlenmiş bölümleme kuralları olarak adlandırılır.

Şimdi 8 PSK TCM ve 4 PSK'yı hata performans olasılığı açısından karşılaştıracağız. Yüksek sinyal-gürültü oranı (SNR) ayarları için, böyle bir karşılaştırma, 4 PSK'dan 8 PSK TCM'ye geçerek minimum mesafedeki artış dikkate alınarak oldukça güvenlidir. TCM'de, aynı durumdan yönlendirilecek ve daha sonra aynı durumda birleşecek olan yollar tarafından bir hata yapılır. Şekil 3.7. incelendiğinde, bu tür yolların en kısa yollarının paralel yollar olduğunu görüyoruz.

Şekil 3.8'den, bu paralel yolların hepsinin $d_{12TCM} = 2\sqrt{\varepsilon_S}$ mesafesinde olduğu tespit edilmektedir. Böylece $d_{12TCM} = 2\sqrt{\varepsilon_S}$, 8 PSK TCM kümelenme sembolleri arasında karşılaşılacak minimum mesafedir. Eşit ortalama enerji temelinde, 8 PSK TCM'nin

minimum mesafesini minimum 4 PSK mesafeyle karşılaştırırsak ve bunu hata formülasyonlarının olasılığıyla (*P* ile gösterilir) ilişkilendirirsek, şunu buluruz ki,

$$d_{\min 8PSKTCM} = d_{12TCM} = \sqrt{\varepsilon_S}, d_{\min 4PSK} = d_{12} = \sqrt{2\varepsilon_S}$$
$$\frac{d_{\min 8PSKTCM}}{d_{\min 4PSK}} = \sqrt{2} \tag{3.9}$$
$$d_{8PSKTCM} \propto Q(d_{\min 8PSKTCM}), P_{4PSK} \propto Q(d_{\min 4PSK}), P_{8PSKTCM} \langle P_{4PSK}$$

(3.9) ‘daki karşılaştırma, yüksek SNR koşulları altında, 4 PSK’nın $1/\sqrt{2}$ kat sinyal enerjisine sahip olan bir 8 PSK TCM sistemi, eşdeğer olası hata performansı olasılığına,Veya 8 PSK TCM, daha az enerji ile 4PSK ile aynı olası hata performansı elde edecektir.

3.4. Sürekli Faz Modülasyonu (CPM)

PSK veya FSK’daki ani faz değişikliklerini önlemek için sürekli faz modülasyonu kullanılır. Bu sayede spektrum kullanımı daha az olur. Bir (analog) FM prensibine dayanır; burada formu aşağıdaki gibi verilir;

$$u(t) = \mathrm{Re}\{\exp[j2\pi f_c t + j\phi(t,a)]\} = \cos[2\pi f_c t + \phi(t,a)]$$
$$s(t) = \exp[j\phi(t,a)] \tag{3.10}$$

Burada f_c taşıyıcı frekansıdır. Faz değişikliklerinde yumuşatmayı görmek için (böylece geleneksel PSK’ya kıyasla bant genişliğine neden olan) dalga formunu çizmek dışında, taşıyıcıyı kullanmayacağız, çünkü varlığı analizimizi etkilemez. Bu yüzden çoğunlukla $\phi(t,a)$ ile ilgileneceğiz. Böyle bir durumda, taban bant modüle edilmiş sinyal (3.10) ‘da gösterildiği gibi *s (t)* olur.

Modülasyona neden olacak $\phi(t,a)$ terimi ve genellikle aşağıdaki gibi ASK (PAM) şeklinde alınan mesaj sinyaliyle ilişkilendirilir:

$$v(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k g_t(t - kT) \tag{3.11}$$

(3.10) ‘da FM kurmak için, $\phi(t,a)$ ile v (t) arasındaki ilişkiyi $\phi(t,a)\alpha\int v(\tau)d\tau$ şeklinde belirtmeliyiz. Şimdi a_k ların, *T* süresi olan semboller olduğuna ve bir Mary ASK’sının değerlerine sahip olduğuna işaret etmek istiyoruz modülasyon $\pm 1, \pm 3 \pm 5, ..., \pm(M-1)$. Bu yoldan a_k sembolleri zaman içinde bağımsızdır. *T* sembolü süresi Ve tüm zaman bağımlılığı şekillendirme dalga formunda gömülür $g_T(t)$.

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_T(t)dt = \frac{1}{2} \tag{3.12}$$

$g_T(t)$ farklı formları alacaktır, ancak her durumda, bunun normalleştirildiğinden emin oluruz şimdi farklı durumları inceliyoruz $g_T(t)$.

3.4.1. Dikdörtgen (LREC)

Bu durumda $g_T(t)$ aşağıdaki gibi, tanımlarız;

$$g_T(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2LT} & 0 \le t \le LT \\ 0 & \text{başka yerlerde} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

(3.14) ‘de *L*, kaç sembol süresinin $g_T(t)$ uzatacağını belirleyen bir tam sayıdır. Literatürde *L=1* tam yanıt olarak bilinirken *L*> 1 kısmi cevap olarak adlandırılmıştır. Sonuç olarak, $\phi(t,a)$, v (t) nin integralinden türetileceğinden $g_T(t)$, $g_T(t)$ ‘ün integrali *L=1, q (t)* olacak.

$$q(t) = \int_{-\infty}^{t} g_T(\tau)d\tau = \begin{cases} \int_0^t \frac{1}{2T} d\tau = \frac{t}{2T} & 0 \le t \le T \\ \int_0^T \frac{1}{2T} d\tau = \frac{1}{2} & t \rangle T \end{cases} \tag{3.15}$$

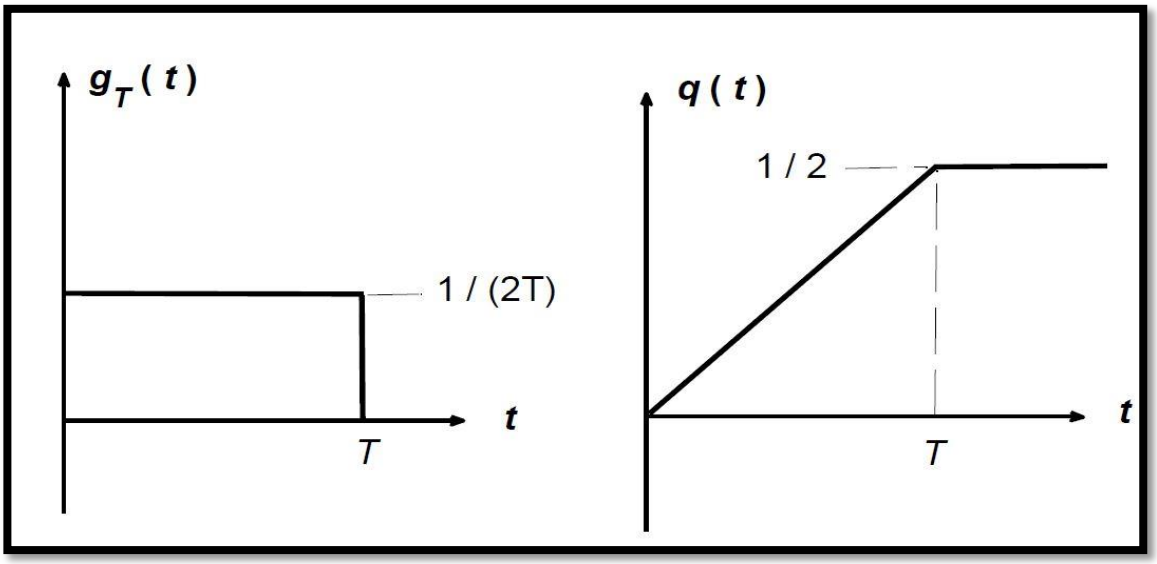
$$\phi(t,a) = 4\pi h \int_{-\infty}^{t} v(\tau)d\tau = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t-kT) \tag{3.16}$$

3.4.2. Yükseltilmiş Kosinüs (LRC)

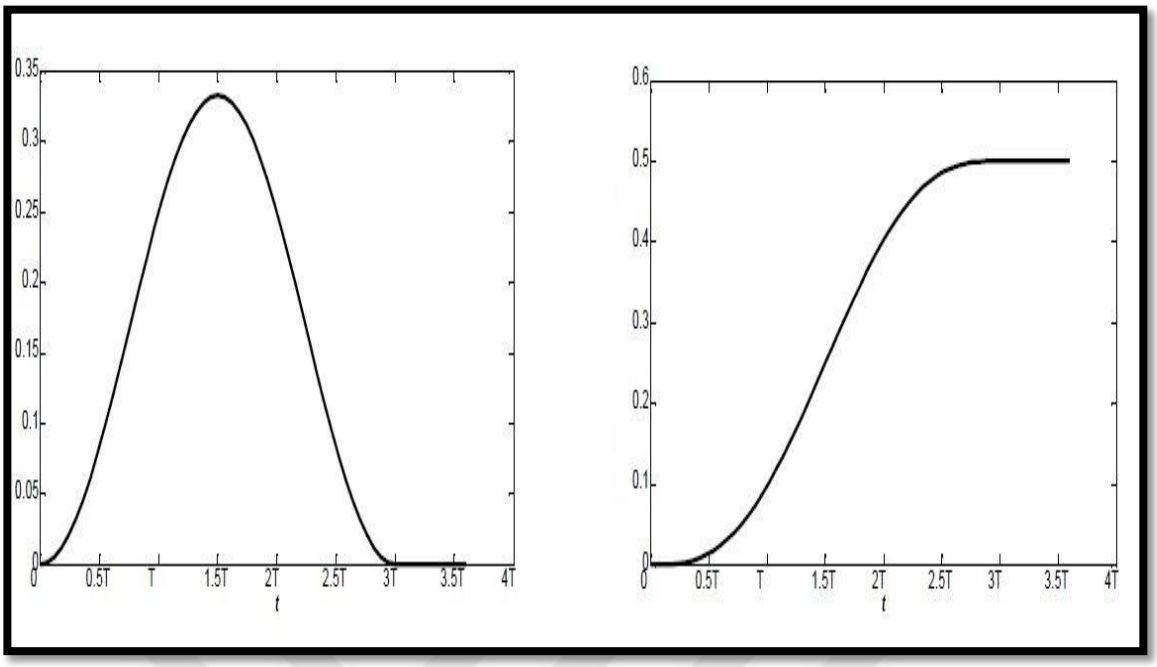
rastgele bir L için, $g_T(t)$ bu durumda aşağıdaki gibi olacaktır;

$$g_T(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2TL}\left[1-\cos\left(\frac{2\pi t}{LT}\right)\right] & 0 \le t \le LT \\ 0 & \text{başka yerlerde} \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

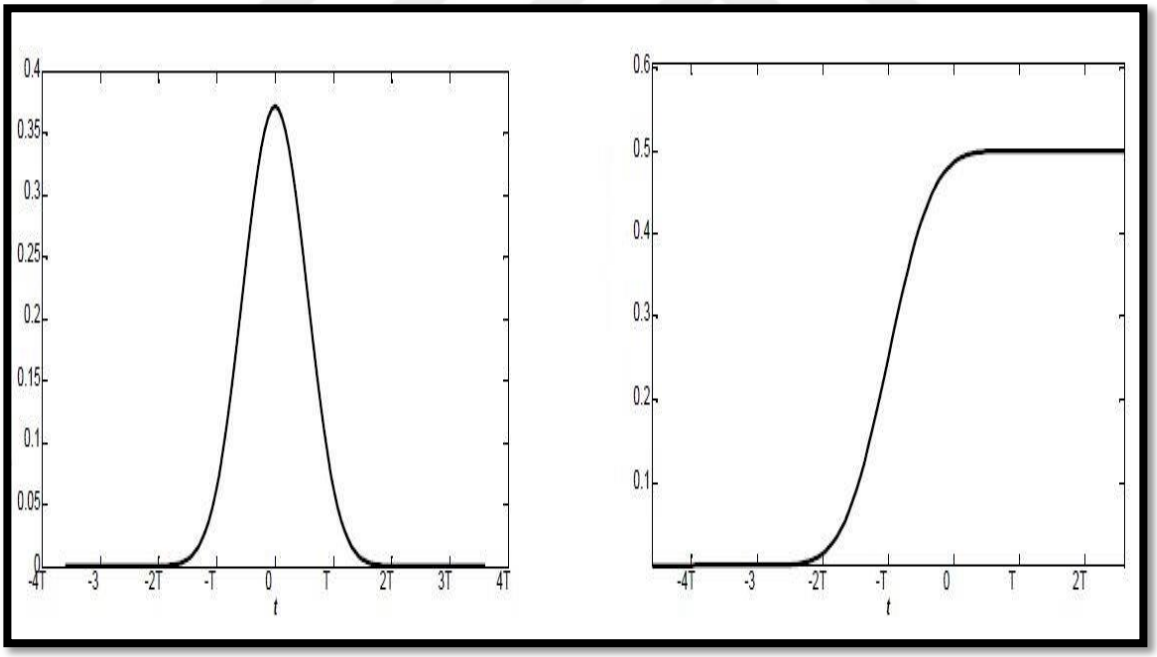
Diğer $g_T(t)$ dalga şekilleri Spectral Raised Cosine (SRC), Tamed Frekans Modülasyonu (TFM) ve Gauss Minimum Shift Anahtarlama (GMSK) ‘dir.



Şekil 3.9. L=1 için dikdörtgen biçimlendirme dalga formu $g_T(t)$ ve onun integral *q (t)*



Şekil 3.10. *L=3* için yükseltilmiş kosinüs şekillendirme dalga formu $g_T(t)$ ve onun integrali



Şekil 3.11. $g_T(t)$ için GMSK şekillendirme dalga formu $B_bT=3$ ve onun integral *q (t).*

3.5. CPM Sinyallerinin Faz Durumları

CPM'den önceki bölümden görüldüğü gibi, bağımlı olan (toplam) faz dönemi $\phi(t,a)$ etrafında dönmektedir. Bu, CPM'nin belleği olduğunu ve (faz) durumlarında ve Kafes

şemasında temsil edilebileceği anlamına gelir. Herhangi bir *L* de (3.16) genelleştirmek için onu aşağıdaki gibi yeniden düzenliyoruz [10].

$$\phi(t,a) = \theta(t,a) + \theta_k$$

$$\theta(t,a) = 2\pi h \sum_{i=k-L+1}^{k} a_i q(t - iT), \theta_k = \pi h \left(\sum_{i=-\infty}^{k-L} a_i \right) (\mathrm{mod}\ 2\pi) \tag{3.18}$$

(3.18) ‘deki ayrım, aynı zaman aralığında $\theta(t,a)$, kT,(k+1)T, geçmişten gelen değişen parçayı temsil eden anlık faz olduğuna işaret eder. Öte yandan θ_k, aynı zaman aralığında kümülatif faz (geçmişten gelen).

Daha fazla analiz edersek, $\theta(t,a)$ ve $\phi(t,a)$ ‘daki θ_k katkı terimlerini basitleştirmek mümkündür.Eğer modülasyon endeksi rasyonel ise ve *h=2m / p* olarak yazılabilir, burada *m* ve *p*’nin ortak faktörleri yoksa,

$$\theta_k = \frac{2m\pi}{p} \left(\sum_{i=-\infty}^{k-L} a_i \right) = \frac{2\pi}{p} \tag{3.19}$$

L’nin farklı değerleri için (3.18) ‘den $\theta(t,a)$ şu şekilde yazılabilir: (zaman aralığı [kT,(k+1)T] için)

$$\begin{aligned} \theta(t,a) &= 2\pi h a_k q(t - kT), L = 1 \\ \theta(t,a) &= 2\pi h[a_{k-1} q(t - kT + T) + a_k q(t - kT), L = 2 \\ \theta(t,a) &= 2\pi h[a_{k-2} q(t - kT + T) + a_{k-1} q(t - kT + T) + a_k q(t - kT + T)], L = 3 \end{aligned} \tag{3.20}$$

T=kT, q(t-kT)=0 olarak düşünüldüğünde, $\phi(t,a)$ tarafından elde edilen (maksimum) faz durumu, θ_k ve $\theta(t,a)$ ile elde edilen faz durumlarının birleşimi olacaktır. *T=kT*, Bunu, P’nin kümülatif faza θ_k ve M^{L-1} anlık faza $\theta(t,a)$ bağlı olduğu $N_{\phi k} = pM^{L-1}$ olarak ifade ederiz. Şimdi t=kT ‘da, (3.20) oluşacak.

$$\theta(kL,a) = 2\pi h a_k q(0), L = 1$$

$$\theta(kL,a) = 2\pi h a_{k-1} q(T), L = 2$$

$$\theta(kL,a) = 2\pi h[a_{k-2} q(2T) + a_{k-1} q(T)], L = 3 \tag{3.21}$$

(3.21) ‘un ilk satırından görüldüğü gibi, yani L=1 için, $\theta(kL,a)$ daima sıfır olacaktır, bu nedenle $\phi(t,a)$ ye tek katkısı gelir. Ve biz, (3.18) ‘ten θ_k aşağıda gösterildiği gibi yinelemeli olarak hesaplanabildiğini not ediyoruz.

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi h a_{k_L} \tag{3.22}$$

Şimdi uzun bir örnek verelim ve sonuçlarımızı MATLAB ile doğruluyoruz ve CPM için kafes diyagramlarını çiziyoruz.
Örnek olarak, A=[1, 1,1, 1,1, 1, 1, 1, 1] ‘lik ikili, mesaj sinyal dizisi, örneğin (M 2), h=2/3 ile sürekli faz modüle edilecek, $\phi(t,a)$:

1. $g_T(t)$, olan dikdörtgen L=1.

2. $g_T(t)$ olan yükseltilmiş bir kosinüs darbedir L=3.

Her bir durum için, verilen ileti dizisi a ile izlenen durum diyagramları, kafes diyagramları ve kafes yolu çizilir. Aşağıdaki k artışları, zaman ekseni ve mesaj sinyal dizisi a için endeksleme öngörülmektedir.

$$\begin{aligned} a &= \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 \end{bmatrix} \\ k &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \end{bmatrix} \\ t &= \begin{bmatrix} 0 & 1T & 2T & 3T & 4T & 5T & 6T & 7T & 8T \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.23}$$

L 1 ile dikdörtgen $g_T(t)$, $\theta(t,a)$ için 3.21’ün üst çizgisini kullanırız. Bu yüzden,

$$\theta(0,a) = \theta(kT,a) = 2\pi h a_k q(0), q(0) = 0, \theta(0,a) = 0 \tag{3.24}$$

(3.24), k=0 içeren herhangi bir k için geçerli olduğundan, diğer k için de $\theta(kT,a)$ hesaplamasını tekrarlamayacağız. θ_k için (3.22) kullanabiliriz. T=0'da (veya k=0) sıfır fazla başlamak için, $\theta_0 = 0$ olması gerekir.

$$\phi(0,a) = \theta(0,a) + \theta_0 = 0$$

$$\theta_1 = \theta_0 + \pi h a_0 = 0 + \theta \frac{2}{3} \times 1 = \frac{2\pi}{3}$$

$$\phi(T,a) = \theta(T,a) + \theta_1 = \frac{2\pi}{3} \tag{3.25}$$

Sonraki $\phi(t,a)$ için ayrıntıları gösteriyoruz, $\phi(t,a)$ $\theta(t,a)$ 'nın (3.25) benzeri sıfır olacağı açıktır, bu nedenle $\phi(t,a)$ ye tek katkısı θ_k (birikmiş faz) gelecektir.

$$\begin{aligned}
&A_t t = 2T, or k = 2, \theta_2 = 0, \phi(2T,a) = 0 \\
&A_t t = 3T, or k = 3, \theta_3 = -\frac{2\pi}{3}, \phi(3T,a) = -\frac{2\pi}{3} \\
&A_t t = 4T, or k = 4, \theta_4 = 0, \phi(4T,a) = 0 \\
&A_t t = 5T, or k = 3, \theta_5 = -\frac{2\pi}{3}, \phi(5T,a) = -\frac{2\pi}{3} \\
&A_t t = 6T, or k = 4, \theta_6 = 0, \phi(6T,a) = 0 \\
&A_t t = 7T, or k = 3, \theta_7 = -\frac{2\pi}{3}, \phi(5T,a) = \frac{2\pi}{3} \\
&A_t t = 8T, or k = 3, \theta_8 = -\frac{4\pi}{3}, \phi(5T,a) = \frac{4\pi}{3}
\end{aligned} \tag{3.26}$$

(3.26) dikdörtgen $g_T(t)$ 'da L=1 olan sadece 3 olası durum olduğunu göstermektedir. $\frac{4\pi}{3}$ 'ın fazının $-\frac{2\pi}{3}$ ' e denk olduğuna dikkat edin. Dolayısıyla, bu durumun muhtemel halleri

$$\phi_k = \{\phi_1, \phi_2, \phi_3\} = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}\right\} \tag{3.27}$$

$$a = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 \end{bmatrix}$$

$$k = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \end{bmatrix}$$

$$t = \begin{bmatrix} 0 & 1T & 2T & 3T & 4T & 5T & 6T & 7T & 8T \end{bmatrix}$$

$$\phi(t,a) = \left[0, \frac{2\pi}{3}, 0, \frac{4\pi}{3}, 0, \frac{4\pi}{3}, 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right], 0 \rightarrow 2\pi \tag{3.28}$$

$$\phi(t,a) = \left[0, \frac{2\pi}{3}, 0, -\frac{2\pi}{3}, 0, -\frac{2\pi}{3}, 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3} \right], -\pi \rightarrow \pi$$

CPM model dosyası ile birlikte çalıştırmak, (3.29) teorik olarak hesaplanan $\theta(t,a)$ faz uzayı ($0 \rightarrow 2\pi$) formunun (2.14) ile birlikte verilen) birinci satırda gösterilen aşağıdaki çıktıyı üretir;

$$s(t) = \exp\left[j\phi(t,a) \right] = \left[1, \frac{-1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2}, 1, \frac{-1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2}, 1, \frac{-1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2}, 1, \frac{-1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2}, 1, \frac{-1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2} \right]$$

$$\phi(t,a) = \left[0, \frac{2\pi}{3}, 0, \frac{4\pi}{3}, 0, \frac{4\pi}{3}, 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right], 0 \rightarrow 2\pi \tag{3.29}$$

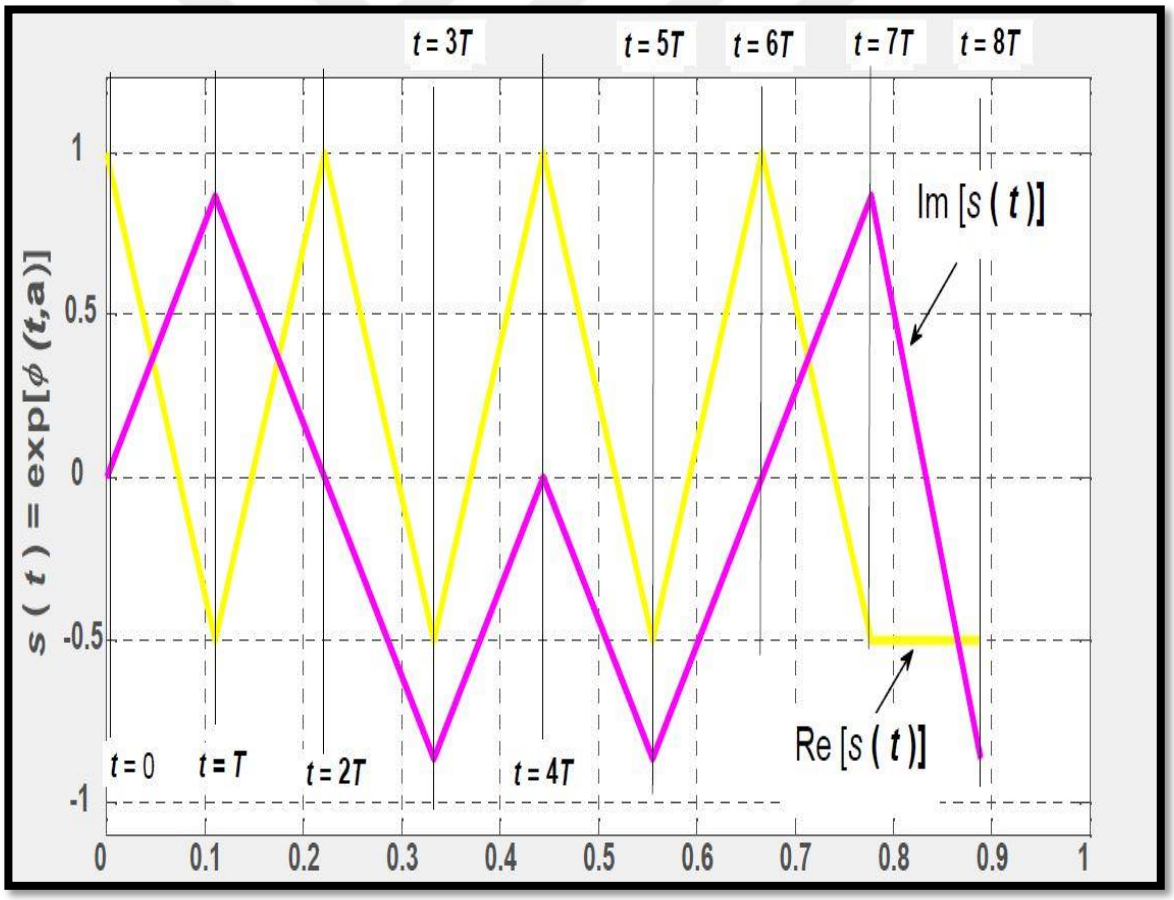
(3.29) ‘te görüldüğü gibi, (3.29)’ in iki satırı arasında mükemmel bir mutabakat vardır. CPM model dosyası, Şekil 3.12’de gösterilen bir kapsam çıktısı da üretir. Yine bu rakam (3.29) ile de uyum halindedir [11].

Evredeki değişikliklerin (pürüzsüz) ilerlemesini gözlemlemek istersek $\phi(t,a)$ CPM’de PS parametresi için birlikten büyük bir değerle yer değiştiririz. Örneğin, bu parametreyi 32’ye ayarlarsak Şekil 3.12’de verilen çizimi elde ederiz.

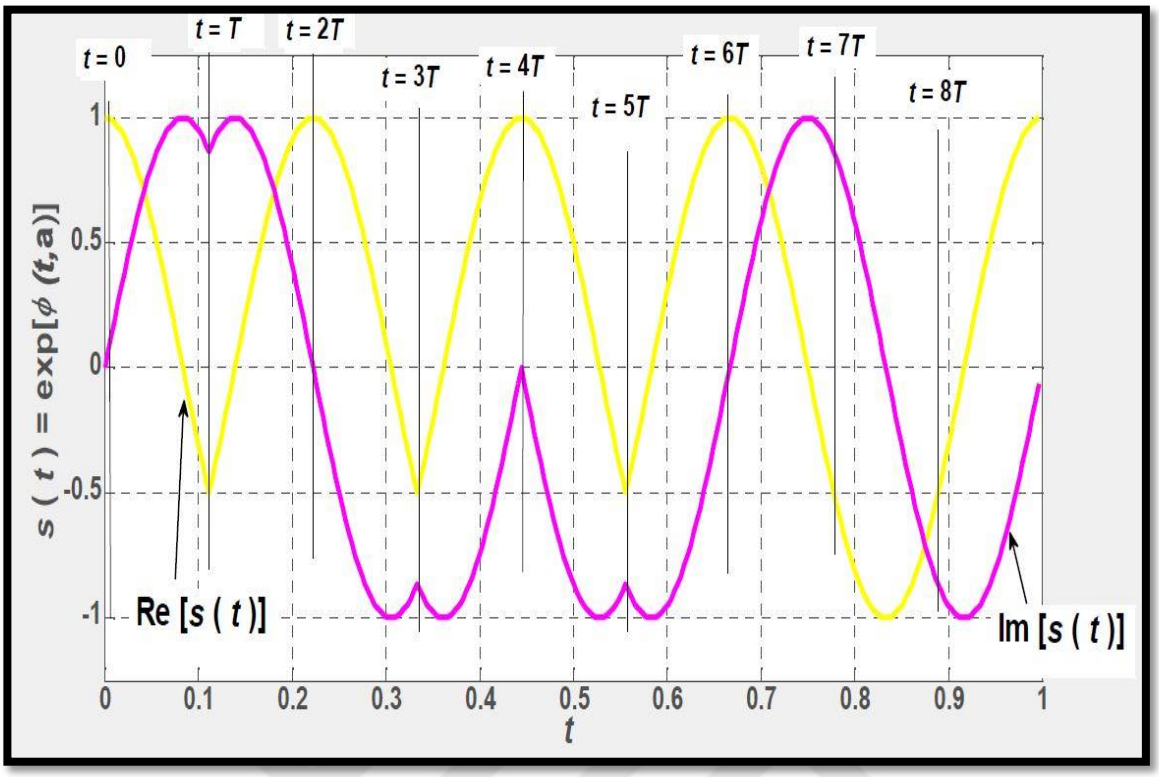
Şekil 3.12’deki eğrileri doğrulamak için (3.15), (3.20), (3.21) ve Şekil 3.9’u göz önünde bulunduruyoruz. Buna göre, $kT \langle t \langle (k+1)T$ aralığında bitiş noktalarını *t=kT, t=(k+1)* hariç tuttuğumuza dikkat ederek, $\phi(t,a)$ zaman bağımlılığı yalnızca $\theta(t,a)$ içine gömülmüştür, bu hiçbir katkıda bulunmaz. Bu aralıkta $\phi(t,a)$, (3.30) tarafından verilecektir.

$$\theta(t,a) = 2\pi h a_k q(t-kT) = \frac{2\pi t}{3T}, a = 1$$
$$s(t) = \exp(j\phi(t,a)) = \exp\left[j\frac{2\pi t}{3T}\right] \tag{3.30}$$

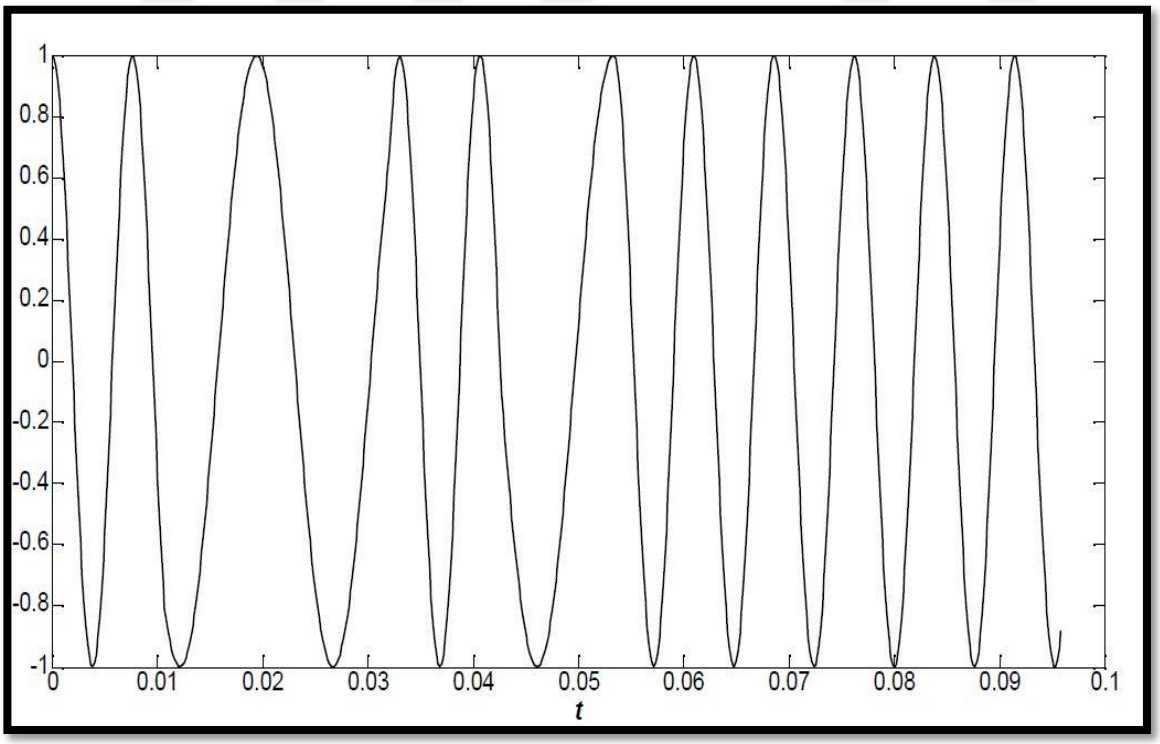
(3.30) son noktaların, yani *t=kT'nin,* (3.29) ve Şekil 3.13'de listelenen bitiş noktaları ile tam olarak aynı olduğuna karar verdiğimiz Şekil 3.13'de çizilmiştir. Taşıyıcı ile birlikte CPM dalga formunun oluşturulmasında, örneğin *u (t)* Şekil 3.12'deki düzgün faz yörüngesinin kullanılacağını bilmek önemlidir. Bu örneğin *u (t)* 'nu Şekil 3.14'de gösteriyoruz. Görüldüğü gibi, geleneksel PSK'da olduğu gibi, *u (t)* 'da ani faz (frekans) değişiklikler yoktur. Bu *u (t)* örneğinin abartıldığını, pratikte taşıyıcının bir sembol süresi içinde birçok devri olduğunu unutmayın [12].



Şekil 3.12. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen bir darbesi için gelen kapsam çıktısı

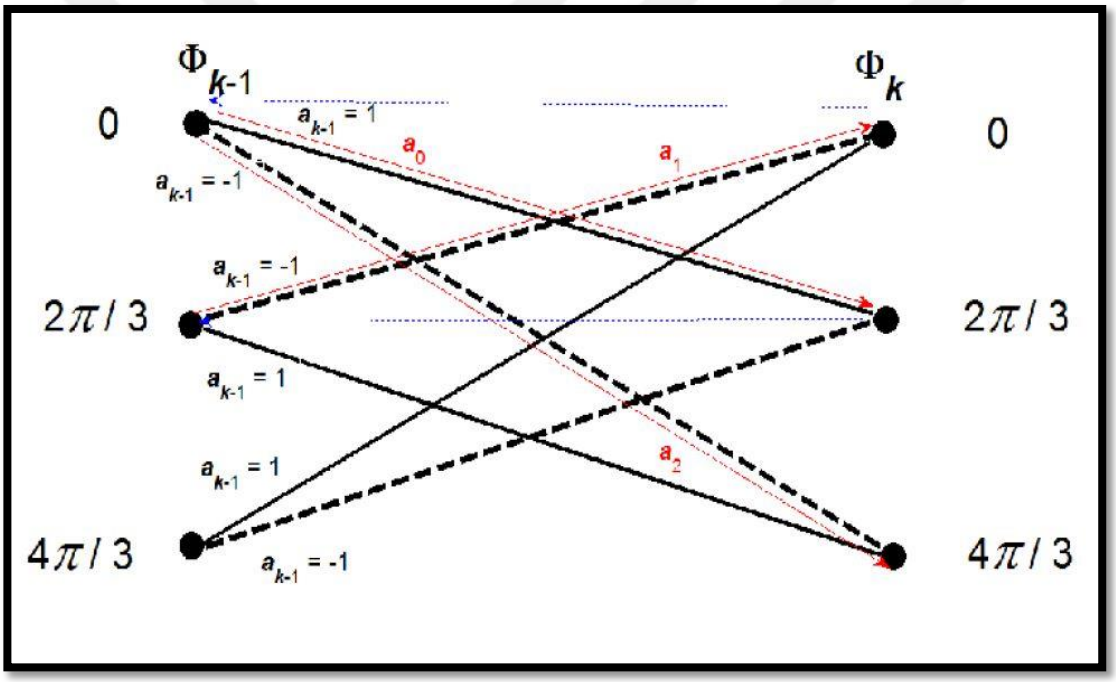


Şekil 3.13. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen düzgün bir faz yörüngesinde bir darbe için çıktısı



Şekil 3.14. Düzgün bir faz yörüngesi bulunan ve L=1 ile $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen bir darbesi için kapsam çıkışı

Şimdi bu durumda $g_T(t)$ $L=1$ olan dikdörtgen darbeli durum kuşak diyagramını oluşturuyoruz. (3.19) ve ayrıca (3.27) 'ten p'ye ilişkin tartışmadan, bu durumda, Farklı faz durumları 3 tür, bunla $\phi_k = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}\right\}$ faz uzayı seçilirse $0 \rightarrow 2\pi$ bu durumlar arasındaki değişimler a_k -1 ya da +1'e bağlı olarak meydana gelecektir. İlgili durum kafes şeması Şekil 3.15'de bulunabilir. Bu şekil için, L=1 durumunda, (toplam) fazın $\phi(t,a)$ birikimli faza θ_k, anlık fazdan hiçbir katkı yapılmadan $\theta(t,a)$. Dolayısıyla, Şekil 3.15'teki faz durumlarını, ϕ_k yerine θ_k ile eşit olarak gösterebilirik [13].



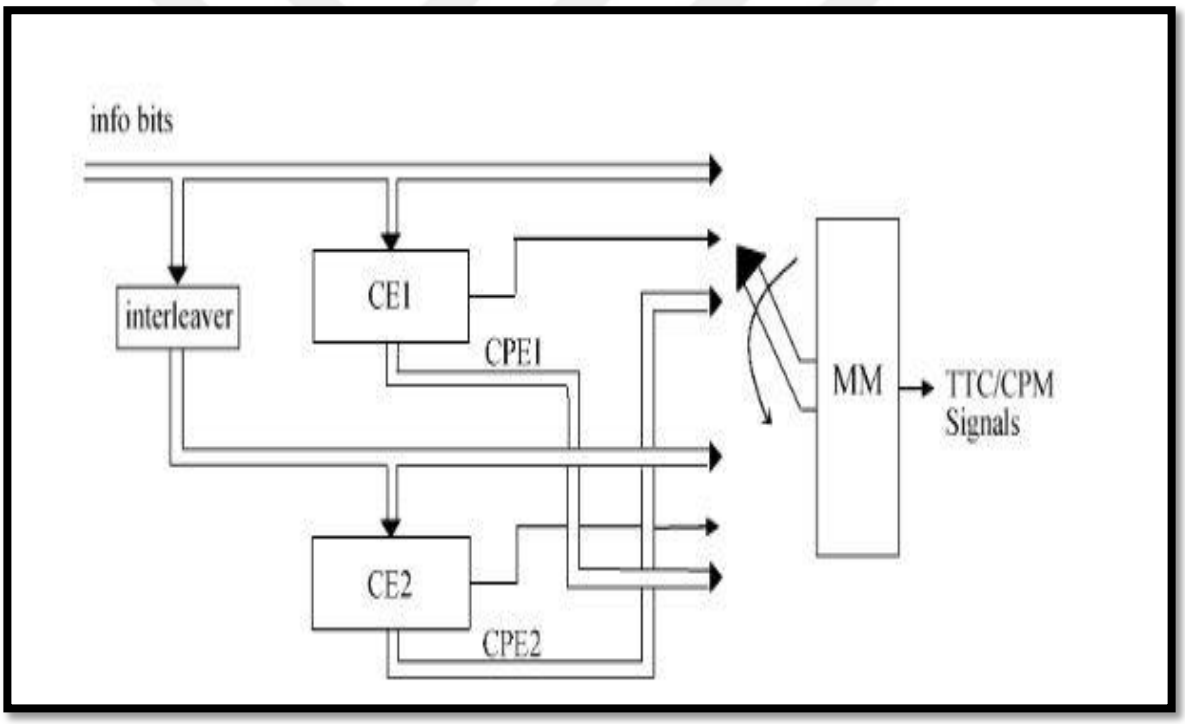
Şekil 3.15. L=1 olan $g_T(t)$ 'nin dikdörtgen darbesi için durum kafes diyagramı

3.6. TTC-CPM

Bu bölümde, TTC /CPMM'nin enkoder ve dekoder yapılarını açıklıyoruz. En kritik nokta, açıcının süreksizlik özelliğine rağmen sinyallerin sürekliliğini korumaktır.

A. Enkoder Yapısı: ϕ_0 , anlık sinyalin başlangıç açısına ve bir önceki sinyalin son açısına karşılık gelir. Sürekliliği sağlamak için bir önceki sinyalin son açısını bilmeliyiz. Vericide herhangi bir delici bloğu yoksa, ortak yapının Trelis durumları nihai ve başlangıç açılarını

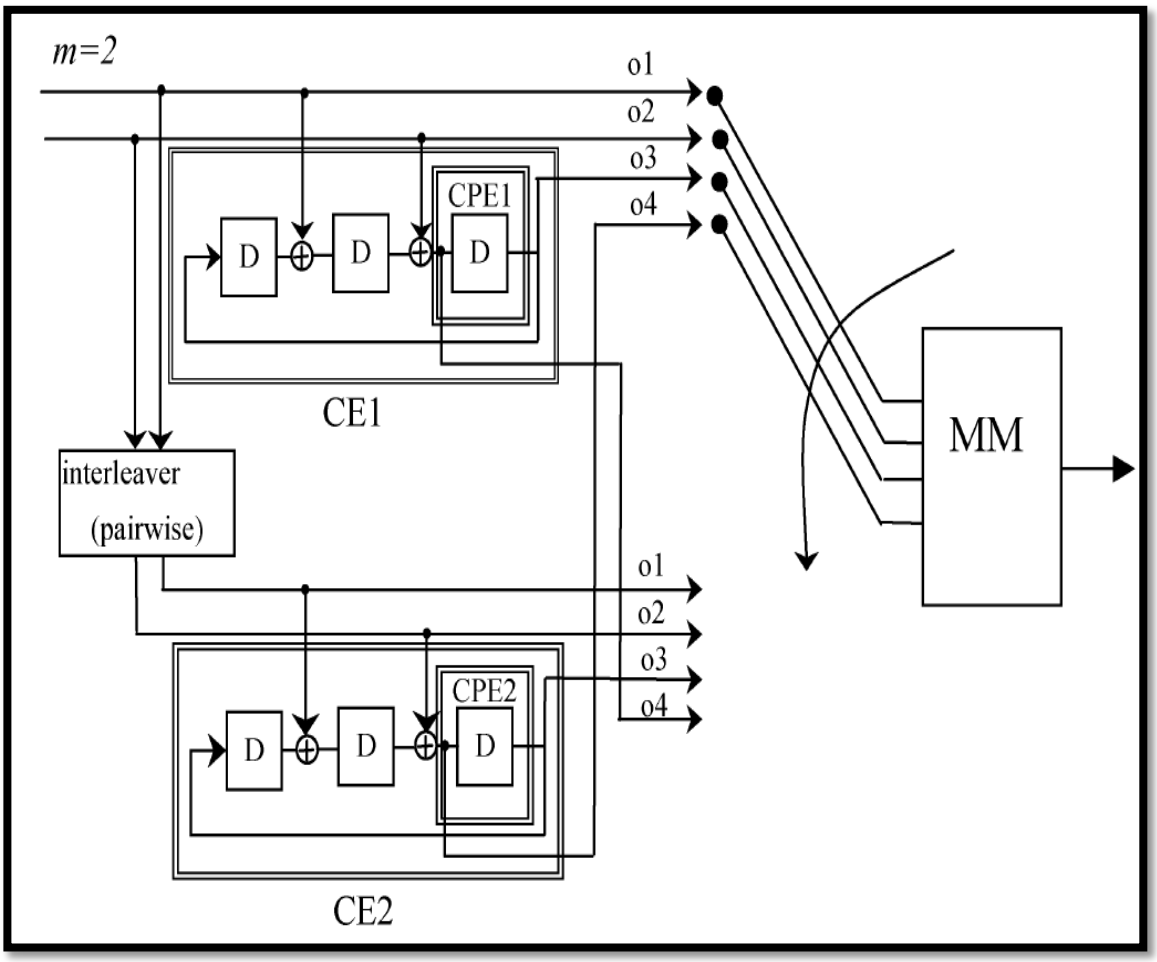
gösterir. Vericimiz bir delici içerdiğinden, kodlayıcının önceki bilgileri kaybolur ve dolayısıyla süreklilik özelliğini koruyamayız. Bunun nedeni, aşağıdaki kodlama aşamasında, delme görevlisi diğer dala geçtiği için, kabul edilen dalı daha önceki bilgileri kullanamamasından kaynaklanmaktadır. Bir diğer dezavantaj, TTCM enkoderinin alt dalının çıkışındaki deinterleaver bloğudur. Her şeyden önce verici tarafındaki deinterleaver'ı kaldırıp veriyi yeniden birleştirmek için dekoderdeki serpiştirici (interleaver) yapısını değiştiriyoruz. TTCM kodlayıcıda iki paralel özdeş kodlayıcı vardır, ancak bunlardan sadece biri anında kullanılır. Sinyali seçmenin arkasındaki kriter, diğer kodlayıcı CPE'nin bir sonraki durumuna dayanmaktadır. Böylece, diğer enkoderin CPE bellek birimlerinin girişlerini, kodlayıcı çıkışlarına ek olarak MM girişi olarak kullandığımızdan, süreklilik sağlanır. Şekil 3.16, TTC / CPM enkoderinin genel yapısını



Şekil 3.16. Herhangi bir h değeri olan M-CPFSK için TTC / CPM kodlayıcı yapısı

göstermektedir. CPE'de herhangi bir sayıdaki bellek birimini kullanabiliriz, ancak bellek girişinden MM'ye bağlantıları oluşturmamız gerekir ve bu, modülasyon endeksi *h* ve sinyal alanının değişmesine neden olur. Burada yeni bir yaklaşımı CPE için ek bellek kullanmamak suretiyle sürekli faz sinyali vermesi için somut bir çözüm sunmaktır. CPE için bazı CE belleğini ortak olarak kullanırız ve bu nedenle TTCM kodlayıcı yapısı karmaşıklığı sabit tutulur. CE ve CPE'yi içeren bu yeni yapı, sürekli faz katlama enkoderi

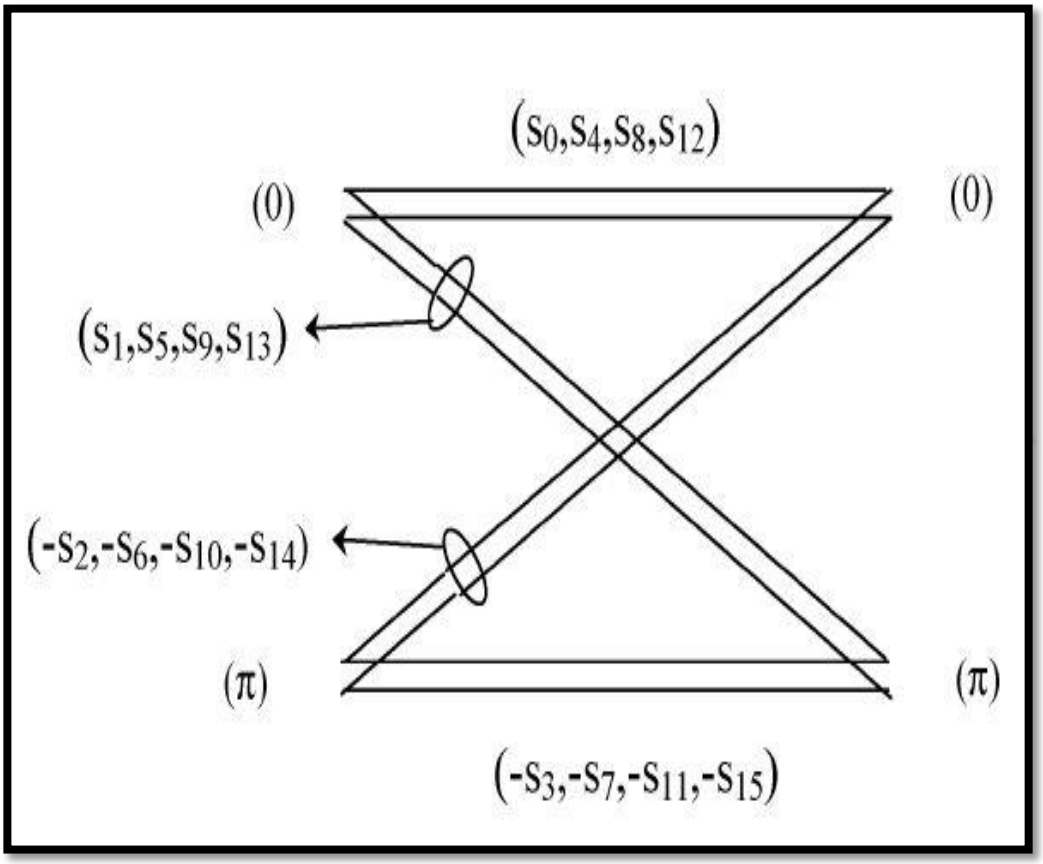
(CPCE) olarak adlandırılır. Bu birleşik yapı yalnızca girdi verilerini kodlamak için değil aynı zamanda sürekliliği sağlamak için de kullanılır. Örnek olarak, 16-CPFSK için kodlayıcı yapısını ve giriş-çıkış çizeldesini gösterirken, iki veri akışı girdi olarak gösterilir. Şekil 3.17'de 16-CPFSK için TTC / CPM yapısı gösterilmektedir. Burada, girdi biti m=2 ve kod oranı R=1/2'dir. Bu enkoder yapısında CPE için yalnızca bir bellek birimi bulunur. Böylece, modülasyon indeksi h, 1/2 olarak belirlenirken, MM'ye bir ilave girdi bulunur. Burada, sinyal hafızası durumu ve CPE belleği arasında yakın bir ilişki olduğundan, son hafıza birimi de bir CPE belleği olarak kullanılır. Bellek birimi değeri 0 ise, sinyal fazı 0 olur ve bellek 1 ise, sinyal fazı 1 olur.



Şekil 3.17. 16-CPFSK için TTC / CPM kodlayıcı yapısı ve h=1 / 2

CPE için sadece bir bellek birimi varsa, yalnızca iki faz durumu olmalıdır ve eğer iki faz durumu varsa, h=1/2 olmalıdır. CPE için iki bellek birimi kullanırsak, dört aşamaya $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$ sahibiz, o zaman h, 1/4 olur. Ancak, iki hafıza kullanırsak, beş çıktı olur. Bu nedenle, h=1/4 için modülasyon 32-CPFSK olmalıdır.

Bu, *h*=1 / 2'den başka 16-CPFSK için bir alternatif bulunmadığı anlamına gelir. Dahası, m=2 iken önerilen sistem için *h*=1/4 dışında 32-CPFSK için alternatif yok. Şekil 3.18'de üst kodlayıcıda CE1 üç bellek biriminden oluşur ve CPE1, CE1'in son bellek birimini kullanır. Alt kodlayıcıda CE2 üç bellek biriminden oluşur ve CPE2 CE2'nin son bellek birimini kullanır. Üst enkoder sırası geldiğinde, üst kodlayıcı CE1 ve alt kodlayıcı CPE2'yi kullanırız. Bu kombine yapı (CE1 + CPE2), CPCE1 olarak tanımlanır. Düşük kodlayıcı dönüşü ise, alt kodlayıcı CE2 ve üst kodlayıcı CPE1'i kullanırız. Bu kombine yapı (CE2 + CPE1), CPCE2 olarak tanımlanır [14].



Şekil 3.18. 16-CPFSK h=1/2 sinyal faz diyagramı

Çizelge 3.3'de, giriş-çıkış verileri ve sinyal yıldız kümelenmeleri verilmiştir. Burada "o1" ve "o2" sistematik bitleri ilk iki çıktıyı gösterir ve sırasıyla "i1" ve "i2" giriş bitlerine bakın. "o3" kodlanmış bit, "o4" CPFSK için kullanılan diğer enkoderin üçüncü belleğinin giriş verisidir. "o4", sinyalin hangi aşamada bir sonraki kodlama aralığında başlayacağını gösterir. "o4" 0 ise, anlık sinyalin bitiş fazı ve bir sonraki sinyal fazının başlangıç açısı 0 olur. "o4" 1 olduğunda, anlık sinyalin bitiş fazı ve bir sonraki sinyal π fazının başlangıç açısı. "o3" 0 ise, sinyal pozitiftir ve eğer "o3" 1 ise, sinyal negatiftir. Ancak bu koşullar

yerine getirilirse süreklilik sağlanır. Şekil 3.18. ve Çizelge 3.3'e göre, faz geçişlerinde iletilen sinyaller aşağıdaki gibidir: 0 fazdan 0 faza; s_0 s_4 s_8 s_{12}; 0 fazdan π faza; s_1 s_5 s_9 s_{13}; π Fazdan 0 faza, $-s_2$ $-s_6$ $-s_{10}$ $-s_{16}$; π fazdan π faza, $-s_3$ $-s_7$ $-s_{11}$ $-s_{15}$.

Çizelge 3.3 Giriş-Çıkış verileri ve sinyal yıldız kümelenmeleri

i1 i2	o1 o2 o3 o4	signal	16-CPM
0 0	0 0 0 0	0	S^0
0 0	0 0 1 0	2	$-S^2$
0 0	0 0 0 1	1	S^1
0 0	0 0 1 1	3	$-S^3$
0 1	0 1 0 1	5	S^5
0 1	0 1 1 1	7	$-S^7$
0 1	0 1 0 0	4	S^4
0 1	0 1 1 0	6	$-S^6$
1 0	1 0 0 0	8	S^8
1 0	1 0 1 0	10	$-S^{10}$
1 0	1 0 0 1	9	S^9
1 0	1 0 1 1	11	$-S^{11}$
1 1	1 1 0 0	13	S^{13}
1 1	1 1 1 1	15	$-S^{15}$
1 1	1 1 0 0	12	S^{12}
1 1	1 1 1 0	14	$-S^{14}$

Çözücü Yapısı: Burada, turbo Trelis kod çözücüde, sembol tabanlı kod çözücü eşitlenir. Enkoderde bir de-interleaver kullanmıyoruz, bu nedenle çözücünün sembolu serpiştirici sadece enkoderin üst dalında yaratılan tek dizinli sembolleri birbirine sokuyor. Dizine eklenmiş çift simgeler kodlayıcıda araya sokulur. Enkoderde, bellek yapısı sabit tutulur, ancak sinyal yıldız kümesi değiştirilir. Kod çözme işleminde, daha önce örnekte belirtildiği gibi girdi verileri ve eşlik verileri (o1 o2 o3) kullanılır; "o4" yalnızca sürekliliği sağlamak için kullanılır. Aynı giriş ve parite verilerine sahip farklı sinyaller bulunduğu kolayca görülebilir. Bir örnek olarak, Çizelge 3.3'de, birinci ve üçüncü satırların aynı "o1 o2 o3", ancak "o4" birinci satırı "s0" ve üçüncü sıra "s1" yapar ve "o4" kod çözme işleminde rol oynamaz , Çünkü iki CE'nin girdileri, harmanlayıcıdan kaynaklandığında farklıdır.

CPM demodülatörü, her gözlenen sinyal için *M* ortonormal fonksiyonlarından *M* boyutlu sinyali bulur. Metrik hesaplamada, gözlenen her demodüle *M* boyutlu sinyal P (Y | X) olasılığı Gauss dağılımına göre hesaplanır. X ve Y sırasıyla aktarılan ve alınan verileri göstermektedir. Genel olarak, bazıları aynı girdi ve eşlik verisine sahip olan *M* farklı sinyal vardır. En olası olanı (MPO), sinyal kümesinde *m* girdi bitleri ve eşlik biti aynı olan en olası metriği seçer. MPO'nun formülasyonu

$$MPO = \left[\max(MPO_1), \max(MPO_2), \ldots, \max(MPO_F)\right]$$

ile verilmektedir.

MPO, her gözlemlenen sinyal için $F=2^{m+1}$ elemanları içeren bir vektördür. *F*, (burada, $m=2$ için, m+1 bellek, dolayısıyla F=8) ve MPO_n aynı "o1 o2 o3" değerine sahip bir metrik kümesidir. MPO_n içindeki elemanlar modülasyon indeksi h'ye veya CPE'deki hafıza sayısına bağlıdır. Her birinde MPO_n elementler vardır $P=2^n$. Bu nedenle MPO, $F \times P = 2^{m+1} \times 2^n = 2^{n+m+1}$ elemanlarından elde edilir.

Metrik ve MPO bloğunun çıktısı, [14] 'te ayrıntılı olarak açıklanan S-b-S kod çözücüsünün girişi.

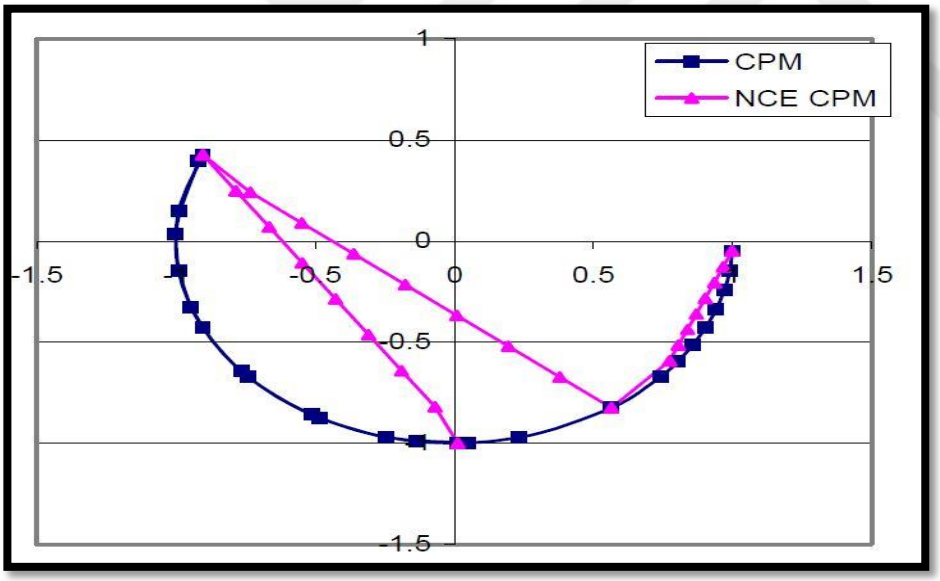
Kod çözücüsünde, metrik-s hesabı yalnızca birinci kod çözme adımında kullanılır. TTCM kodlayıcının yapısı ve modülasyonu nedeniyle sistematik bitler ve eşlik bitleri bir sinyalle eşlenir ve alıcıda eşlik verileri alınan sinyalden ayrılamaz. Dolayısıyla, S-b-S MAP

çözücü-1 için ilk kod çözme işleminin ilk yarısında, bir ön bilgi üretilmemiştir. Kod çözme işlemindeki bir sonraki aşama sıradan bir MAP algoritmasıdır [15].

3.7. CPM-Bant Genişliği

Standart 1REC CPM dalga formlarının spektral etkinliği iyi anlaşılmıştır. Modülasyonun bant genişliği sembol hızı, modülasyon indeksi (h değeri) ve sembol alfabesinin boyutu (M değerleri) tarafından yönlendirilir. CPM dalga formunun üç parametresi arasındaki ilişkiyi tanımlayan bu konuyla ilgili birkaç bilgi kaynağı bulunmaktadır [12,13].

CPM darbesinin genlik şeklinin ve 1REC CPM dalga formunun bant genişliği ile olan ilişkisinin sezgisel bir anlayış kazanması için, CPM dalga formunun sabit zarf şekillendirmesi Şekil 3.19'de gösterildiği gibi ortadan kaldırılabilir.



Şekil 3.19. 1REC CPM'sinin Üç Sembolü İçin IQ Plot Karşılaştırması ve Sabit Olmayan Zarfı

Birim çemberinin taslağını kopyalayan bir sinyal yükselticiden ziyade sinyal, faz yıldız kümesi noktasından bir sonraki faz kümelenme noktasına direkt olarak geçecek şekilde değiştirilebilir. Ortaya çıkan modülasyon, sabit olmayan bir zarf CPM dalga biçimi (NCE CPM) 'dir. Standart CPM'den farklı olarak, bu modülasyon, sıfırdan farklı bir tepe ortalamasına sahiptir ve iletim için doğrusal bir yükseltici kullanılmasını gerektirecektir [16,17].

3.8. TCM-CPM'nin Yapısı

Bir M-ary CPM modülatörünün çıkışında üretilen sinyal,

$$s(t,\alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t,a) + \varphi_0) \tag{3.31}$$

ile tanımlanabilir.

Burada, f_0 taşıyıcı frekansı, E sembol enerjisi, T sembol periyodu, φ_0, rasgele bir sabit faz ofseti ve φ (t, a) simgesi bilgi vektörünü taşıyan aşama fazı a={a_n}.
Ayrıca, elimizde

$$\varphi(t,\alpha) = 2\pi h \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i q(t - iT), t \geq 0 \tag{3.32}$$

Var.

Ve $a_i \in \{\pm 1, \pm 3, \ldots \pm (M-1)\}$, nT zamanında iletilen sembol. Karşılık gelen Trelis diyagramında minimum sayıda durum verildiğinde, modülatörün minimum uygulaması, frekansın tanımlanmasıyla elde edilir

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}}\cos(2\pi f_1 t + \psi(t,a) + \varphi_0), t \in [nT, (n+1)T] \tag{3.33}$$

$$X_{i,n} = U_i \frac{a_n + (M-1)}{2}, X_{2,n} = R_p \sum_{K=0}^{N-1} U_i \tag{3.34}$$

Burada x, modul-x fonksiyonunu ve U_n={0, 1, 2 , ... , (*M-1*)} değiştirilmiş bilgi sembolünü belirtir. Ayrıca, eşdeğer bir CPM modeli, CPE girdisine bir karıştırıcı yerleştirerek elde edilebilir [18]. Yani, biz

$$\psi(t) = R_{2\pi}\left[2\pi\frac{k}{p}(Z_{2n} + R_M(Z_{n1} - Z_{n2})\right]\frac{t - nT}{T} \tag{3.35}$$

için elde ederiz.

MCPM'nin performansını artırmak için, CPM'yi ve TCM'yi birlikte birleştirdik ve Kafes kodlu CPM'yi gerçekleştirdik. TCM CPM olarak adlandırılan sistem, CPM (CPE) ve kıvrım kodlamanın bellek kısmı ile maksimum özdeşlik sırası kullanılarak çözülmüş uzunluk içindeki serbest Öklid uzaklığını bulanarak tasarlanan yeni bir Kafes kodu içermektedir. TCM CPM sistemi için kod tasarımı böyle bir yolla çok kullanışlıdır ancak aynı zamanda pratik dijital iletişimde bir miktar faz kayması olduğu zaman sistemin performans kaybına yol açacağı bir problemle karşı karşıya kalacaktır. Sonuç olarak, sistemin simetri açılarla sinyal yıldız kümesine dönüşlerine değişmez olmasını sağlayabilen TCM CPM'nin dönme-geçirmezlik sistemi için bir kod tasarımı gereklidir [19].

3.9. TCM'nin CPM ile Birleştirilmesi

Sürekli faz modülasyonlu sinyaller formundadır:

$$s(t,a) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(2\pi f_0 t + \theta(t,a)) \tag{3.36}$$

Burada E, sembol enerjisidir, T sembol süresi ve taşıyıcı frekansı. İletilen bilgiler, faz içerisinde yer alır

$$\theta(t,a) = 2\pi h\sum_{n=0}^{\infty} a_n q(t - nT_s) \tag{3.37}$$

q (t)= $\int_{-\infty}^{t} g(\tau)d\tau$ ile verilen faz şekillendirme darbeli q (t) ile sonlu süreye sahip frekans darbesi Örneğin. (2) 'de, a=a_{-2}, a_{-1}, a_o, a_1, ... CPM modülatöre gönderilen simge sırasını

belirtir. Semboller ± 1, ± 3, ..., $\pm$(M-1) değerlerini alır, burada $M=2^m$, m pozitif bir tam sayıdır. h parametresine indez. modülasyonu denir.

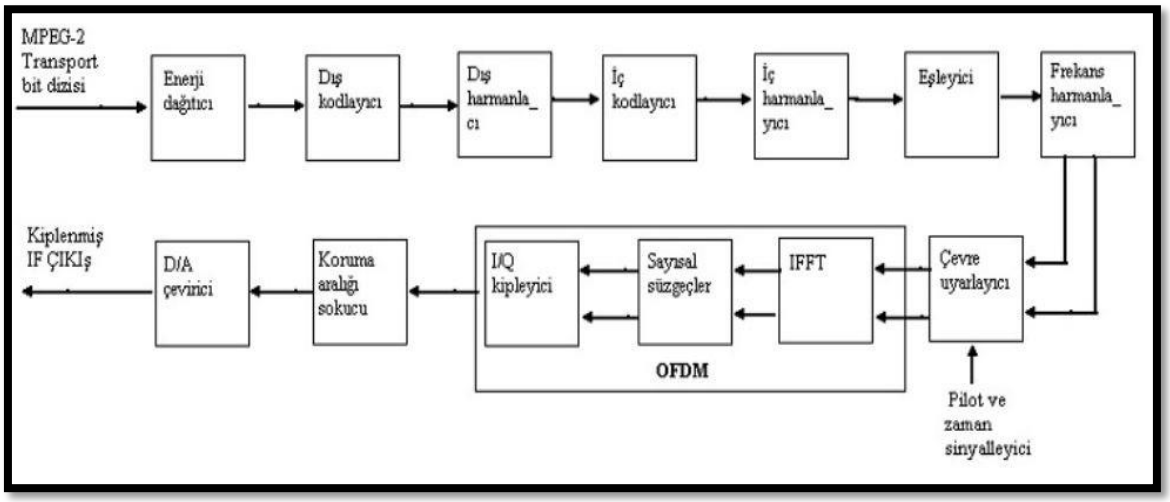
CPM sinyalleri harici konvansiyonel bir enkoder ile birleştirilirse veya eşdeğer olarak, bir Kafes kodlu modülasyon (TCM) şemasında sinyal küme yıldızı olarak kullanılırlarsa, daha fazla bir iyileşme elde edilebilir. Bu, Kafes kodlayıcının çok seviyeli çıkış sinyalini sürekli faz modülatörüne giriş olarak kullanarak başarılır. Kodun tasarımı ve modülasyon seçimi, ikisinin kombinasyonundan kaynaklanan Öklid uzaklığını maksimize etmek için ortaklaşa yapılmalıdır. ‘da görüldüğü gibi, kodlama / modülasyon şemasının öklid uzaklığını en üst düzeye çıkarmak için Kafes kodlayıcı, Kafesin bağlantısını, aynı durumdan ayrılan sinyaller arasındaki öklid uzaklığı en üst düzeye çıkaracak ve Öklid uzaklığını birleştiren bir şekilde azaltarak birleştirilir. CPM’yi demodüle etme problemini TCM’yi çözme probleminden ayrı tutmak için, tahminini temel alın ve bu tahminleri çözücü de bir metrik oluşturmak için kullanmayı düşünüyoruz. Kod çözücü durum sayısının sonlu olması ve seçilen metriğin ek olması durumunda, demodülasyon için Viterbi algoritmasını kullanabiliriz. Durumların sayısı yalnızca TCM şemasındadır. Bu prosedür açıkça, yönetilebilir bir alıcı yapı için işlem gören bir optimallik kaybına yol açmaktadır [19].

4. SİSTEM MODEL

4.1. OFDM

OFDM'in ana avantajlarından çok-yollu sönümlemeli gönderime karşı düşük-kompleksite gürbüzlük ve en-yüksek olabilirlik (maximum-likelihood – ML) anlayışında optimal semboller-arası enterferans giderimi vegüç-bindirme ve uyarlamalı modulasyon-kodlama gibi tekniklerle göndericiyi haberleşme kanalının durumuna adapte ederek frekans-seçici kanalın kapasitesine ulaşabilme özelliğine sahiptir. Buna karşın OFDM aynı zamanda zirve-averaj güç oranı (peak-to-average power ratio – PAPR) yüksekliğinden dolayı güç yükselteci nonlineerliklerine karşı duyarlılık ve örnekleme zamanı ile taşıyıcı frekans hatası gibi idealden sapma durumlarına karşı tek-taşıyıcılı sistemlere nazaran daha yüksek duyarlılık gibi bazı dezavantajlara da sahiptir.
OFDM sistemlerinde tasarım için temel olarak üç ana kural vardır. Bunlar: ICI'i azaltmak için alttaşıyıcılar arası uzaklık Δf kanalın maksimum Doppler frekansı B_d 'den daha yüksek seçilmelidir [20].

Yine ISI ve ICI'I minimize etmek için döngüsel önek kanal hafızası olan gecikme yayılımı τ_m 'den daha yüksek seçilmelidir. Alttaşıyıcıların genişliği Δf kanalın uyum bandgenişliği B_c 'den düşük olacak şekilde dar-bant seçildiğinde her bir alttaşıyıcı düz-sönümlemeye maruz kalır ve basit tek-katsayı kanal eşitleme yeterli olur. OFDM'in mimarisi şekil 4.1'de gösteriliştir:



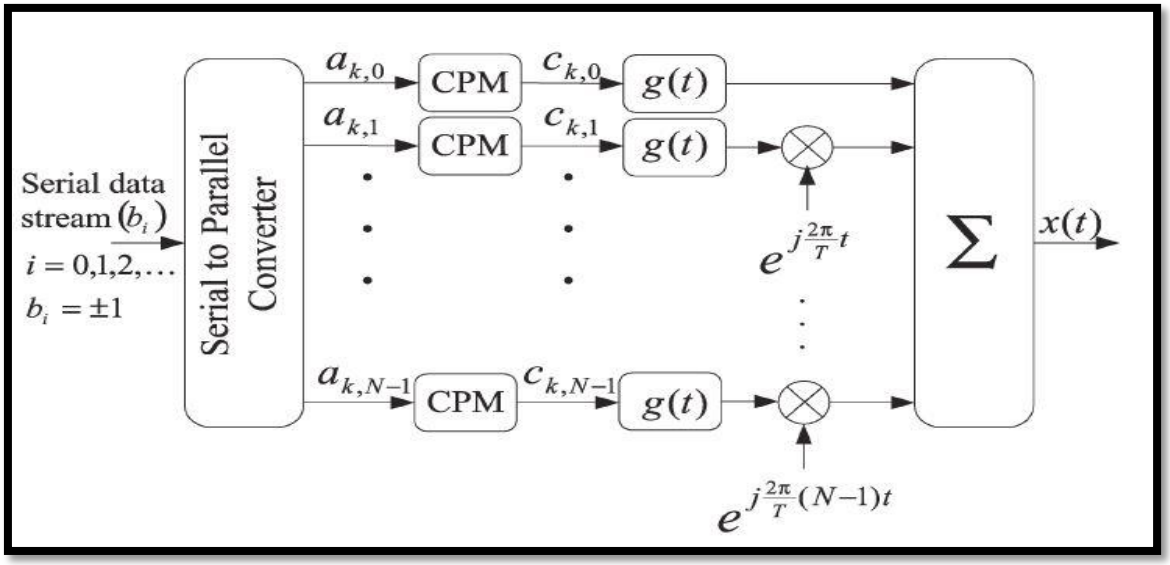
Şekil 4.1. OFDM mimarisi

4.1.1. OFDM-CPM

Şekil 4.1'de gösterildiği gibi seri bit akışı b_i, i=0; 1; 2; . . ., T_b saniyelik bit süresiyle, a_k, ile temsil edilen *N* bitlik bloklara dönüştürülür *k=0; 1; 2; . ...*, ve *p=0; 1; 2; . . . , N-1*, burada *N* taşıyıcı sayısını ve $a_{k,p} = \pm 1$'dir. Örneğin, a_0, *N* bitinin ilk bloğunu, $a_{1,p}$ ise *N* bitinin ikinci bloğunu. CPM oluşturucuları, gelen a_k'yi, tarafından verilen uygun kompleks sayılara (L) tarafından dönüştürür,

$$c_{k,p} = \cos(\theta_{k,p}) + j\sin(\theta_{k,p})$$
$$\theta_{k,p} = a_{k,p}\pi h + \pi h \sum_{q=0}^{k-1} a_{q,p} + \phi \tag{4.1}$$

Burada *h* parametresi CPM eşleyicisini tanımlar ve ϕ, genellik kaybı olmaksızın sıfır kabul edilen ilk eşleme noktasını temsil eder. Açı $\theta_{k,p}$ yalnızca mevcut verilere değil geçmiş verilere de bağlıdır. Şekil 4.2'de *h=1/2* olduğunda 'nin değerlerini zamanın bir fonksiyonu olarak göstermektedir. θ 'nin geçerli değeri, θ 'nin önceki değerine πh (veri biti a+1 ise) veya $-\pi h$ (veri biti a-1 ise) ekleyerek belirlenir. karşılık gelen kompleks sayılar bir daire üzerinde bulunur [21].



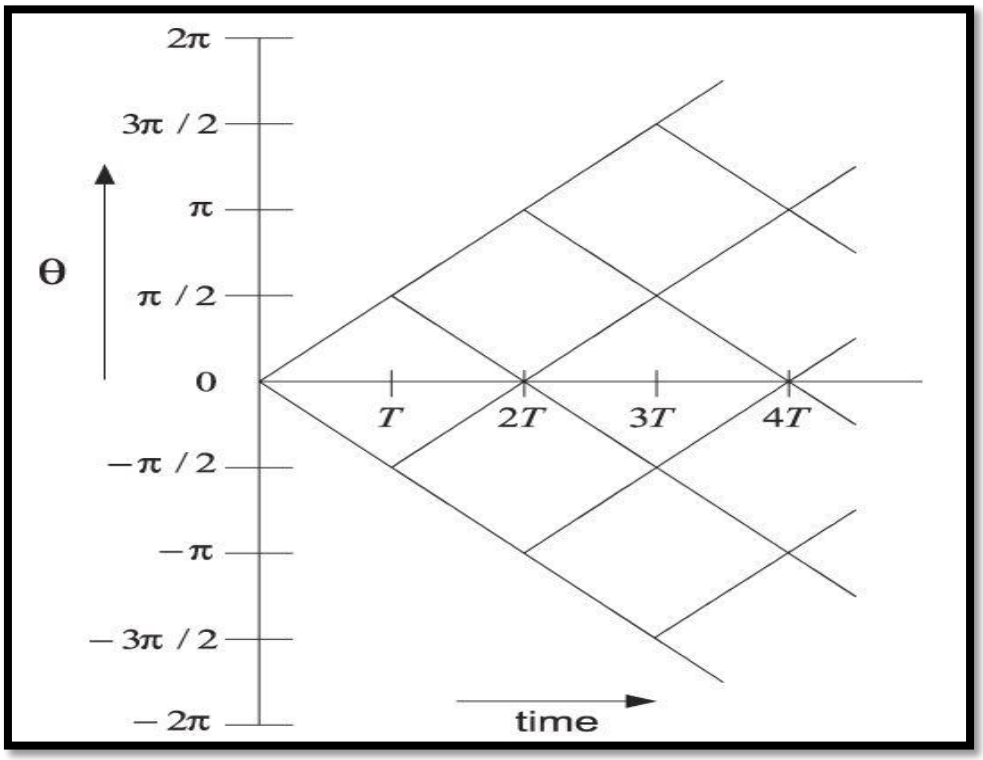
Şekil 4.2. Ortogonal frekans bölüşümlü ardışık faz modülasyonu (OFDM-CPM) verici ve kanalı

CPM eşleyicilerinin çıktısındaki karmaşık sayılar, daha sonra ortogonal taşıyıcılar tarafından modüle edilen darbe şekillendirme filtreleri g (t) yoluyla geçirilir ve Sonunda, matematiksel aşağıdaki gibi gönderilen OFDM simgesini temsil etmek üzere toplanırlar:

$$x(t) = \sum_{k} \sum_{p} c_{kp}\, g(t - kT')e^{j\frac{2\pi}{T}pt}, 0 \le t \le \infty \tag{4.2}$$

$$g(t) = \begin{Bmatrix} \frac{1}{\sqrt{T}} & -T_g \le t \le LT \\ 0 & t\langle -T_g, t\rangle LT \end{Bmatrix} \tag{4.3}$$

Denklem (4.3) ‘te $T=(NT_b)$, OFDM sembol süresi, T_g, bekçi aralığı, $T' = T_g + LT$ gözlem periyodu ve tam yanıt sinyallemesi için Eşitlik *L=1’de*. Aşağıdaki analiz boyunca T_g’nin ISI’yı tamamen kaldırmak için yeterli olduğunu varsaydık. *h* ve *L* parametreleri, aşağıdaki olası OFDM-CPM sinyallerinin bir kısmını ortaya çıkaran çeşitli şekillerde seçilebilir.



Şekil 4.3. OFDM-CPM sinyalizasyon için faz kafes

4.1.2. OFDM AWGN

Her biri bir dizi N noktası IFFT ile üretilen, bir dizi OFDM simgesi içeren sürekli iletimi kullanıyoruz. T'nin her sembolü için aralık modülasyonu, böylece tüm iletilen sinyalin bant genişliği 1/T'dir. Yani alt taşıyıcı aralığı $\Delta f_{sub} = \frac{1}{NT}$ olacak. Bir AWGN kanalı üzerinden iletilen sinyal şu şekildedir:

$$y[n] = x[n] + w[n] \tag{4.4}$$

Burada IFFT ve $w[n]$'den gelen $x[n]$ sinyal çıkışı beyaz Gauss gürültüsüdür. Osilatör frekansında tutarsızlıkların varlığı Carrier Frequency Offset (CFO) Δf_{co} ile modellenebilir. Böylece, alıcıda alınan bir sinyal üretir; şu hale gelir;

$$y[n] = y[n]e^{j2\pi\Delta f_{co}kT} = y[n]e^{j2\pi\frac{k}{N}\xi_f} \tag{4.5}$$

X4, CFO, alt taşıyıcı aralığına normalize edilmiştir. Dolayısıyla, Normalleştirilmiş Taşıyıcı Frekans Ofseti (NCFO) $\xi_f = \frac{\Delta f_{co}}{\Delta f_{sub}}$ olarak tanımlanabilir [30].

4.2. HF Kanal

HF kanalı, üç HF ilgi kanalını kısaca tartışacağız: Bunlar gök dalgası kanalı, yüzey dalga kanalı ve Rician tipi sönümlenmeli kanal dalgası bileşenleridir.
Bu kanalda, kullanılan kodlama şemasının gürültünün, aynı güçteki AWGN'den büyük hata olayları üretme olasılığı daha yüksek olmasına rağmen, lokal hata olayları daha yayılma eğilimi gösterir ve dolayısıyla kullanılan serpiştirici olduğu sürece başa çıkmak daha kolaydır [22].

HF yüzey dalgası yayılımı, dalga, dünyanın kıvrık yüzeyinde yayılırken görüş hattı iletişiminin ötesine geçmenizi sağlar. Görüş hattının ne kadar ötesinde ve güçlü bir

biçimde yüzey bileşimine bağlıdır. HF yüzey dalgası, suya veya karaya kıyasla deniz suyu gibi oldukça iletken yüzeylerin üzerinde birkaç yüz kilometre mesafelerde yayılır. Bu olgu HF yüzey dalgası iletişimini özellikle deniz uygulamaları için anlamlı hale getirir. Tüm HF kanalları için gürültü ortamı, HF modemlerini test etmek için sıkça kullanılan ilave beyaz gürültüden (AWGN) daha fazla dürtüseldir. HF kanallarının simülasyonunda kullanılmak için önerilen bir ses üreteci sağlar. İlginç bir şekilde, birçok modern HF veri iletişim sisteminde, gürültüsü aslında AWGN'den daha kolaydır.

Beklenen sinyal seviyeleri yüzey dalgası yayılımının derecesi, 30 dB aralığında SNR gerektiren HF sinyallerinin, birkaç yüz kilometre okyanusa yayılmış olabilecek bir savaş grubundaki operasyonları desteklemek için kullanılabileceğini ima etmektedir. Bu senaryodaki HF alternatifleri, havadan röle platformları veya uydu iletişimi içerir. Bu alternatiflerin maliyetlidir birçok NATO ordusu için pratik olmayabilir.

HF OFDM sisteminde, veri sembolleri çok sayıda alt taşıyıcı üzerinde paralel iletilir. Karmaşık veri sembolleri, ters bölünmüş Fourier dönüşümü (IDFT) ile çoklu alt taşıyıcılar üzerinde modüle edilir.

4.3. HF-OFDM

$X_{i,k}$ OFDM simgesinin k'ıncı alt taşıyıcısındaki sıfır eklem veri konstelasyon noktasını belirtir. Daha sonra, i'inci OFDM sembolünün n'inci zaman alanı örnek sinyali X_i, n aşağıdaki gibi verilebilir:

$$X_{i,n} = IDFT\left[X_{i,k}\right] = \frac{1}{N}\sum_{K=0}^{N-1} X_{i,k} e^{i\frac{2\pi nk}{K}}, 0 \le n \le N-1 \tag{4.6}$$

N, ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) boyutunu belirtir. Sıfır doldurma veri takımyıldızı noktası seti $X_{i,k}$ herhangi bir faz kayması anahtarlama (PSK) veya karesel genlik modülasyonu (QAM) sinyal setine göre alınabilir. Zaman aralığında, IDFT'nin N çıktı örnekleri $X_{i,n}$ bir N ortogonal taşıyıcılar üzerinde sıfır doldurma veri sembollerini taşıyan temel bant sinyalini oluşturur. IFFT / FFT işlemine ek olarak, tipik bir HF OFDM iletişim sistemi, kanal kodlama / kod çözme, serpiştirme / de-interleaving, simge eşleme /

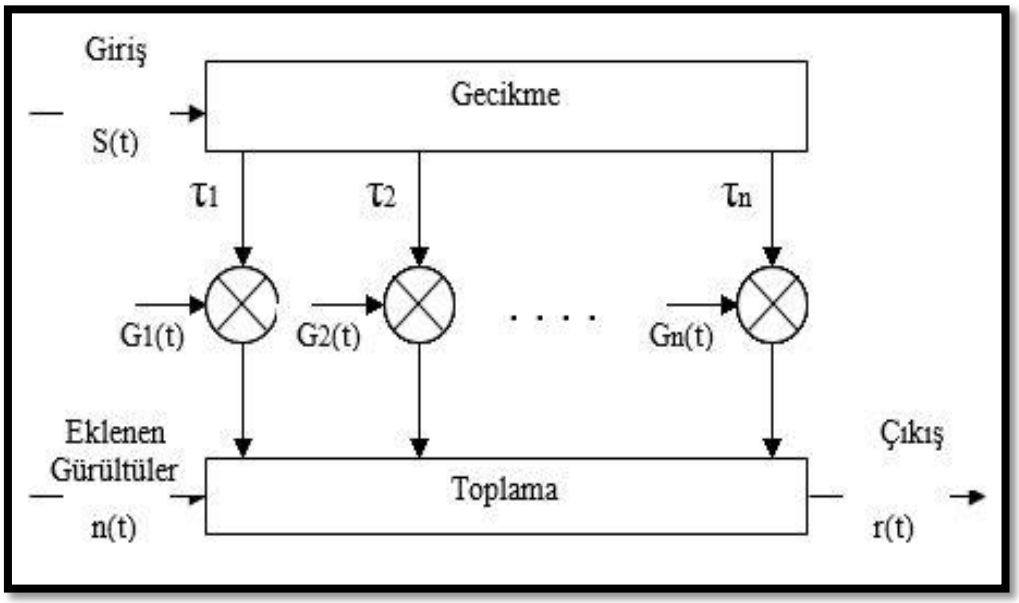
haritalama çözme, çevrimsel ön ek (CP) ve çevrimsel sonlandırma, pencere oluşturma , Dijital-analog dönüştürücü (DAC), analogdan dijitale çevirici (ADC), yukarı / aşağı dönüştürme, senkronizasyon, kanal tahmini ve benzeri[23, 24].

4.4. Dar-Bant Waterson Kanalı

Watterson modeli 12 kHz'den yüksek olmayan ve sabit bir darbant kanal modelidir. Kısa süreli ölçümler ve 10 dakika civarı ölçümler için geçerlidir. Watterson modeli üç temel hipotez üzerine kurulmuştur:

Kanal katsayısı kazanç fonksiyonları $G_i(t)$ kompleks Gaussian istatistiki prosesler olarak farz edilir. Kompleks Gaussian bir prosesin büyüklüğü Rayleigh dağılımına, fazı ise ortalama dağılıma sahiptir.

Dolayısıyla, her bir yolda Rayleigh sönümleme oluşmaktadır. Tap-kazanç fonksiyonlarının birbirlerinden istatistiksel olarak bağımsız olduğu farz edilir. Gaussian Güç Spektrumu Varsayımı: Her bir tap-kazanç fonksiyonu iki Gaussian fonksiyonunun toplamından oluşan bir spektruma sahiptir ki bu da ayrı iki magnetoiyonik bileşenin etkilerini temsil eder. Tap kazanç fonksiyonları $G_i(t)$ 'nin güç spektrumu v_f 'nin Gaussian bir şekle veya Gaussian dağılımların toplamından oluşan bir şekle sahip olduğu farz edilir [25].



Şekil 4.4. Watterson Modeli

Gönderilen sinyal ideal bir gecikme hattına aktarılır ve farklı gecikmelere sahip birçok kanal katsayısında yayılır ki bunların her biri bir iyonosferik model bileşenini temsil eder. Her bir geciktirilmiş sinyalin genliği ve fazı, kompleks bir katsayı-kazanç fonksiyonu tarafından modüle edilir. Gecikmiş ve modüle edilmiş sinyaller eklemeli gürültü ile toplanarak çıkış sinyalini oluşturur.S(t), temel-bant iletim sinyali, $G_i(t)$, i'inci katsaysının kazanç fonksiyonu, n, yayılım yolu sayısı ve n(t)'de eklenen gürültüdür. $r(t)$ alınan sinyaldir ve gösterimi şöyledir [26]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i(t) e^{j(2\pi f_0(t-\tau_i)+f_{Di}t)} \tag{4.7}$$

Burada $a_i(t)$, i'inci yolun sinyal genliği, τ_i , i'inci yolun gecikme zamanı ve f_{Di} de buna karşılık gelen frekans kaymasıdır. Gecikme hattındaki yol sayısı olan n küçük bir sayı olarak farz edilir ki genellikle sekizden azdır ve fiziksel sinyal yollarına karşılık gelir.Watterson modelinin zamanla-değişken frekans cevabı şöyle gösterilir:

$$H(f,t) = \sum_{i=1}^{n} e^{j2\pi f \tau_i (G_i(t))} \tag{4.8}$$

Tap kazanç fonksiyonları $G_i(t)$ 'nin kompleks Gaussian prosesler olduğu farz edilir ki bunlar HF kanalın zamanla değişken sönümleme karakteristiklerini gösterir. Tap kazanç fonksiyonu şu şekilde yazılabilir:

$$G_i(t) = G_{ia}(t) e^{j2\pi f_{ia} t} + G_{ib}(t) e^{j2\pi f_{ib} t} \tag{4.8}$$

Burada $G_{ia}(t)$ ve $G_{ib}(t)$, her biri bir magnetoiyonik bileşen için olmak üzere, iki bağımsız kompleks Gaussian sabit ergodik rasgele ve sıfır ortalamalı prosestir ve büyüklükleri Rayleigh, fazları ise ortalama dağılımlıdır. $G_{ia}(t)$ ve $G_{ib}(t)$ 'nin her biri, sıfır ortalamalı ve benzer spektrumlu bağımsız dik reel ve imajiner kısımlara sahiptir:

$$G_{ia}(t) = g_{ia}(t) + j\hat{g}_{ia}(t) \tag{4.10}$$

Burada $g_{ia}(t)$ ve $\hat{g}_{ia}(t)$ birbirlerine dik, iki bağımsız Gaussian rasgele prosestir. Birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonu ise şöyle hesaplanabilir:

$$P\left(g_{ia}, \hat{g}_{ia}\right) = \frac{1}{\pi C_{ia}(0)} e^{\frac{-[g_{ia}^2 + \hat{g}_{ia}^2]}{C_{ia}(0)}} \tag{4.11}$$

$G_{ia}(t)$'nin spektrumu $g_{ia}(t)$ ve $\hat{g}_{ia}(t)$'nin benzer spektrumlarının toplamıdır; çünkü birbirlerinden bağımsızdırlar ve $f = 0$ noktası etrafında çift simetriye sahiptirler. Magnetoiyonik bileşen $G_{ia}(t)$ 'nin Doppler frekans kayması f_{ia}, $e^{j2\pi f_{ia}t}$ ve $G_{ib}(t)$ 'nin ki de $e^{j2\pi f_{ib}t}$ olarak modellenebilir. Tap-kazanç korelasyon fonksiyonu ise şöyle yazılabilir:

$$G_i(\Delta t) = E\left[G_i(t) G_i(t + \Delta t)\right] = C_{ia}(0) e^{-2\pi^2 \sigma_{ia}^2 (\Delta t)^2 + j2\pi f_{ia} \Delta t} + C_{ib}(0) e^{-2\pi^2 \sigma_{ib}^2 (\Delta t)^2 + j2\pi f_{ib} \Delta t} \tag{4.12}$$

$$F_i(f) = \frac{C_{ia}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ia}} e^{-(f - f_{ia})^2} + \frac{C_{ib}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ib}} e^{-(f - f_{ib})^2} \tag{4.13}$$

Burada f_{ia} ve f_{ib} a ve b bileşenlerinin Doppler kayma değerleri; σ_{ia}ve σ_{ib} a ve b bileşenlerinin frekans yayılma değerleri; C_{ia}ve C_{ib} ise a ve b bileşenlerinin güç kazancı değerleridir. Taşıyıcı frekansı değeri küçükken, iki imajiner bileşenin Doppler frekansı kayması ve spektrum yayılması birbirlerine yakındır ve yaklaşık olarak sadece biri olarak modellenebilir [26].

4.5. Geniş-Bant Vogler-Hoffmeyer Kanal

Kablosuz (gökyüzü dalgası) HF haberleşme askeri iletişim için özellikle ilgi çekicidir. Bunun sebepleri Önemli ulusal güvenlik bilgilerinin iletimi için çoklu-ortam iletim ağlarına gereksinim duyulması vedoğal afetlerin ardından acil haberleşme ihtiyaçlarının destek sistemlerine ihtiyaç duyması ve gelişen sayısal sinyal ve veri işleme çipleri ve sistemlerinin iyi performans verebilen HF sistemlerinin gelişmesine yardımcı olmasıdır.

Genişbant spread spectrum, sayısal teknolojinin HF alanında sahip olduğu etkiyi gösteren iyi bir örnektir. Genişbant HF teknolojisine olan ilgi özellikle 1980'lerde oldukça artmıştır.

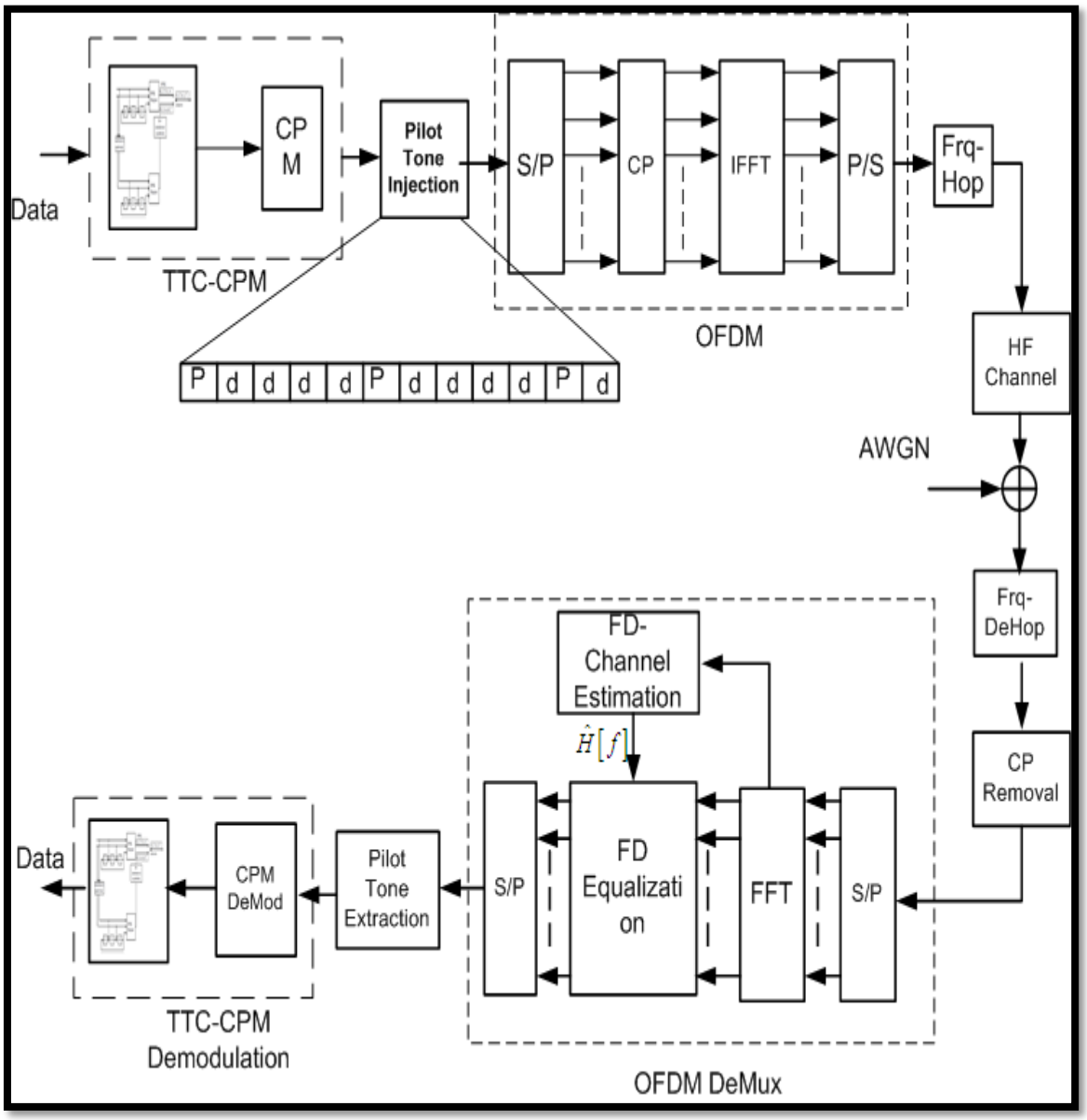
HF sistemlerde geniş bantgenişliklerine duyulan ihtiyaç konunun önemini korumaktadır. Eğer HF ortamı sinyallerin yayılımına izin verebiliyorsa sinyallerin iletimi banttaki diğer kullanıcılarla enterferans yapmıyorsa ve genişbant kanaldaki harici gürültü ve enterferansın etkileri uygun sinyal işleme iletişim için kullanmaktadır.

Vogler-Hoffmeyer kanal modeli genişbant, yüksek frekans (HF) kanallarının modellenmesinde sıklıkla kullanılan bir alternatiftir. HF kanalları için uzun yıllar boyunca darbant modeller kullanılmasına karşın, bu modeller sadece sınırlı darbant yayılım koşulları için gerçekçi bir uygulama alanı sağlamıştır. Dolayısıyla hem dar hem de geniş bantgenişliklerinde ve daha geniş yayılım koşulları altında geçerli olabilecek bir HF kanal modeline ihtiyaç duyulmuştur.

Vogler-Hoffmeyer kanal modeli geniş çeşitlilikli yayılım koşullarını modelleyebilen ve darbant veya genişbant HF sistemlerinin tanımlanmasında kullanılabilecek bir kanal transfer fonksiyonuna sahiptir. Model gerek deterministik gerekse de stokastik şekilde tasarlanmıştır. Tez içinse dağılımdan kaynaklanan, gönderilen sinyalin zamanla-değişken bozulmalarını, iyonosferdeki düzensizliklerden kaynaklanan saçılmaları, Doppler yayılımını ve Doppler ötelemesini hesaba katan stokastik model tercih edilmiştir. Bu modelin kanal saçılma fonksiyonu da zamanla-değişken dağıtıcı HF kanalları çok iyi bir şekilde tanımlamaktadır.

Kanal modellemesi için kanalı karakterize eden yayılım ölçümleriyle başlanmış ve kanal için bir yayılım modeli geliştirilmiştir. Bundan sonra da alternatif haberleşme sistem tasarımlarının beklenen performansı yazılım simülasyonları kullanılarak değerlendirilmiştir. Genişbant HF haberleşme sistemlerinin ulaşılabilecek performansını etkileyen birçok belirsizlik vardır. Teorik performans değerlendirmelerine simülasyon yazılımlarıyla ulaşılabilir. Bu yazılım HF ortamının karıştırıcı etkilerinin simülasyonunu, örneğin kanal transfer fonksiyonunun simülasyonunu içerir [27].

Bu tezde tasarlamış olduğumuz blok diagram Şekil 4.5’te gösterilmektedir ve kanal ayrıntıları bölüm 5’te tanımlamaktadır.



Şekil 4.5. TTCM-CPM blok diagrom

5. KANAL KESTİRİM

5.1. Kanal Eşitleme ve MMSE

Alttaşıyıcıların dikgen olarak çakıştığı FH-OFDM'de paralel altdizinlerin sayısı N uygun seçilip $\Delta f \leq B_c$ olduğunda her alttaşıyıcı düz-sönümlemeye uğrar ve bu nedenle tek-katsayı sıfıra-zorlayıcı (ZF) veya minimum ortalama-kare hata (MMSE) kanal eşitleme yeterli olur. Tek katsayı ZF kanal eşitleme metodunda FH-OFDM sisteminde her alttaşıyıcının kanal kazancı α_n kısaca terslenir ve $1/\alpha_n$ ile çarpılır. Bu metod alttaşıyıcı sinyali üzerinde düz-sönümleme etkisini kaldırmasına karşın belirli bir oranda gürültü gücünü de arttırır. Ayrıca bu kanal eşitleme metodunun kullanılabilmesi için kanal katsayılarının almaçta kestirilmiş olması gereklidir. FH-OFDM için tek-katsayı MMSE kanal-eşitlemede ise her alttaşıyıcının kanal kazancı α_n kısaca $\left(\alpha_n + \frac{\sigma_w^2}{P_n}\right)^{-1}$ ile terslenir. Burada σ_w^2 alttaşıyıcıdaki gürültü gücü ve P_n. alttaşıyıcıdaki sinyal gücü olup $SNR = \frac{P_n}{\sigma_w^2}$ idir. Bu metod düz-sönümleme bastırımı ile gürültü gücü arttırımı arasında ortalama-karesel hata (MSE) optimal bir denge kurar ve performansı düşük ve orta SNR'larda ZF kanal eşitlemeye göre daha iyidir. Buna karşın MMSE tek-katsayı kanal eşitleme için kanal kazancının yanı sıra alttaşıyıcı başına SNR kestirimi de alıcıda yapmak gereklidir[28].

FDE'de ise kanal eşitleme yine almaçtaki FFT blokundan sonra frekans-domeninde gerçekleştirilir. En temel frekans-domeni eşitleyici algoritmaları ise düşük-kompleksite sıfıra-zorlayıcı (ZF) ve minimum ortalama-karesel hata (MMSE) eşitleyicileridir. ZF eşitleyicide kanal eşitleyicisi katsayıları:

$$C_k = \frac{\hat{H}_n^*}{\left|\hat{H}_n\right|^2} \tag{5.1}$$

olarak seçilir. Burada $\hat{H}_n$ gönderim bandındaki kanal kestirici tarafından kestirilmiş n. frekansdaki kanal katsayısını göstermektedir. ZF eşitleyici ISI'yi tam anlamıyla gidermesine karşın aynı zamanda gürültü gücünü de arttırdığı için BER'de yükselmeye yine de yol açar. Bunu önlemenin bir yolu MMSE kanal eşitleyici kullanmaktır. MMSE

kanal eşitleyici ISI azaltımı ile gürültü arttırımı arasında MSE optimal bir denge kurar. SC-FDE için almaç FFT'sinden sonra kanal eşitleyicisi katsayıları:

$$C_k = \frac{\hat{H}_n^*}{\alpha + \left|\hat{H}_n\right|^2} \tag{5.2}$$

olarak verilir. Burada $\alpha = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2}$ gürültü-sinyal oranıdır. Kısacası MMSE kanal eşitleyici almaçta SNR kestirimi de gerektirir.

h Gaussian kanalın kanal vektörü G kanal gürültüsü ile ilişkisiz ise h'nin frekans eksenindeki MMSE algoritması ile kestirimi, aşağıdaki eşitlik ile bulunur.[29]

$$H_{MMSE}=FR_{hY}R^{-1}_{yy}Y \tag{5.3}$$

Bu ifade de;

$$R_{hY}=E\{hY\}=R_{hh}F_hX_h \tag{5.4}$$

$$R_{YY}=E\{YY\}=XFR_{hh}F^hX^h+\sigma^2_GI_N \tag{5.5}$$

(5.4) de h ve Y arasındaki kovaryans hesaplanmakta, (5.5) numaralı denklemde ise Y nin otokovaryans matrisidir.

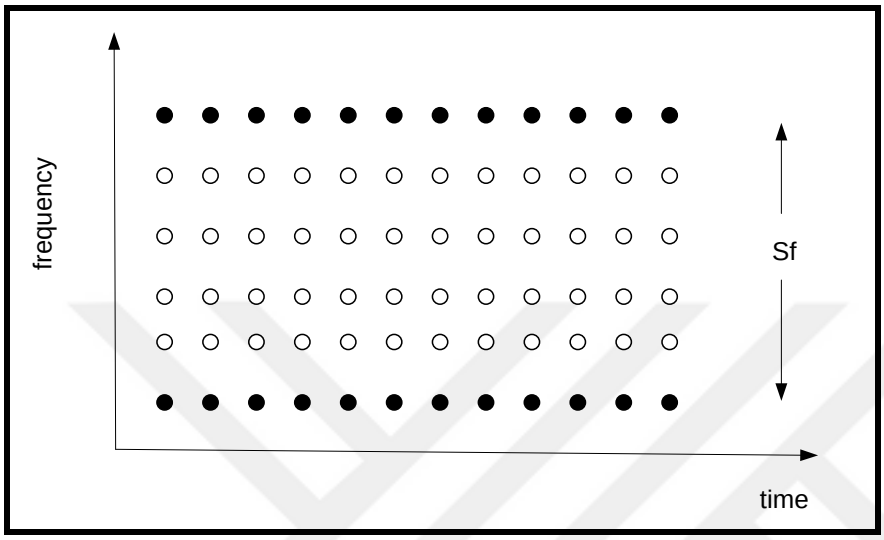
R_{hh} h'nin otokovaryans matrisi olup σ^2_G ise $E\{|G(k)|^2\}$ ise gürültünün varyansıdır. H_{MMSE} bulunduktan sonra iletilen veriler aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$X_e=Y[n]/H_e[n] \quad n=0,1,2,\ldots..N-1 \tag{5.6}$$

5.2. Pilot Ekleme

Şekil 10.23'te gösterildiği gibi comb-type tarak tipi kanal kestiriminde periyodik olarak her bir OFDM bloğunda Pilot ton'lar eklenmiştir ve frekans domeninde interpolasyon

metodu kullanarak kanal kestirimi gerçekleştirilmektedir. Şekil 5.1'de Sf pilot tonların periyodunu belirtmektedir. Frekans seçici bir kanalı takip edebilmek için "coherent bandwidth" uyum bandgenişliğinde belli sıklıklarla pilot tonları yerleştirmek gerekmektedir [30].



Şekil 5.1. Kanal Kestirimi

Burada bandgenişliğini maksimum delay (gecikme) yayılımının σ_{max} tersi olarak ele alabiliriz. Böylece pilot sembollerinin periyodunu Denklem (10.1)'deki gibi tanımlayabiliriz:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \tag{5.7}$$

Block tipi kanal kestirimi tarak tipi kanal kesitirimine göre, "slow-fading" yavaş sönümlenen ve frekans seçici olan kanallarda iyi performans vermediği bilinmektedir. Bu tezde frekans hoplamalı bir yapı düşünüldüğü için block tipi pilot ton yerleşimi uygun görülmemiştir. Bu yüzden tarak tipi (comb-type) pilot düzenlemesine gidilmiştir.

Tarak-tipi pilot kanal kestirimi Şekil 3.7.3'deki gibi; her bir iletilen sembolde N_p pilot sinyali düzenli olarak $S = N / N_p$ eşitliğinde her bir S 'nin bir parçası olarak $\overline{X}$' a eklenmektedir. Alıcı pilotların yerlerini bilmekte olup $\overline{P} = [P_k]^T$ $(k = 0,..., N_p)$ pilot

değerleri $\overline{X}^{P} = \left[X^{P}{}_{k}\right]^{T}\left(k = 0,..., N_{p} - 1\right)$ olmakta ve ulaşan sinyal $\overline{Y}$ olarak ifade edilmektedir. LS alt-taşıyıcılardaki kanal durumları $\overline{H}^{P}$

$$\hat{H}_{LS}{}^{P} = \left[Y(P_0)/X_0^{P}, Y(P_1)/X_1^{P},..., Y(P_{Np-1})/X_{Np-1}^{P}\right]^{T} \tag{5.8}$$

şeklinde hesaplanır. Buradaki görevimiz alt-taşıyıcılarındaki kanal durumunu kestirmektir.

Linear Interpolation (Doğrusal İnterpolasyon): Doğrusal interpolasyon piecewise-constant interpolation (parçalı-sabit interpolasyon) dan daha iyi sonuç vermektedir. Datadaki alt-taşıyıcılarındaki iki pilot olan $\hat{H}_{LS}{}^{P}(k)$ ve $\hat{H}_{LS}{}^{P}(k+1)$ ile kanal kesitirimi;

$$\hat{H}(kS + t) = \hat{H}_{LS}{}^{P}(k) + \left(\hat{H}_{LS}{}^{P}(k+1) - \hat{H}_{LS}{}^{P}(k)\right)(t/S),\ 0 \le t \le S \tag{5.9}$$

ile hesaplanmaktadır.

ML Kestirimi : $L = [T_G / T_S]N$ olan $(L+1)$ tap boyunca enerji $\overline{g}$ olarak ifade edilmektedir. İlk $(L+1)$ tap boyunca $\overline{g}_{L+1} = \left[g_0,..., g_{L+1}\right]^{T}$ ile ifade edilmektedir. Aynı şekilde kare olmayan DFT (non-square DFT) matris $\underline{F}$ tanımı

$$\underline{F}(S)_{A,B} = \left[W_N^{a,b}\right]_{AxB}, (0 \le a \le A, 0 \le b \le B) \tag{5.10}$$

şeklindedir. Bunun yanında uniform-spaced-DFT matris S boşluklarıyla ;

$$\underline{F}(S)_{A,B} = \left[W_N^{aS,b}\right]_{AxB} = \left[W_N^{a,bS}\right]_{AxB}, (0 \le a \le A, 0 \le b \le B) \tag{5.11}$$

tanımlanabilmektedir. Bu denklemlerden görüldüğü üzere $\overline{H}^{P} = \underline{F}(S)_{NPx(L+1)}\overline{g}_{L+1}$ olmaktadır. Burada S alt-taşıyıcılar arasındaki boşluktur (space). Bu yüzden $\overline{g}_{L+1}$ ML kestirimi , $\overline{H}_{P}$ ‘yi (biz burada $\overline{H}_{LS}{}^{P}$ şeklinde tanımladık) şu şekilde elde edebiliriz.

$$\bar{g}_{L+1} = \left(\underline{F}(S)^{H}_{NPx\ (L+1)} \times \underline{F}(S)_{NPx\ (L+1)}\right)^{-1}\left(\underline{F}(S)^{H}_{NPx\ (L+1)}\right)\overline{H}_{LS}^{P} \tag{5.12}$$

Sonuç olarak, $\bar{g}_{L+1}$ 'den elde edilen bütün alt-taşıyıcıların tamamlanmış kanal kestirimi $\hat{H}$:

$$\hat{H}_{MLE} = \underline{F}_{N,(L+1)}\ \bar{g}_{L+1} \tag{5.13}$$

şeklindedir.

5.3. OFDM Kanal Tahmin Teknikleri

OFDM sistemlerinde radyo kanalını tahmin etmek için birkaç temel teknik vardır. Tahmini teknikler, zaman veya frekans alanı örnekleri kullanılarak gerçekleştirilebilir [31]. Bu tahminciler, karmaşıklıkları, performansları, belirli bir standarttaki uygulamalarda pratiklik ve kullandıkları a priori bilgiler (önde giden) açısından farklılık gösterirler. A priori (önde giden) bilgi frekansı , zaman ve uzamsal alanlar alt taşıyıcı korelasyonu olabilir. Dahası, iletilen sinyaller sabit modül , CIR uzunluğu ve modülasyon için bilinen bir alfabeyi kullanmak da bir ön bilgi olabilir [32].

A priori bilgilerden ne kadar fazla yararlanılırsa, genellikle tahminler o kadar iyi olur [33]. Frekans bölgesi kanal tahminleri için, MSE genellikle kanal tahminlerinin performans ölçütü olarak tanımlanır [34].

Burada H ^ [n, k], OFDM sembolünün nth Alt taşıyıcısındaki eşdeğer kanal tahminidir. MSE yaygın olarak kullanılmasına rağmen bazen BER performansı gibi diğer önlemler de kullanılmaktadır. BER performansı, kanal tahmin hatası ile OFDM sisteminin performansı değerlendirildiğinde esas olarak kullanılır [35,36].

5.4. Frekans-Atlama

Sayısal iletişim için işaret tasarım konusunda, temel hedef verici gücünün ve mevcut kanal genişliğinin verimli kullanılmasıdır. Pratikte örneğin çoklu erişim iletimi de bilgi iletimi için birden fazla verici aynı ortak kanalı kullandığında, kanal kullanıcılarını oluşturduğu

karışım sistem tarafından ulaşılabilen performansı kısıtlar. Bu tür karışımların varlığı güvenilir bir sayısal iletişim sistemi tasarımında göz önünde bulundurulmalıdır. Bu kompleks tasarım probleminde dahi, temel sistem tasarım parametreleri verici gücü ve kanal bant genişliğidir. Karışım dolayısı ile performansta oluşan bozulmanın üstesinden gelebilmek için, iletilen işaret bant genişliğini daha fazla arttırabiliriz. Bu yüzden bant genişliği genişleme faktörü birden çok daha büyük olur. Bu yayılı spektrum (spread spectrum) işaretin temel karakteristiğidir. Diğer bir önemli karakteristik modülatördeki bilgi işareti, bilgi dizisinden bağımsız bir kod sayesinde, bant genişliğinde yayılır. Bu kod sözde -rastgele olma özelliğine sahiptir. Yani bu kod, kod bilgisini işareti demodüle etmek için kullanılacak olan belirli bir alıcı dışındaki tüm alıcılara rastgele bir kod olarak gözükür ve bu bilgi bu sözde-rastgele kod ile farklı frekanslarda iletilir. Bu özellik diğer haberleşme sistemlerinden ayırt edici bir nitelik taşır.

Sayısal iletişim için yayılı spektrum işaretler esasen askeri haberleşme için:

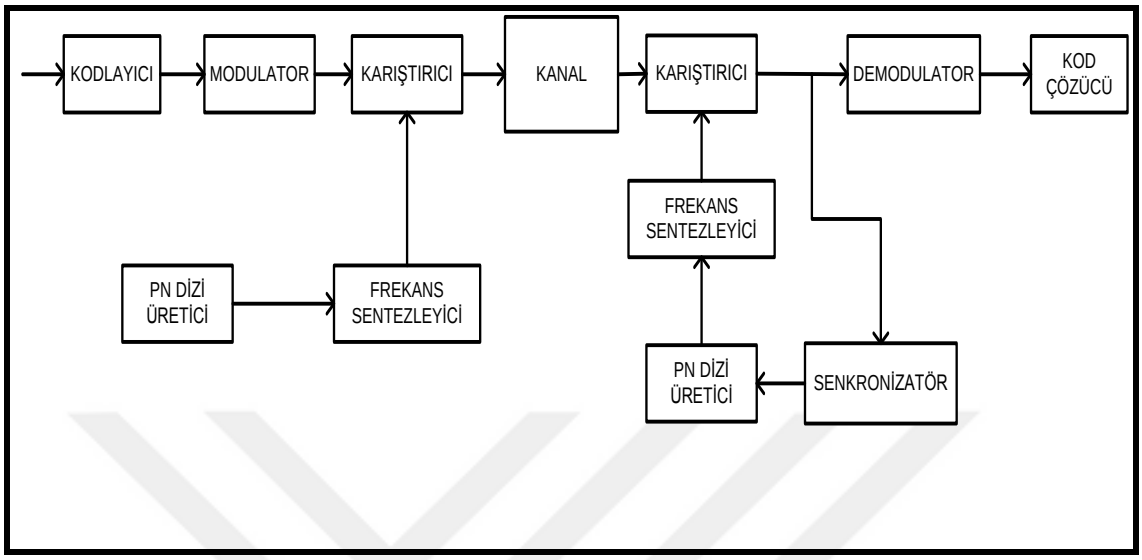
1. Frekans karıştırmaya karşı direnç göstermek için (Anti-jamming)
2. Enterferansları önlemek için (Anti-interference)
3. İşareti küçük güçte ileterek saklama ve böylece gürültü altında işaretin varlığını istenmeyen bir dinleyicinin fark etmesini zorlaştırmak düşük olasılıklı dinlenme için (Low probability of intercept)
4. Kusursuz zamanlama için (Accurate Universal Timing)
5. Yüksek çözünürlüklü mesafe için (High resolution ranging)

geliştirildi ve kullanıldı [37].

Günümüzde sayısal hücresel haberleşme, kablosuz telefon ve ofis içi kablosuz iletişim gibi sivil uygulamalar içi güvenilir iletişim sunmaktadır. İstenildiği üzere işaret bant genişliğini yaymanın iki yönteminden biri olan Frekans-Hoplamalı Yayılı Spektrum üzerine yoğunlaşacağız.

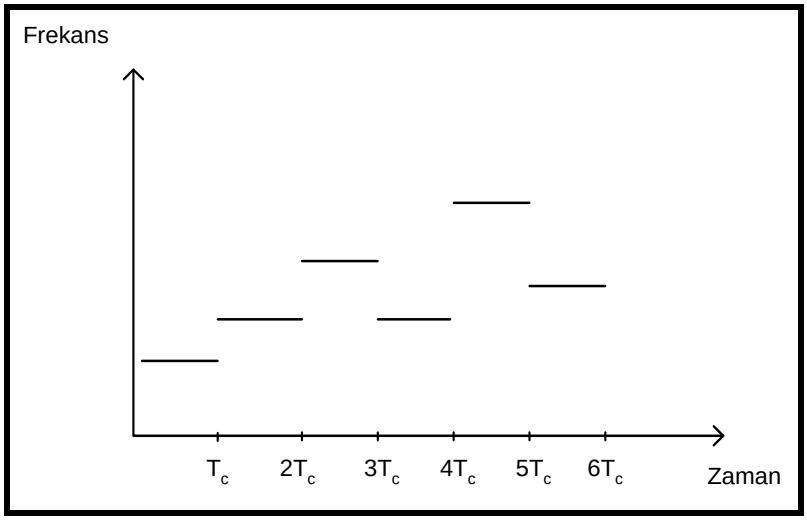
Frekans-hoplamalı (FH) yayılı sistemlerde mevcut W bant genişliği örtüşmeyen frekans dilimlerine bölünür. Her hangi bir işaretleme aralığında, iletilen işaret mevcut frekans dilimlerinden bir veya ikisini kaplar. Her bir işaret aralığında frekans dilimlerinin seçimi sözde rastgele olarak PN generatörünün çıkışına göre gerçekleştirilmektedir.

Bir frekans-hoplamalı yayılı spektrum sistem için verici ve alıcı blok diyagramlar Şekil 5.2'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 5.2. FH Yayılı Spektrum Sistem

Modülasyondan sonra elde edilen işaretler PN üreticinden elde edilen ve frekans sentezleyici tarafından sentezlenen f_c frekansını seçmek için kullanılan çıkış dizisinin belirlemiş olduğu miktar kadar frekansta ötelenir. Bu frekans modülatör çıkışı ile karıştırılır ve elde edilen işaret kanal üzerinden iletilir. Örneğin, PN üreticinden m adet bit alarak, 2^m -1 adet farklı taşıyıcı frekans belirlenebilir. Şekil 5.3 örnek bir frekans örüntüsünü göstermektedir.



Şekil 5.3. Bir Örüntü Örneği

Alıcıda alınan işaret ile senkronize edilmiş özdeş bir PN dizisi üreticisi vardır ve frekans sentezleyici bu çıkışı kontrol etmek için kullanılır. Böylece vericide oluşturulmuş sözde-rastgele frekans ötelemesi, demodülatörde sentezleyicinin çıkışı ile alınan işaretin karıştırılması sonucunda kaldırılır. Sonuç olarak oluşturulan işaret bir demodülatör kullanılarak demodüle edilir.

R_h olarak gösterilen frekans hoplama hızı, sembol hızına eşit, daha düşük veya daha büyük olabilir. Eğer R_h, sembol hızına eşit veya sembol hızından düşük ise sistem yavaş-hoplayan (slow frequency-hopping) sistem olarak adlandırılır. Eğer R_h sembol hızından daha büyük ise yani bir sembol için birden fazla hoplama var ise, sistem hızlı-hoplayan (fast frequency-hopping) sistem olarak adlandırılır. Ancak, bir bilgi sembolünün çok sayıda frekans-hoplamalı elemana bölünmesinden dolayı bir olumsuzluk ortaya çıkar, çünkü bu ayrık elemanlardaki enerji uyumlu olmayan bir şekilde birleştirilir.

6. SİMÜLASYONLAR

Bu bölümde önceki bölümlerde konusu geçen TCM, TTC-CPM modülasyon yöntemlerinin dar ve geniş bant (High-Frequency) HF kanallardaki (Bit Error Rate) BER performansları incelenecektir. Bunun yanında önerilen yapılardaki modülasyon seviyelerinin BER performansı üzerindeki etkileri de gözlemlenecektir. Kipleme seviyesi (*M*) 4 ve 16 olarak belirlenmiştir. Farklı kanal yapılarında öncelikle AWGN (Additive-White-Gaussian-Noise) ardından geniş ve dar bant HF kanallar altında önerilen TCM ve TTC-CPM modülasyon şekillerinin performans analizleri gerçekleştirilecek ve bu sonuçlar üzerinden çıkarımlar yapılacaktır.

6.1. Simülasyon Senaryoları

Tezde önerilen algoritmanın performans analizini gerçekleştirmek ve farklı senaryolar altında nasıl bir cevap verdiğini ölçmek için 9 adet senaryo oluşturulmuştur. Bu senaryoların amacı Geniş ve Dar HF kanalı bandında Sinyal-Gürültü Oranına (SNR) karşı BER grafiklerinin oluşturup bu kanallardaki davranış biçimlerini gözlemlemektir. Güç verimliliği performansın en iyi şekilde gösterecek olan BER analizi aşağıda belirtilen senaryolar altında gerçekleştirilmiştir.

1. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun AWGN kanal altındaki BER performans analizi.

2. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi.

3. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi.

4. 4,16-TTC-CPM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi.

5. 4,16-TTC-CPM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi.

6. 4-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması.

7. 16-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması.

8. Dar-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı.

9. Geniş-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı.

Simülasyonlar en gerçekçi sonuçları alabilmek için yüksek iterasyonda Monte-Carlo yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Daha önce de belirtildiği üzere kanal yapısı olarak YF Haberleşme için FH-TTK-SFM-FAD Dalga Formu Tasarımı Performans Analizi Üzerine konu başlığı altındaki kanal modeli kullanılmıştır.

6.2. Sayısal Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde dar ve geniş bantlı HF kanal modellerinde TTC-CPM ve TTCM önerilen sistemlerinin BER performansı gösterilmektedir. Simülasyon parametreleri geniş bantlı HF modeline uygun olarak 24 kHz bant genişliğine sahip geniş bant, 3 kHz dar bant, 16 CPM gruplaşması, 512 alt taşıyıcı, 16 döngüsel ön ek uzunluğu ve pilot tonu 129 ve kod oranına R=1/2 sahipt.

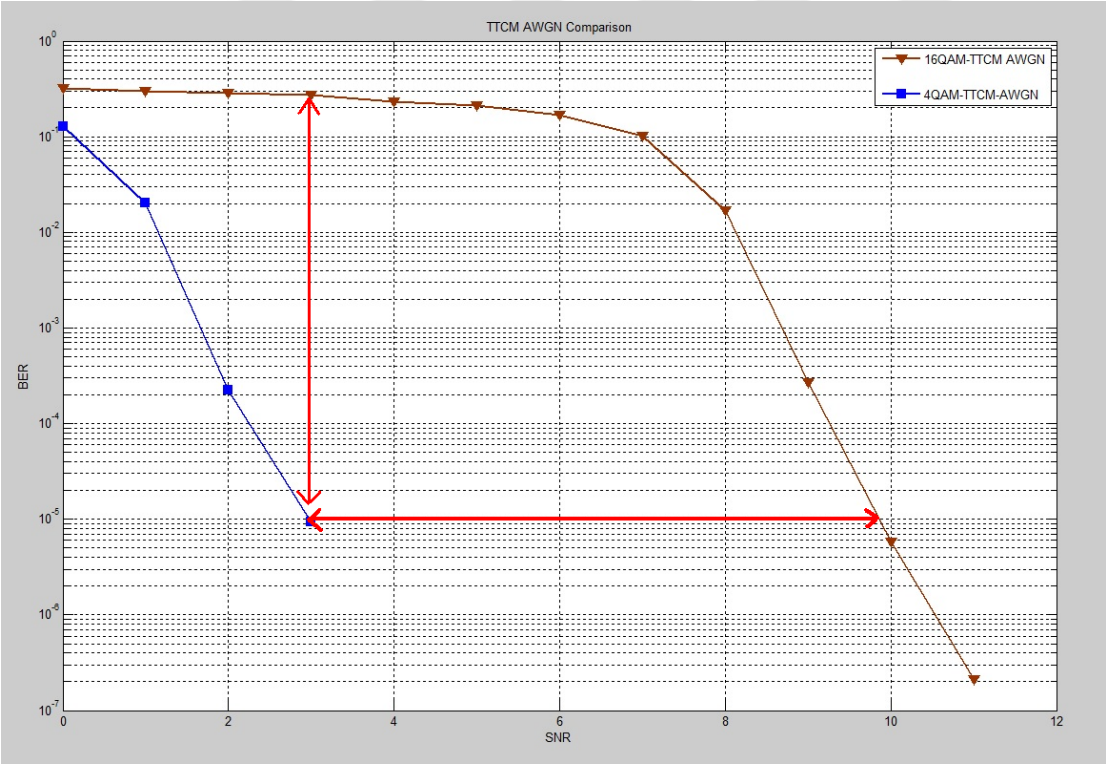
Simülasyon parametreleri gerçek senaryolara olabildiğince benzer ortamlar oluşturacak şekilde seçilmiş olup simülasyonlarda en keskin sonuçları alabilmek için Monte –Carlo iterasyon metodu kullanılmıştır. Önerilen FDE (Frequence Domain Equalization) Frekans Ekseninde Eşleştiricili TTC-CPM sisteminin kanal frekans çeşitliliğini en iyi şekilde kullanarak bütün diğer sistemlerden üstün olduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanında simülasyonlarda HF kanalını belirlemek için iki ana karakteristik değer olan kanal gecikme yayılımı ve Doppler yayılımı en zorlayıcı değerler içersinde tercih edilmiştir. Bu senaryolarda kullanılan temel parametreler çizelge 6.1 de verilmiştir.

Çizelge 6.1. Senaryolarda kullanılan temel parametreler.

Parametreler	Değerler
Bant genişliği	3, 24 kHz
Modülasyon seviyesi M	4,16
Alt taşıyıcı N	512
Döngüsel önek CP	16
Pilot ton sayısı N_p	129
Kod oranı R	1/2
Pilot ton sıklığı N_{ps}	4
İletim tekniği	SISO
Kanal tipi	Dar ve Geniş HF kanal
Kanal kestirim metodu	DFT
Kanal tahmini	MMSE
HF kanal gecikme yayılması	10 ms
HF kanal Doppler Yayılması	50 Hz
İterasiyon	10^6

6.2.1. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun AWGN kanal altındaki BER performans analizi

Bu senaryoda 4-QAM-TTCM ve 16-QAM-TTCM modülasyonlarının AWGN kanal altındaki BER performansı incelenmiştir. Bu senaryo ile daha sonra gerçekleştireceğimiz HF kanal yapısının etkileri daha net gözlemlenebilecektir. AWGN kanal yapısını ele aldığımızda sinyalin sadece genliğini Gaussian olasılık dağılımına göre etkilendiği söylenebilir. HF kanal yapısının AWGN kanaldan farklı olarak çoklu-yol (Multi-Path) bir yapının olduğu ve her bir yolun Vogler-Hoffmeyer dağılımına göre bir dağılım göstermediği söylenebilir. Sonuç olarak kanal yayılımın (Channel Spread) ve sönümleme etkisinin olmadığı bir kanal yapısında (AWGN) BER analizleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.1 de görüldüğü üzere SNR(Eb/No) eksenine karşılık gelen BER değerleri her iki durum için de gösterilmiştir. İlk önce 10^{-5} hata oranından bir eksen çizildiğinde 4-QAM-TTCM ve 16-QAM –TTCM modülasyon yöntemlerinin 3dB ile 9.9dB SNR değerlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.



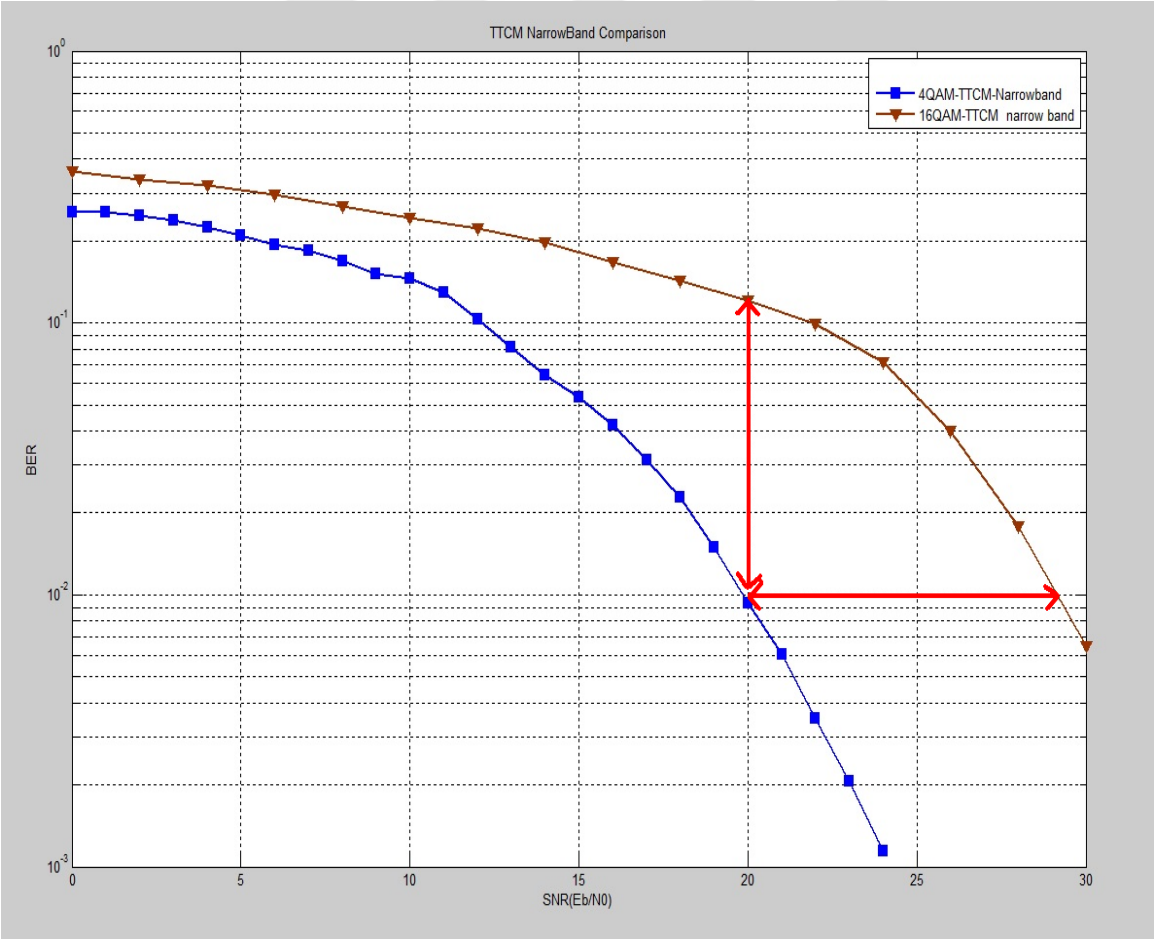
Şekil 6.1. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun AWGN kanal altındaki BER performans analizi

Güç verimliğine bakıldığı zaman aralarında 6.9 dB'lik bir farkın olduğu söylenebilir. Aynı şekilde 3dB SNR değerinde 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 10^{-5} hata yapma oranına

sahip iken 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi ise yaklaşık 10^{-1} hata oranına sahip olmaktadır. Bu değerlerden elde edilen sonuç; 3dB'lik aynı SNR güç oranında 10^{-4} (10000'de bir bit) hata oranı farkı oluşmaktadır. Bunun yanında aynı 10^{-5}'lik hata oranında ise 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 6.9 dB daha az güç harcamaktadır. Sonuç olarak beklenildiği üzere birim sembolde 4-QAM-TTCM modülasyonun daha az enerji tüketiminin yanı sıra daha az hata oranına sahip olduğu söylenebilir. Fakat 16-QAM-TTCM modülasyonun birim sembolde taşıdığı bit miktarı ($(2^k=M)=>(2^4=16)$) k=4 olarak ele aldığımızda veri hızının iki kat daha hızlı olduğunu belirtmek gerekir.

6.2.2. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

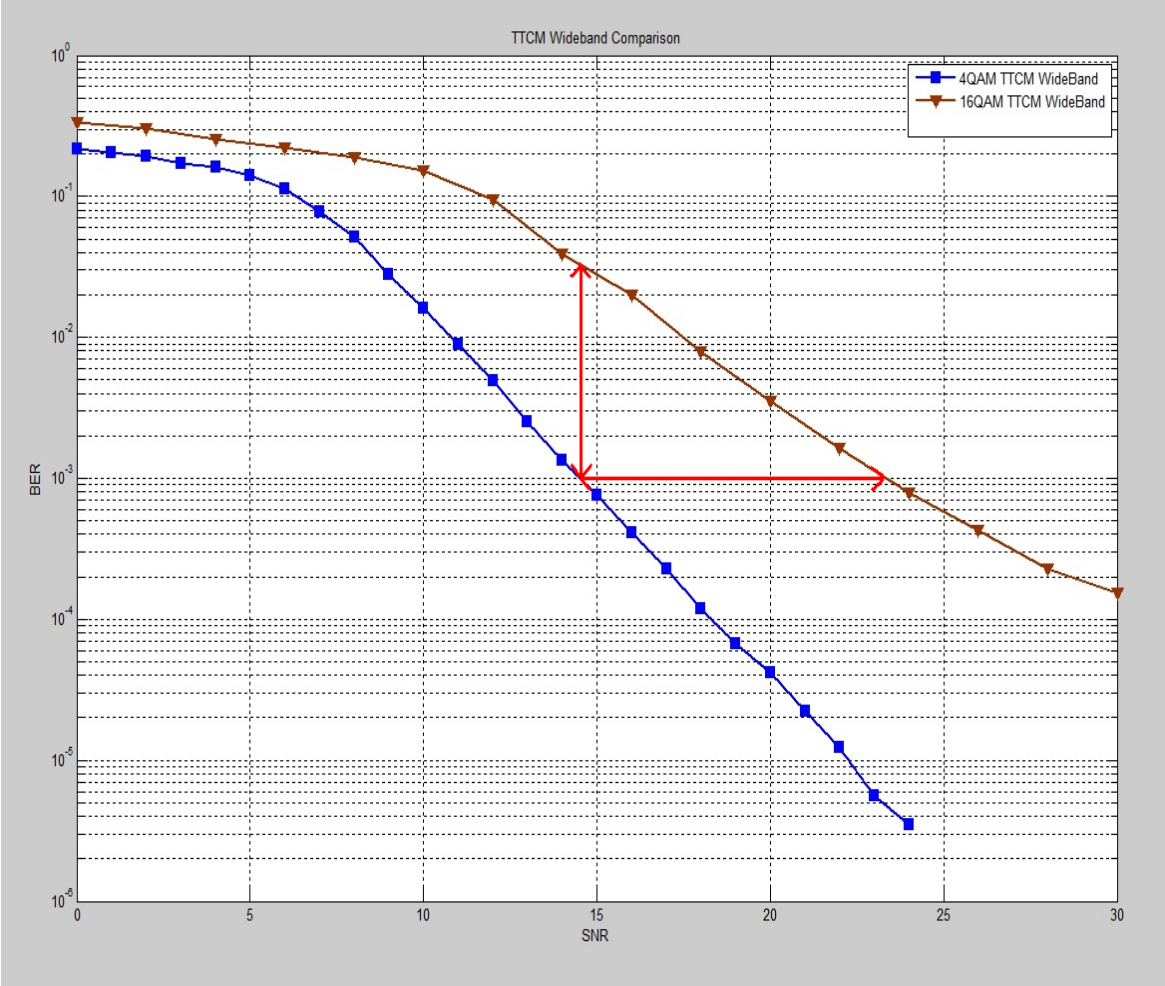
Şekil 6.1. den farklı olarak şekil 6.2 de Dar-bant HF kanalın etkisinin altında 4-QAM-TTCM ve 16-QAM-TTCM modülasyon yapılarının karşılaştırılması yapılmıştır.



Şekil 6.2. 4-QAM, 16- QAM TTCM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

Dar-bant Watterson kanal yapısında 20dB SNR değerinde 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 10^{-2} 'lik hata olasılığına sahip iken aynı şekilde 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi yaklaşık 10^{-1}'lik hata oranına sahiptir. Bunun yanında 10^{-2} 'lik hata oranına bakıldığında 4-QAM-TTCM 20dB ve 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi ise 29 dB SNR güç oranında bu BER'ler oluşmaktadır. 100 bitte bir hata oranı olan 10^{-2}'lik hata oranına sahip bir iletişim anında 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 9dB'lik güç tasarrufu sağlamaktadır. Aynı modülasyon yöntemlerinin AWGN kanal altında 6.9 dB'lik bir güç farkının olmasının yanında Dar-bant Vogler-Hoffmeyer kanal yapısında 9 dB'lik bir farkın olduğunu belirtmek gerekir.

6.2.3. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi



Şekil 6.3. 4-QAM, 16-QAM TTCM modülasyonun Geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

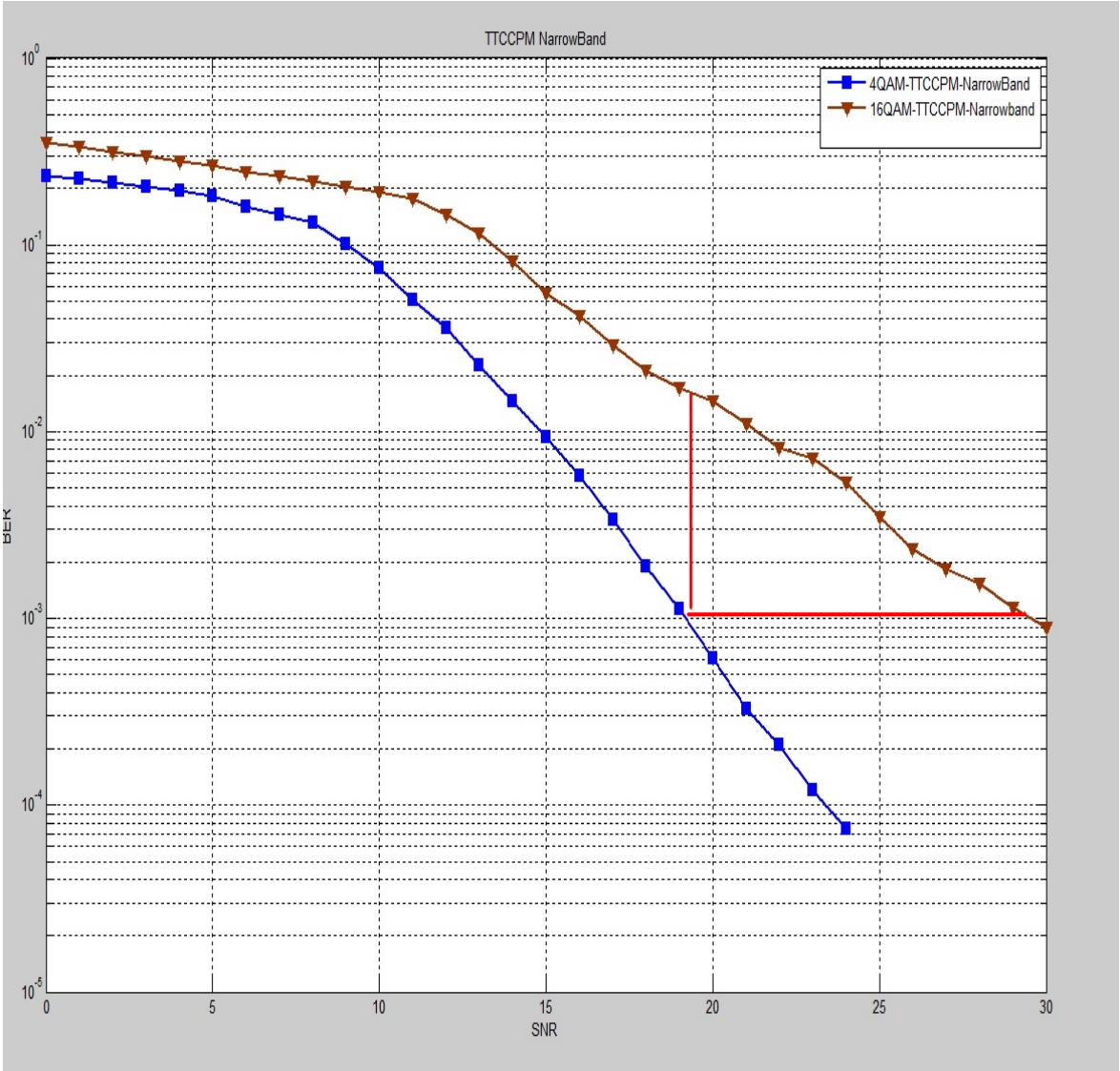
Şekil 6.2 den farklı olarak şekil 6.3 de Geniş-bant HF kanalın etkisinin altında 4-QAM-TTCM ve 16-QAM-TTCM modülasyon yapılarının karşılaştırılması yapılmıştır.

Şekil 6.3'de görüldüğü üzere Geniş-bant HF kanal modeli olarak Vogler-Hoffmeyer kanal yapısı kullanılmıştır. 15dB SNR değerinde 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 10^{-3} 'lik hata olasılığına sahip iken aynı şekilde 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi yaklaşık $10^{-1,5}$'lik hata oranına sahiptir. Bunun yanında 10^{-3} 'lik hata olasılığına bakıldığında 4-QAM-TTCM 15dB ve 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi ise 23.5 dB SNR güç oranına sahip olmaktadır. Diğer yandan 10^{-3}'lik hata oranına sahip bir iletişim anında 4-QAM-TTCM modülasyon yöntemi yaklaşık 8.5dB'lik güç tasarrufu sağlamaktadır. Aynı modülasyon yöntemlerinin Dar-Bant Watterson kanal altında 9dB'lik bir güç farkının olmasının yanında Geniş-Bant kanal yapısında 8.5 dB'lik bir farkın olduğunu belirtmek gerekir.

6.2.4. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

Bu senaryoda 4- TTC-CPM ve 16-TTC-CPM modülasyonlarının Dar-Bant Watterson kanal altındaki BER performansı incelenmiştir. Şekil 6.4 de görüldüğü üzere 4-TTC-CPM modülasyon yönteminde kavis 8dB değerinde gerçekleşmekte iken 16-TTC-CPM modülasyon yönteminde ise 11dB değerinde gerçekleşmektedir. Her iki modülasyon yönteminde belirlenen bu değerlerde BER'deki değişim yüksek olmadığı gözlemlenmiştir. TTCM modülasyon yönteminden farklı olarak 10 dB eşik noktasından sonra TTC-CPM modülasyon yönteminin yüksek SNR değerlerinde daha iyi spektral verimlilik sağladığı görülmüştür.

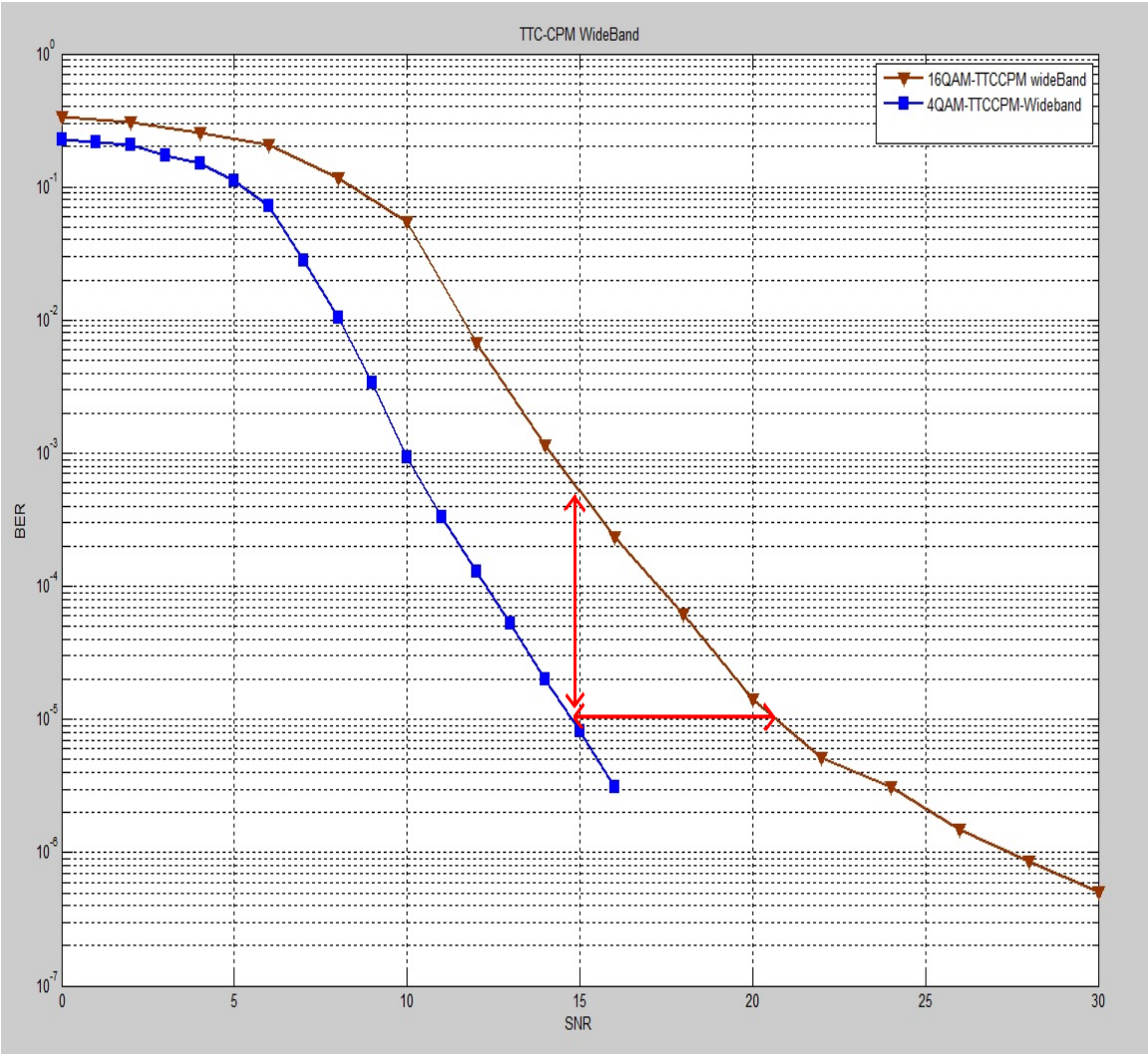
Dar-bant Watterson kanal yapısında 19dB SNR değerinde 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10^{-3} 'lik hata olasılığına sahip iken aynı şekilde 16- TTC-CPM modülasyon yöntemi yaklaşık 10^{-2}'lik hata oranına sahiptir. Bunun yanında 10^{-3} 'lik hata oranına bakıldığında 4- TTC-CPM 19dB ve 16- TTC-CPM modülasyon yöntemi ise yaklaşık 29 dB SNR güç oranına sahip olmaktadır. 10^{-3}'lik hata oranına sahip bir iletişim anında 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10dB'lik güç tasarrufu sağlamaktadır. Tez kapsamında önerdiğimiz TTC-CPM modülasyon yönteminin farklı modülasyon seviyelerindeki performans analizleri incelenmiş olmaktadır.



Şekil 6.4. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun Dar-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

6.2.5. (4,16)-TTC-CPM modülasyonun geniş-bant HF kanal altındaki BER performans analizi

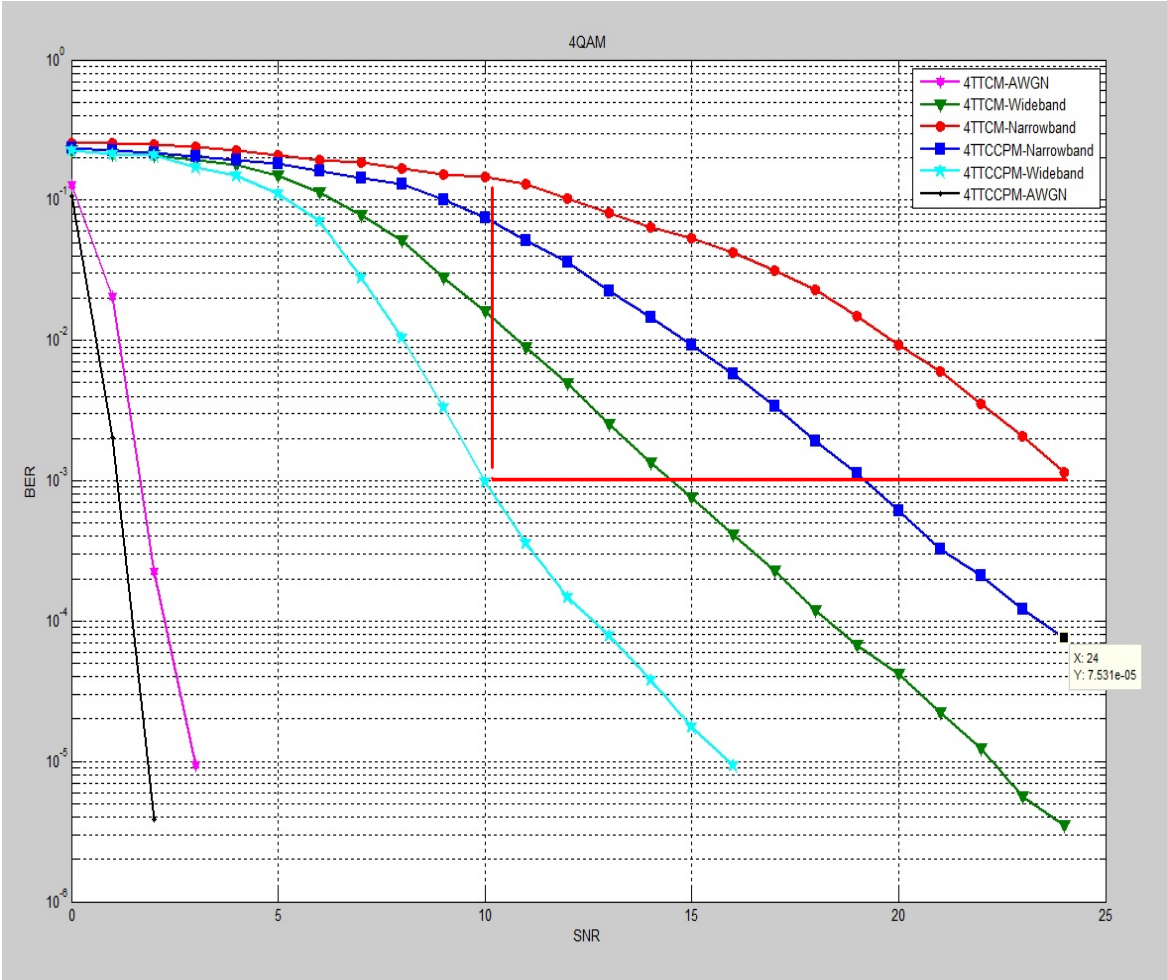
Bu senaryoda 4- TTC-CPM ve 16-TTC-CPM modülasyonlarının Geniş-Band Vogler-Hoffmeyer kanal altındaki BER performansı incelenmiştir. Geniş-bant Vogler Hoffmeyer kanal yapısında 15dB SNR değerinde 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10^{-5} 'lik hata olasılığına sahip iken aynı şekilde 16- TTC-CPM modülasyon yöntemi yaklaşık $10^{-3.5}$'lik hata oranına sahiptir. Bunun yanında $10^{-3.5}$ 'lik hata oranına bakıldığında 4- TTC-CPM 15dB ve 16-TTC-CPM modülasyon yöntemi ise yaklaşık 29 dB SNR güç oranına sahip olmaktadır. 10^{-5}'lik hata oranına sahip bir iletişim anında 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi 5.5dB'lik güç tasarrufu sağlamaktadır.



Şekil 6.5. 4,16-TTC-CPM modülasyonun Geniş-bant Vogler Hoffmeyer HF kanal altındaki BER performans analizi

6.2.6. 4-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması

Şekil 6.6 da görüldüğü üzere 4-QAM-TTCM ve 4-TTC-CPM modülasyonların hem AWGN kanal altında hem de Dar ve Geniş-Bant HF kanal yapısındaki BER performansları gösterilmektedir. Tüm kanal yapılarında bakıldığında 4-TTC-CPM modülasyon yapısının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. 10^{-3} 'lik BER değerine bakıldığında Geniş-bant Vogler Hoffmeyer HF kanal yapısında 4-TTC-CPM modülasyon yapısı 10dB SNR değerine sahip iken Dar-bant Watterson HF kanal modelinde19dB SNR değerine sahip olmaktadır. Dar ve Geniş-band HF kanal altında 4-TTC-CPM modülasyon yapısı için 9 dB lik bir farkın olduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanında 4-QAM-TTCM modülasyona bakıldığında 10^{-3} BER performansında 10 dB'lik SNR değerinin olduğu gözlemlenmiştir.

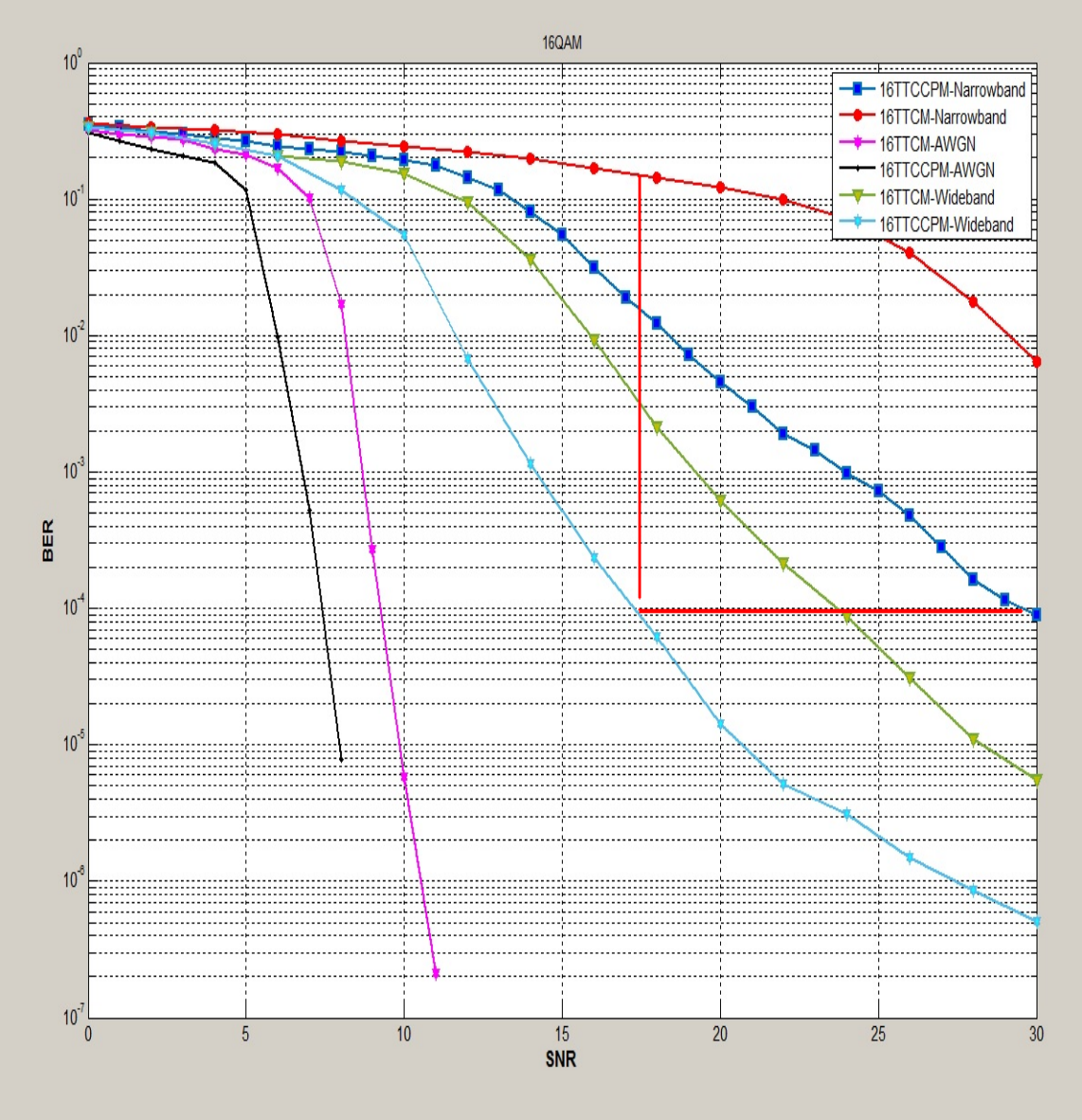


Şekil 6.6. 4-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması

Dar-Bant HF kanal yapısı altında TTCM ve TTC-CPM modülasyon yöntemleri arasında ise yaklaşık 4 dB lik bir enerji tasarrufu söz konusudur. Geniş-bant HF kanal yapısına baktığımızda yine aynı hata oranında yaklaşık 5 dB lik bir tasarruf oluşmaktadır. Sonuç olarak aynı hata olasılığını ele aldığımızda TTC-CPM modülasyon yöntemi TTCM modülasyon yöntemine göre daha verimli olduğu söylenebilir. Diğer yandan 20dB'lik SNR değerinde sinyal gücünü sabit tutarsak Dar-bant HF kanal altında 4-QAM-TTCM 10^{-2} BER hata oranına sahip olur iken 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10-$^{3.5}$'lik hata oranına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Geniş-bant HF kanal yapısına bakacak olur ise 15dB'lik sabit SNR değerinde ise 4-QAM-TTCM modülasyon 10^{-3} hata oranına ve 4-TTC-CPM modülasyon yöntemi ise yaklaşık olarak 10^{-5}'lik hata oranına sahip olduğu görülmüştür. Sonuç olarak Dar ve Geniş-bant HF kanallar için 4-TTC-CPM modülasyon yönteminin 10^{-2}'lik bir hata oranında tasarruf sağladığı daha az hata yapma olasılığına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

6.2.7. 16-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması

Şekil 6.7 da görüldüğü üzere 16-QAM-TTCM ve 16-TTC-CPM modülasyonların hem AWGN kanal altında hem de Dar ve Geniş-Bant HF kanal yapısındaki BER performansları gösterilmektedir. Tüm kanal yapılarında bakıldığında 16-TTC-CPM modülasyon yapısının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. 10^{-4} 'lik BER değerine bakıldığında Geniş-bant Vogler Hoffmeyer HF kanal yapısında 16-TTC-CPM modülasyon yapısı yaklaşık 17dB SNR değerine sahip iken 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 24dB SNR değerine sahip olmaktadır.



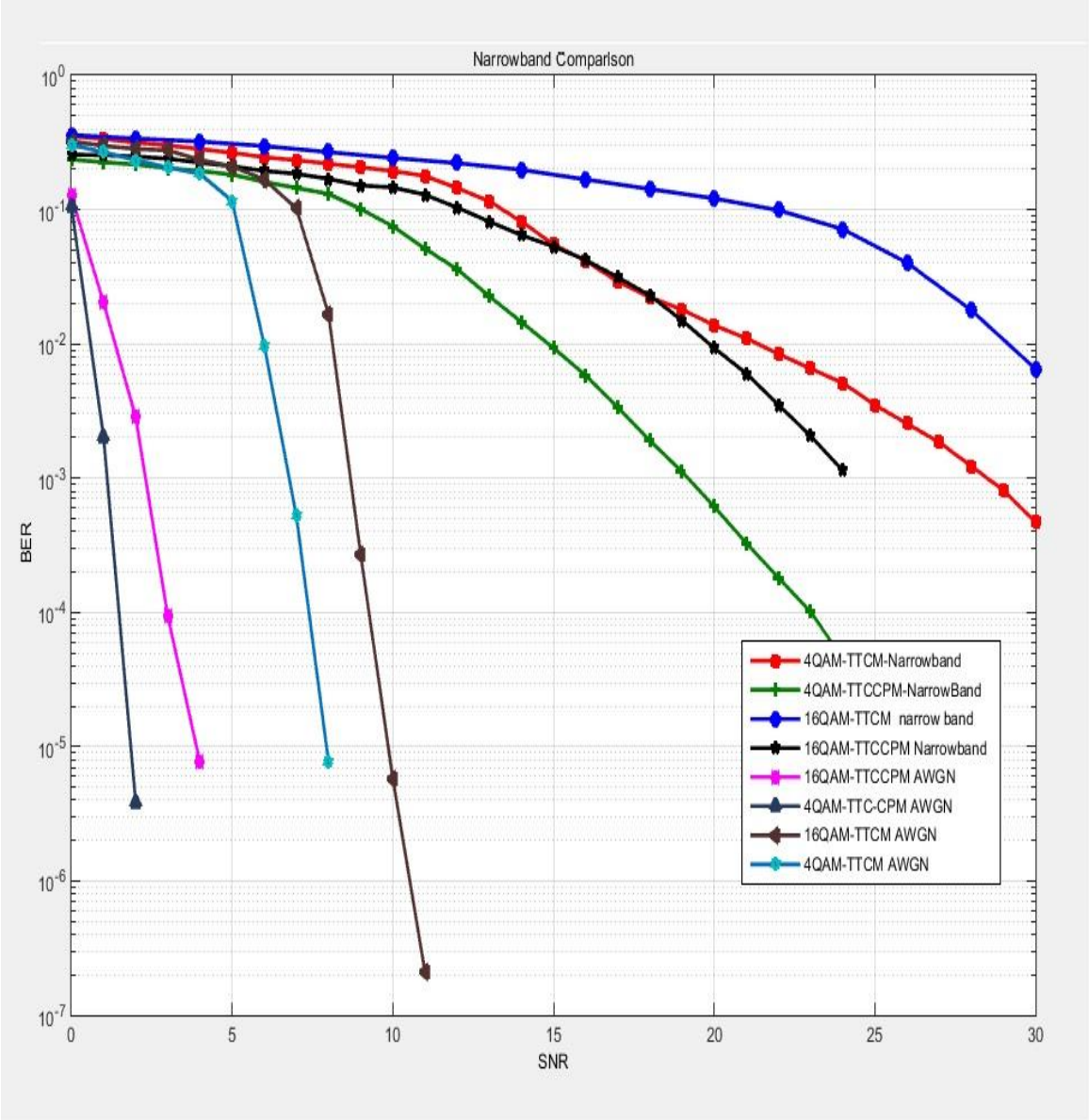
Şekil 6.7. 16-TTC-CPM modülasyon tekniğinin tüm önerilen kanal yapılarındaki BER performans analizi ve karşılaştırılması

Diğer yandan Dar-bant HF kanalında 16-TTC-CPM ve 16-TTCM modülasyon yöntemlerine bakıldığında 10^{-2}'li BER hata oranında TTC-CPM yöntemi 17dB SNR değerine sahip iken TTCM modülasyon yöntemi 29 dB SNR değerine sahip olmaktadır. Sadece 10^{-2} 'lik BER değerinde gözlemleyebildiğimiz bu iki modülasyon yöntemleri arasında 11dB'lik SNR farkının olduğu görülmektedir.

18dB SNR değerini sabit tuttuğumuzda sırası ile Dar-Bant-16-TTCM yaklaşık 10-1, Dar-Bant-16-TTC-CPM yaklaşık 10^{-2}, Geniş-Bant-16-TTCM $10^{-2.8}$, geniş-Bant-16-TTC-CPM 10^{-4} BER hata oranlarına sahiptirler. Sonuç olarak Geniş-bat HF kanalında TTC-CPM modülasyon yöntemi 7dB TTCM modülasyon yöntemine göre güç tasarrufu sağlamakta iken 17dB SNR değerinde ise $10^{-2.5}$ gibi daha az hata oranına sahip olduğu görülmüştür.

6.2.8. Dar-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı

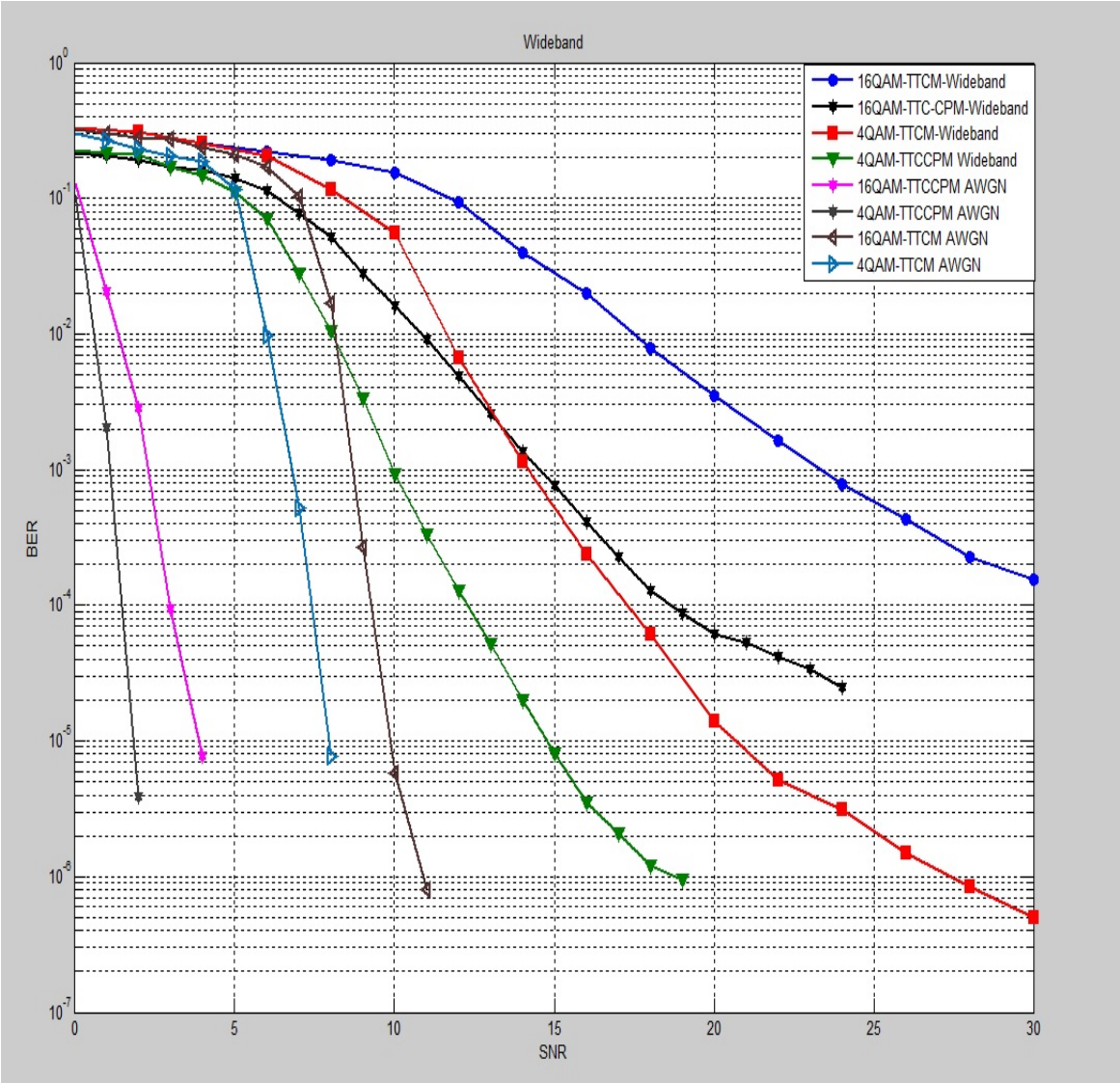
Şekil 6.8 Dar-Bant Watterson HF kanal altında 4-16-TTC-CPM ve 4-16-TTCM modülasyon yapılarının BER analizleri incelenmiştir. Bu şekil ile Watterson HF kanalında önerilen TTC-CPM modülasyon tekniği TTCM modülasyon tekniği ile karşılaştırılmıştır.
10^{-3} hata oranına baktığımızda 4-QAM-TTCM ve 4-TTC-CPM modülasyon yöntemleri sırası ile 19dB SNR değerine sahip iken 28 dB SNR değerine sahip olmaktadır. Sonuç olarak arasında 9dB'lik SNR farkına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanında 10^{-2} 'lik BER hata olasılığına bakıldığında 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 29 dB değerine sahip iken 16-TTC-CPM modülasyon yöntemi 20 dB SNR değerine sahip olmaktadır. Sonuç olarak 10^{-2} BER değerinde 16-QAM-TTCM ve 16-TTC-CPM modülasyon yapıları arasında 5dB SNR farkı olduğu görülmektedir. Bunun yanında 24 dB SNR değerine bakıldığında 16-QAM-TTCM yöntemi 10^{-1} BER performansına sahip iken 16-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10^{-3} hata olasılık değerine sahip olmaktadır. Aynı dB değerinde 4-QAM-TTCM ve 4-TTC-CPM modülasyon yöntemlerine baktığımızda sırası ile 10^{-2} ve 10^{-5} değerlerine sahip olmaktadırlar. Sonuç olarak sabit SNR değerinde modülasyon indeksi 4 olduğunda 10^{-2} hata olasılık farkı oluşmaktadır. Ek olarak modülasyon indeksi 16 olduğunda ise 10^{-3} hata olasılık farkı oluşmaktadır.



Şekil 6.8. Dar-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı

6.2.9. Geniş-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı

Şekil 6.9 Geniş-Bant Vogler-Hoffmeyer HF kanal altında 4-16-TTC-CPM ve 4-16-TTCM modülasyon yapılarının BER analizleri incelenmiştir. Bu şekil ile Vogler-Hoffmeyer HF kanalında önerilen TTC-CPM modülasyon tekniği TTCM modülasyon tekniği ile karşılaştırılmıştır. 10^{-3} hata oranına baktığımızda 4-QAM-TTCM ve 4-TTC-CPM modülasyon yöntemleri sırası ile 10 dB SNR değerine sahip iken 14 dB SNR değerine sahip olmaktadır.



Şekil 6.9. Geniş-bant HF kanalında 4-QAM-TTCM, 16-QAM-TTCM, 4-TTC-CPM, 16-TTC-CPM BER performansı

Sonuç olarak arasında 4dB'lik SNR farkına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Bunun aynı BER hata olasılığına bakıldığında 16-QAM-TTCM modülasyon yöntemi 15 dB değerine sahip iken 16-TTC-CPM modülasyon yöntemi 24 dB SNR değerine sahip olmaktadır. Sonuç olarak 10^{-3} BER değerinde 16-QAM-TTCM ve 16-TTC-CPM modülasyon yapıları arasında 9 dB SNR farkı olduğu görülmektedir. Bunun yanında 15 dB SNR değerine bakıldığında 16-QAM-TTCM yöntemi yaklaşık 10^{-2} BER performansına sahip iken 16-TTC-CPM modülasyon yöntemi 10^{-3} hata olasılık değerine sahip olmaktadır. Aynı dB değerinde 4-QAM-TTCM ve 4-TTC-CPM modülasyon yöntemlerine baktığımızda sırası ile 10^{-3} ve 10^{-5} değerlerine sahip olmaktadırlar. Sonuç olarak sabit SNR değerinde modülasyon indeksi 4 olduğunda 10^{-3} hata olasılık farkı oluşmaktadır. Ek olarak modülasyon indeksi 16 olduğunda ise 10^{-1} hata olasılık farkı oluşmaktadır.

Bu bölümde dar ve geniş bantlı HF kanal modellerinde TTC-CPM ve TTCM önerilen sistemlerinin BER performansı gösterildi. FDE'li TTC-CPM sisteminin kanal frekans çeşitliliğini en iyi şekilde kullanarak bütün diğer sistemlerden üstün olduğu açıktır. Bir BER=10^{-2} de olduğu gibi TTC-CPM-FDE sistemi sırasıyla dar HF kanalı ve AWGN kanalında TTCM sistemi üzerinde 9.5dB, 5dB, 3dB, 1dB SNR kazançları sağlamaktadır. Yine de Çizelge 6. 2'de bütün SNR değerleri için BER'i göstermektedir.

Çizelge 6.2 TTCM TTC-CPM Sisteminin Darbant HF Kanalında BER Perfrmansı

BER=10^{-2}	0dB	10dB	20dB	30dB
16-QAM-TTCM	0.3595	0.2424	0.121	6.5e-3
4-QAM-TTCM	0.3517	0.1935	13.7e-3	4.6e-4
16-TTCM-CPM	0.2562	0.1462	9.3e-3	-
4-TTCM-CPM	0.2356	0.0750	6.1e-4	-

Diğer taraftan bir BER=10^{-3} de TTC-CPM- FDE sistemi sırasıyla geniş bant HF kanalında TTCM sistemi üzerinde 9dB, 4.8dB kazançları sağlamaktadır. MMSE kriterleri bazındaki FDE simülasyonunun diğer sistemler üzerinde performans kazancı görülmektedir. Ayrıca (4,16)-TTC-CPM modülasyon tekniği (4,16)-QAM-TTCM modülasyon şemasına göre önemli oranda üstündür. İlave olarak Çizelge 6.3'te her bir SNR değeri için BER'i göstermektedir.

Çizelge 6.3 TTCM TTC-CPM Sisteminin Geniş-bant HF Kanalında BER Perfrmansı

BER=10^{-3}	0dB	10dB	20dB	30dB
16-QAM-TTCM	0.3317	0.1535	3.5e-3	1.5e-4
4-QAM-TTCM	0.3114	0.0549	1.41e-5	5.01e-7
16-TTCM-CPM	0.2162	0.0163	6.11e-5	-
4-TTCM-CPM	0.2262	9.3e-4	-	-

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde sırasıyla CPM, TCM ve TTC-CPM modülasyon yöntemlerinin yapısal ve teorik gösterimi yapılmıştır. Ardından TTCM ve CPM modülasyon yapılarının birleşiminden oluşan TTC-CPM modülasyon yöntemi kullanılarak yeni bir haberleşme yapısı gösterilmiş ve performans analizi yapılmıştır. Önerilen bu fiziksel katman yapısında OFDM çoklama yöntemi kullanılmış, alıcı yapısı frekans domeninde kanal kestirim ve kanal eşitleme algoritmaları ile kuvvetlendirilmiş son olarak RRC (Root Raised Cosine) darbe şekillendirilmesi yapılmıştır. Öneride bulunduğumuz yapı bölüm 5'te gösterilmiş olup BER performansları gösterilmiştir.

Kanal yapısı ele alındığında dar band HF haberleşme kanalı için Watterson kanalı modellenir iken geniş band HF kanalı için Vogler Hoffmeyer HF kanalı modellenmiştir. Kanal yapısı en zorlayıcı değerler altında oluşturulmuştur. Bu değerler Çizelge 6.1'de gösterilmektedir. Bunun yanında önerilen model yapısının aynı zamanda AWGN kanal altındaki BER performansı da kanal yapılarının kıyaslanması için incelenmiştir.

Sonuç olarak Sayısal Simülasyon ve Sonuçlar kısmında elde edilen BER performansları ele alındığında farklı kanal yapılarında, farklı M modülasyon seviyelerinde ve TCM ve TTC-CPM modülasyon tiplerinde sonuçlar elde edilmiştir. Kanal yapıları ele alındığında aynı M modülasyon seviyelerinde TCM ve TTC-CPM modülasyon yöntemlerinin BER analiz sonuçları, TTC-CPM modülasyon yönteminin TCM modülasyon yöntemine göre daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. Geniş bant Vogler Hoffmeyer kanal yapısında her iki modülasyon yönteminin Watterson kanal yapısına göre daha iyi performans gösterdiği görülmüştür. Bunun nedeni olarak OFDM yapısındaki her bir alt taşıyıcının kapladığı frekans aralığının daha geniş olduğu ve semboller arası girişimin (ISI) daha az olmasından kaynaklandığı söylenebilir. Her iki HF kanal yapısında Doppler yayılımın aynı tutulması sonucu taşıyıcı frekansın kaymasının dar bant HF kanalında daha etkili olduğu gözlenmiştir.

Bunun yanında M modülasyon seviyesinin arttırılması her iki modülasyon yönteminde birim modülasyon sembolündeki bit sayısının artırılmasına neden olsa da birim bit sayısına düşen enerjinin azalması sonucunda daha kötü performans gösterdiği görülmektedir.

M=16 durumunda TCM ve TTC-CPM modülasyon yöntemleri M=4 seviyesine göre daha kötü performans sağlamaktadır. Sayısal Simülasyon ve Sonuçlar bölümünde gösterildiği üzere sabit SNR değerlerinde M=16 modülasyon seviyesinin M=4 modülasyon seviyesine göre daha yüksek hata oranına sahip olduğu gözlemlenebilmektedir. Her iki durum ele alındığında TTC-CPM modülasyon yöntemi ile önerdiğimiz dalga formunun daha iyi spektral verimliliğe sahip olduğu görülmektedir.

Literatür ele alındığında dar ve geniş bant HF kanal modeli altında TCM ve TTC-CPM modülasyon yönteminin önerdiğimiz şekilde ele alınmaması bu tezin yenilikçi yönünü ortaya koymaktadır. Son yıllarda entegre teknolojisinin hızla ilerlemesi sonucunda FPGA ve DSP entegreleri ile kompleks işlemlerin hızlı bir şekilde geliştirilebildiğini söyleyebiliriz. Bu yüzden önerdiğimiz dalga şeklinin gerçeklenmesi söz konusu olabilmektedir. HF bandının askeri bant olduğu göz önünde bulundurulduğunda klasik FM modülasyon yöntemleri ile üretilen iletişim tekniklerinin frekans bandındaki verimsizliğine karşı sayısal modülasyon yöntemleri daha da önem kazanmaktadır. Bu tez ile tüm bu durumlar göz önünde bulundurularak TTC-CPM modülasyon yöntemi ile oluşturulan dalga formunun verimliliği gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Berrou, C., Glavieux, A. and Thitimasjshima, P. (1993). Near Shannon-Limit error correcting coding and decoding turbo codes. *IEEE International Conference on Communications,* 93, 1064-1070.

2. Blackert, S. (1996). Turbo Trellis Coded Modulation. *Conference on Information Sciences and Systems*, 96, 1250-1257.

3. Anderson, JB., Aulin, T. (1986). *Digital Phase Modulation.* New York: Springer US, 356-358.

4. Thompson, S.C., Ahmed, A.U.(2008). Constant Envelope OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 56, 1300 - 1312.

5. G. Lindell and C. E. Sunberg (1988). An Upper Bound under bir error probability of combine convolution coding and continuous phase modulation. *IEEE Transactions on Information Theory,* 34, 1263-1269.

6. Osman, O., Ucan, O. N. (2005). Blind Equalization of turbo trellis coded partial-response continuous phase modulation signaling over narrow band rician fading channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications,* 4(2), 397- 403.

7. Shen, Y., Martinez, E. (2006). Channel Estimation in OFDM Systems. *rev. Freescale Semiconductor,* 11,1-16.

8. Sklar, B(2008). *Digital Communications Fundamentals and Applications 2nd Ed*. New Jersey: Prentice Hall, 573-589.

9. Ungerboeck, G. (1982). Channel Coding with Multilevel / Phase Signals. *IEEE Transactions on Information Theory,* 28, 55-67.

10. Proakis, J.G. Salehi, M. (2002). *Communication Systems Engineering 2nd ed*. New Jersey: Prentice Hall, 703-729.

11. Xiong, F. (2002). *Digital Modulation Techniques 2nd ed*. Boston: Artech House, 259-350.

12. Aulin, T., Rydbeck, N., Sundberg, C-E W. (1981). Continuous Phase Modulation-Part I : Full Response. *IEEE Transactions on Communications*, 29, 196-209.

13. Aulin, T., Rydbeck, N., Sundberg, C-E W. (1981). Continuous Phase Modulation-Part II : Full Response. *IEEE Transactions on Communications*, 29, 210-225.

14. Rimoldi, B. (1988). A decomposition approach to CPM. *IEEE Transactions on Information Theory*, 34, 260–270.

15. Rimoldi, B. (1989). Design of coded CPFSK modulation systems for band-width and energy efficiency. *IEEE Transactions on Communication Technology,* 37, 897-905.

16. Xujing, M. Z. (2007). Rotational-invariance code design for the system of TCM_CPM. *IEEE Circuits and Systems*, 7, 70-74.

17. Graser, S. J. (2001). Techniques for Improving Power and Bandwidth Efficiency of UHF MILSATCOM Waveforms. *Proceedings Communications for Network-Centric Operations*, 1, 653-657.

18. Ungerboeck, G. (1982). Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, 28, 55-67.

19. Donghua, L. (2004). Theory and application for Turbo. *Publication House of Electronics Industry*, 8, 61-65.

20. Lu, J., Tjhung, TT., Adachi, F., Huang, CL. (2000). BER performance of OFDM-MDPSK system in frequency-selective Rician fading with diversity reception. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(4), 1216-1225.

21. Tasadduq, A., Rao, K. (2002). OFDM-CPM signals. *Electronics Letters*, 38(2), 80-81.

22. Vogler, E., Hoffmeyer, A. (1999). *Tactical Mobile Communications*, In RTO IST Symposium, Lillehammer, Norway, 14-16.

23. Perez-Alvarez, I., Zazo-Bello, S. (2011). Experimental results on multicarrier MIMO HF communications. *General Assembly and Scientific*, 11, 1-4.

24. Fan, H. L., Sun, J. F., Yang, P. and Li, D. S. (2010). A robust timing and frequency synchronization algorithm for HF MIMO OFDM systems. *Global Mobile Congress*, 5, 1-4.

25. Watterson, C., Juroshek, R., William, D. (1970). Experimental Confirmation of an HF Channel Model. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 18(6), 792-803.

26. Yang, G., Wang, K. (2009). An Improved Simulation of HF Channel with Gaussian Random Time Delays and Doppler Shifts. *Second International Workshop on Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management*, 9,122-126.

27. Vogler, E., Hoffmeyer, A. (1990). A New Approach to HF Channel Modeling and Simulation Part II: Stochastic Model. *National Telecommunications & Information Administration Institute for Telecommunication Sciences*,1, 90-255.

28. Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A., (2002). Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 48(3), 223-229.

29. Van de Beek J.-J., Edfords, O., Sandell M., Wilson S.K., and Borjesson P.O. (1995). On Channel Estimation in OFDM Systems. *Vehicular Technology, IEEE Conference*,45, 815-819.

30. Yong S. C., Jaekwon, K., Wong, Y. Y., Chung G., (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB*. Singapore: Wiley-IEEE Press, 187-190.

31. Taner, L.M., (1981). A recursive approach to low complexity codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 27(5), 533-547.

32. Lin, S. and Costello, D. (2004). *Error Control Coding 2nd ed*. New Jersey: Prentice Hall, 338-391

33. Borton, H. O., Sullivan, D. (2004). Errors and Error Control. *Proceedings of the IEEE*, 60(11), 1293-1310.

34. K. Brayer. (1968). Error Control Techniques using Binary Symbol Burst Codes. *IEEE Transactions* on Communications, 16, 199-214.

35. Fabrizio P., Giorgia M.V., Reza K., Naofal A. and Murat U.(2008). Single-Carrier Frequency Domain Equalization. *IEEE Signal Processing Magazine*, 25, 1-15.

36. Zou, W. Y. and Wu, Y. (1995). COFDM: An overview. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 41, 1–8.

37. Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling and Laurence B. (1982). Theory of Spread-Spectrum Communication – A Tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, 30, 855-884.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : EBRAHIMPOUR, Parisa

Uyruğu : İranlı

Doğum tarihi ve yeri : 06.08.1986, İran

Medeni hali : Evlı

Telefon : 05070849299

e-mail : parisa.ebrahimpour@gazi.edu.tr

Eğitim

Derece	**Eğitim Birimi**	**Mezuniyet tarihi**
Yüksek lisans	GaziÜniversitesi/Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Yüksek lisans	Islamic Azad University – IRAN	2013
Lisans	Islamic Azad University – IRAN	2010
Lise	Shahed High School – IRAN	2004

İş Deneyimi

Yıl	**Yer**	**Görev**
2010 – 2012	Martyr Institud	Director of IT

Yabancı Dil

İngilizce, Farsça, İtalyanca, Azerice, Arapça.

Yayınlar

Ebrahimpour, P., Musazade, S. ve Ertuğ Ö. (2016). M-PSK Sistemler için PSAM-Tabanlı LMMSE Kanal Tahmini ile MRC ve EGC ÇeĞitlilik-BirleĞtirimli Ricean Kanallar Üzerinde Bit Hata Oranının İncelenmesi. *Elektrik - Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı,* 609-611**.**

Ebrahimoour, P. and Ertug, O. (2015). Performance Assessment of TTC-CPM FED-OFDM Waveforms for Narrowband and ideband HF Military Communication. *International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovatio*n, 2, 71-75.

Ebrahimoour, P., Mozaffari, B., Vahdati, H. (2013). Scrutiny of WiMAX LOS and NLOS Based on OFDM. *Life Science Journal*, 10(8), 130-133.

Ebrahimoour, P., Mozaffari, B., Vahdati, H. (2013). *Pilot Pattern Adaptation FBMC System Based on OFDM*. Iran Telecom Conference.

Ebrahimoour, P., Mozaffari, B., Vahdati, H. (2013). *Simulation of SNR and BER in OFDM Transmission System*. Iran TelecomConference.

Hobiler

Yüzme, Fitnes,

GAZİ GELECEKTİR...