

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**BİLİNMEYEN BİR İŞARET KAYNAĞINDAN ALINAN DOĞRUSAL
MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİMGE HIZININ VE MODÜLASYON
TÜRÜNÜN KÖR OLARAK KESTİRİMİ**

Elektronik Yük. Müh. Ahmet GÜNER

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“DOKTOR (ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23.09.2013

Tezin Savunma Tarihi : 23.10.2013

Tez Danışmanı: Doç. Dr. İsmail KAYA

Trabzon 2013

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Ahmet GÜNER tarafından hazırlanan

**BİLİNMEYEN BİR İŞARET KAYNAĞINDAN ALINAN DOĞRUSAL
MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİMGE HIZININ VE MODÜLASYON
TÜRÜNÜN KÖR OLARAK KESTİRİMİ**

**başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 10 / 05 / 2011 gün ve 1983 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda**

DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
Üye : Prof. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU
Üye : Prof. Dr. Erhan COŞKUN
Üye : Doç Dr. İsmail KAYA
Üye : Yrd. Doç. Dr. Kadir TÜRK

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşme uygulamalarında alıcı sistemlerinin bilinmeyen bir kaynaktan gelen işareti tanımlayabilmeleri ve demodülasyon işlemini gerçekleştirebilmeleri için gerekli olan modülasyon parametrelerinden simge hızı oranının kestirimi ve modülasyon türünün belirlenmesi için otomatik modülasyon sınıflama işlemlerinin, farklı durumlar için çok yollu sönümlenmeli ve AWGN kanallarda incelemesi yapılmıştır. Ayrıca bu işlemler için yeni yöntemler önerilmiştir.

Yüksek lisans ve doktora öğrenimim süresince, maddi ve manevi desteğini hiçbir zaman esirgemeyen, doktora tez danışmanlığımı üstlenerek çalışmalarımı yönlendiren Sayın Hocam Doç.Dr. İsmail KAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca tez izleme jürimde bulunarak önerileriyle bana yol gösteren sayın Prof.Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU ve sayın Prof.Dr. Erhan ÇOŞKUN hocalarıma teşekkür etmek istiyorum.

Başta Yrd.Doç.Dr. Ali ÖZEN, Yrd.Doç.Dr. Yusuf SEVİM, Yrd.Doç.Dr. Gökçe HACIOĞLU, Öğr. Gör. Emre ÖZKOP, Öğr. Gör. Mevlüt TOPALOĞLU, Öğr. Gör. Ömür AKYAZI, Öğr. Gör. Oğuzhan ÇAKIR, Arş. Gör. Emin TUĞÇU, Arş. Gör. Ayhan YAZGAN ve Arş. Gör. Cemalettin ŞİMŞEK'e doktora öğrenimim sürecindeki geçirmiş olduğum anlarımı benimle paylaştıkları için teşekkür ediyorum. Trabzon'da geçirmiş olduğum süre boyunca bana yardım ve destek olan hocalarıma, arkadaşlarıma, dostlarıma ve KTÜ Enformatik Bölümü çalışanlarına da ayrıca teşekkürü bir borç biliyorum.

Son olarak da hayatımın farklı safhalarında yer alan aileme, 2003 yılından beri benimle bu hayatı paylaşan eşime, hayatımı güzelleştiren ve neşelendiren çocuklarım Ayşe ve Akif Buğra GÜNER'e teşekkür ederim.

Ahmet GÜNER
Trabzon 2013

TEZ BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum ‘‘Bilinmeyen Bir İşaret Kaynağından Alınan Doğrusal Modülasyonlu İşaretlerin Simge Hızının Ve Modülasyon Türünün Kör Olarak Kestirilmesi’’ başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. İsmail KAYA’nın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri ve örnekleri kendim topladığımı, deneyleri ve analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 23/09/2013

Ahmet GÜNER

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XV
SEMBOLLER DİZİNİ	XVIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Gezgin Radyo İletişim Kanalı Ve Kanal Modeli	10
1.2.1. Çok Yollu Yayılım	10
1.2.2. Evreuyumlu Bantgenişliği (Coherence Bandwidth).....	13
1.2.3. Doppler Kayması.....	15
1.2.4. Bant-Sınırlı İşaret Kanal Modeli	18
1.2.5. Yüksek Oranlı Örneklenmiş (Oversampling) Ayrık İşaret Kanal Modeli	19
1.3. Darbe Biçimlendirici Filtreler	21
1.3.1. Yükseltilmiş Kosinüs Filtresi	22
1.3.2. Gaussian Darbe Biçimlendirici Filtre.....	24
1.4. Durağan (Stationary) Ve Çevrimsel Durağan (Cyclostationary) Süreçler	27
1.4.1. Durağan Süreçler	28
1.4.2. Çevrimsel Durağan Süreçler	28
1.4.2.1. Doğrusal Modülasyonlu İşaretlerin Çevrimsel Durağanlığı	29
1.4.2.2. Çevrimsel İlinti.....	31
1.4.2.3. Periyodik Özilinti	32
1.5. Çevrimsel İlinti Esaslı Simge Hızı Kestirim Yöntemleri.....	34
1.5.1. Klasik Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem.....	34
1.5.2. Ağırlıklandırılmış Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem	39
1.6. En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood – ML) Yaklaşımlı Yöntem.....	41

2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	47
2.1.	Giriş	47
2.2.	Benzetim Ortamı	52
2.3.	Simge Hızı Kestirimi	52
2.3.1.	Simge Hızı Kestirimi İçin Yeni Bir Yöntem	52
2.3.1.1.	Çevrimsel Durağan İşaretlere Ait Öz İlinti Değerlerinin Zaman Düzlemindeki Periyodik Değişimlerinin İncelenmesi	53
2.3.1.2.	Frekans Seçisi Sönümlenmeli Kanallarda Alınan İşaretlerin Çevrimsel Durağanlığı	55
2.3.1.3.	Farklı Darbe Biçimlendirici Filtrelerin Çevrimsel Durağan İşaretin Öz İlinti Değerleri Üzerindeki Etkisi	58
2.3.1.4.	Önerilen Yöntemin İşlem Adımları	61
2.3.2.	Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem ile Simge Hızı Kestirim Analizi	65
2.3.3.	Önerilen Yöntem İle Simge Hızı Kestirim Analizi	74
2.3.4.	Simge Hızı Kestirim Yöntemlerinin Hesaplama Karmaşıklığı	89
2.3.5.	Deneysel Çalışma	91
2.3.5.1.	Deneysel Radyo Düzeneği	92
2.3.5.2.	Deneysel Sonuçlar	95
2.4.	Otomatik Modülasyon Sınıflayıcı Analizi	102
2.4.1.	Öznitelik Çıkarma	102
2.4.2.	Yüksek Dereceden İstatistikler	103
2.4.2.1.	Logaritmik Momentlerde Ölçekleme Ve Döndürme Etkisi	106
2.4.2.2.	Logaritmik Momentlerde Frekans Kayması Etkisi	110
2.4.3.	Frekans Kayması Sonucu Yıldız Kümesindeki Dairesel Dağılım Histogramı ...	112
2.4.4.	Karar Ağacı Yapısı İle Sınıflandırma	114
2.4.5.	Önerilen Yöntem	114
2.4.5.1.	Frekans Kayması Varlığının Belirlenmesi	116
2.4.5.2.	Frekans Kaymasının Olduğu Durum İçin Modülasyon Sınıflama	117
2.4.5.2.1.	Ana Modülasyon Kümesinin Alt Kümelere Bölünmesi	117
2.4.5.2.2.	MQAM Altkümesinin Sınıflandırılması	120
2.4.5.2.3.	Faz Farkı Yöntemi	122
2.4.5.2.4.	MPSK Altkümesinin Sınıflandırılması	126
2.4.5.3.	Frekans Kayması Varken Seçilen Modülasyon Kümesinin Tümünün Sınıflandırılması	128

2.4.5.4. Frekans Kayması Yokken Seçilen Modülasyon Kümesinin Tümüünün Sınıflandırılması	133
2.5. Simge Hızı Kestirimi Ve Otomatik Modülasyon Sınıflamanın Ortak Analizi ...	139
3. SONUÇLAR	142
4. ÖNERİLER	146
5. KAYNAKLAR.....	147
ÖZGEÇMİŞ	

Doktora Tezi

ÖZET

BİLİNMEYEN BİR İŞARET KAYNAĞINDAN ALINAN DOĞRUSAL
MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİMGE HIZININ VE MODÜLASYON TÜRÜNÜN
KÖR OLARAK KESTİRİMİ

Ahmet GÜNER

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç. Dr. İsmail KAYA
2013, 160 Sayfa

Bu çalışmada, bilinmeyen bir işaret kaynağından gelen doğrusal modülasyonlu işaretlerin tanımlana bilinmesi için gerekli olan simge hızı ve modülasyon türü bilgilerinin kör olarak elde edilmesi amaçlanmıştır. Simge hızı ve modülasyon türü bilgileri, denkleştirme, demodülasyon ve bilgi sembollerinin tanımlanması gibi işlemlerde gerekmektedir. Burada öncelikle simge hızıyla ilgili literatürde bilinen tekniklerden olan çevrimsel ilinti esaslı yöntemler incelenmiştir. Bu tezde simge hızı kestirim başarımını daha iyi yapmak için yeni bir yöntem amaçlanmıştır. Amaçlanan yöntemde, ikinci dereceden istatistik ve çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerde de kullanılan doğrusal modülasyonlu işaretlerin çevrimsel durağanlık özelliği kullanılmıştır. Fakat daha az zaman düzlemi işlem karmaşıklığı gerektirerek frekans düzlemi analizleri ile daha iyi kestirim doğrulukları sağlanmıştır. Sistem performansları AWGN ve frekans seçici sönümlemeli kanallarda analiz edilmiştir.

Bu çalışmada ikinci önemli ele alınan başlık modülasyon türünün tanımlanmasıdır. Farklı durumlarda elde edilen logaritmik momentlerin öznitelik olarak kullanıldığı sayısal modülasyon sınıflayıcıları incelenmiştir. Karesel modülasyon (MQAM) türlerini sınıflandırmak için yeni bir öznitelik sunulmuştur. Sayısal modülasyon sınıflama için kullanılan öznitelikler ile iki dallı yeni bir karar ağacı yapısı geliştirilmiş ve geliştirilen metodun performansları literatürdeki en iyi yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Simge hızı kestirimi, Çevrimsel durağanlık, Çevrimsel ilinti, Doğrusal modülasyon, Kör kestirim, Otomatik modülasyon sınıflama, Yüksek dereceden logaritmik moment

PhD. Thesis

SUMMARY

BLIND SYMBOL RATE AND MODULATION TYPE ESTIMATIONS OF LINEAR
MODULATED SIGNALS RECEIVED FROM AN UNKNOWN SIGNAL

Ahmet GÜNER

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Assoc. Prof. Dr. İsmail KAYA
2013, 160 Pages

In this study, blind symbol rate and modulation type estimations have been proposed to identify the linear modulated signals received from an unknown source. The symbol rate and modulation types are required for further operations, such as equalization, demodulation and finally identifying the information signal. Here, a method which is the cyclic correlation has been found quite effective on accurately estimating the symbol rates. So, the thesis initially is concentrated on the symbol rate estimation using cyclic correlation, the performances of known techniques in the literatures have been made. A new method proposed in this thesis has been developed to improve the symbol rate estimation. The proposed technique uses the same features of the second order statistics and cyclic stationary feature of the incoming linear modulated signal as it is in the cyclic correlation based methods however a better accuracy is provided by its frequency domain analyses after the required low complexity time domain operations. The system performances have been analyzed for the AWGN and frequency selective fading channels.

The second important task is the modulation type recognition. The digital modulation classifiers using the features of the cumulants obtained in various conditions are studied. A novel feature is discovered in order to classify the MQAM modulation types. For the digital modulation classification a decision tree with two branches are developed by using features and the performances of the developed method are compared with best methods found in the literature.

Key Words: Symbol rate estimation, Cyclostationary, Cyclic correlation, Blind estimation, Digital modulation, Modulation classification, Cumulants

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Bilinmeyen bir işaretten bilgi sembollerinin elde edildiği alıcı blok yapısı.....	4
Şekil 1.2. Sayısal haberleşme sistem model.....	9
Şekil 1.3. Gezgin radyo iletişim kanalında çok yolluluk.....	11
Şekil 1.4. Çok-yollu sönümlenmeli kanal için bir haberleşme sistemi	11
Şekil 1.5. Doppler kaymasının meydana gelişi	16
Şekil 1.6. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi	17
Şekil 1.7. Verici ve zamanla değişen kanalın yüksek oranlı ayırık modeli, yukarı örnekleme	20
Şekil 1.8. Farklı azalma faktörlerine göre yükseltilmiş kosinüs filtresinin birim dürtü yanıtı	23
Şekil 1.9. Farklı azalma faktörlerine göre yükseltilmiş kosinüs filtresinin frekans yanıtı ..	24
Şekil 1.10. GMSK Modülatörü	25
Şekil 1.11. BT=0.3 ve BT=0.5 değerleri için GMSK işaretinin güç spektrum yoğunluğunun BPSK ve MSK işaretleriyle karşılaştırılması	26
Şekil 1.12. Gaussian darbe biçiminin birim dürtü cevabı.....	27
Şekil 1.13. Süperpoze dönem analizi	33
Şekil 1.14. $R_v^{(\beta)}$ değerlerinin β parametresine göre değişimi.....	35
Şekil 1.15. $\ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ ifadesinin GMSK (BT = 0.3) işaretine göre genlik değişimi (SNR = 15dB)	36
Şekil 1.16. $\ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ ifadesinin $\alpha = 0.2$ değerine göre genlik değişimi (SNR = 15dB).....	37
Şekil 1.17. $\ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ ifadesinin $\alpha = 0.5$ değerine göre genlik değişimi (SNR = 15dB).....	38
Şekil 1.18. $\ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ ifadesinin $\alpha = 0.8$ değerine göre genlik değişimi (SNR = 15dB).....	38
Şekil 1.19. $\ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ genlik değişimi (SNR = 20dB).....	40
Şekil 1.20. $\ \hat{\Lambda}(\beta)\ $ genlik değişimi (SNR = 20dB)	40
Şekil 1.21. $\ \hat{\Lambda}(\beta)^{-1/2} \hat{R}_v^{(\beta)}\ $ genlik değişimi (SNR = 20dB)	40
Şekil 1.22. $a_k * g_T(t)$ gönderilen işaretin değişimi.....	44
Şekil 1.23. Kanal çıkışındaki işaretin değişimi (SNR = 25dB).....	45

Şekil 1.24. Farklı sembol sürelerine karşılık gelen $g_r^*(t)$ alıcı filtre yapıları.....	45
Şekil 1.25. Alıcıda sembol süresine karşılık gelen darbeyle uyumlu filtrenin çıkışı	46
Şekil 1.26. Farklı sembol sürelerine karşılık gelen $\ell(y T, \Delta f)$ değerlerinin değişimi.....	46
Şekil 2.1. R_x değerlerinin zaman (n) düzlemindeki değişimi	53
Şekil 2.2. $\hat{R}_x(\hat{N}_s)$ değerlerinin farklı örnekleme aralığı değerlerine göre değişimi	54
Şekil 2.3. GMSK işaretinin (BT=0.3) için (a) gönderilen işaretin $x(n)$ (b) alınan işaretin $v(n)$ için $\hat{R}(n, \hat{N}_s)$ değişimleri (SNR=20dB).....	58
Şekil 2.4. Darbe biçimlendirici filtresi farklı olan işaretler için $\hat{R}_x(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi (a) GMSK işareti (BT = 0.3) ve yükseltilmiş kosinüs filtresi (b) $\alpha = 0.8$ (c) $\alpha = 0.5$ (d) $\alpha = 0.2$	59
Şekil 2.5. Alçak geçiren filtrenin $\hat{R}_v(n, \hat{N}_s)$ değerleri üzerindeki etkisinin değişimleri (a) filtreden önce (b) filtreden sonra (SNR=0dB)	62
Şekil 2.6. Her bir \hat{N}_s değerindeki özilinti değerlerinin değişimini gösteren Γ_{\max} değerlerinin değişimi: (a) GMSK işareti (BT=0.3) ve Yükseltilmiş Kosinüs Filtresi (b) $\alpha=0.8$ (c) $\alpha=0.5$ (d) $\alpha=0.2$	63
Şekil 2.7. Çevrimsel ilinti esaslı yöntemin AWGN ve çok yollu kanallardaki farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	66
Şekil 2.8. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre AWGN kanallarda çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	67
Şekil 2.9. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre çok yollu sönümlmeli kanallardaki çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	67
Şekil 2.10. Farklı çevrimsel ilinti katsayı adetine göre $N = 10$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	68
Şekil 2.11. Farklı çevrimsel ilinti katsayı adetine göre $N = 25$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	69
Şekil 2.12. Farklı çevrimsel ilinti katsayı adetine göre $N = 50$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	70
Şekil 2.13. Farklı modülasyon türlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	71
Şekil 2.14. Farklı sembol sayısı değerlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	72
Şekil 2.15. Farklı sembol sayısı değerlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen Başarı oranı eğrilerinin karşılaştırılması.....	72

Şekil 2.16. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	73
Şekil 2.17. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerin farklı α değerlerine göre elde edilen başarı oranı eğrilerinin karşılaştırılması..	74
Şekil 2.18. Önerilen yöntemin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	75
Şekil 2.19. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	76
Şekil 2.20. Farklı sembol sayısı değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	77
Şekil 2.21. Farklı kaydırma parametre (τ) değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	78
Şekil 2.22. Farklı FFT veri uzunluğu değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	79
Şekil 2.23. Farklı modülasyon türlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	80
Şekil 2.24. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemler ile önerilen yöntemin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	81
Şekil 2.25. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin AWGN kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	82
Şekil 2.26. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin düz sönümlmeli kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	83
Şekil 2.27. Çevrimsel ilinti, ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin çok yollu kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	83
Şekil 2.28. Kanal katsayılarının tek bir kanal için Doppler frekans kaymasının etkisiyle veri paketi boyunca değişimi (a) $V = 10$ km/h (b) $V = 45$ km/h (c) $V = 90$ km/h.....	85
Şekil 2.29. Ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile önerilen yöntemin Doppler frekans kayması etkisiyle zamanla değişen kanallarda farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	86
Şekil 2.30. Önerilen yöntemin Doppler frekans kayması etkisiyle zamanla değişen kanallarda farklı α değerlerine ve mobil cihaz hızlarına göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	87
Şekil 2.31. Farklı taşıyıcı frekans kayması değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması.....	88
Şekil 2.32. Bina içi deneysel çalışma düzeneği.....	93
Şekil 2.33. Darbe biçimlendirici filtre $\alpha = 0.2$ için $\hat{R}_v(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi (a) benzetim veriler (b) deneysel veriler.....	93

Şekil 2.34. Darbe biçimlendirici filtre $\alpha = 0.5$ için $\hat{R}_v(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi (a) benzetim verileri (b) deneysel veriler	94
Şekil 2.35. Γ_{\max} değerlerinin değişimi: (a) $\alpha=0.2$ için benzetim sonucu (b) $\alpha=0.5$ için benzetim sonucu (c) $\alpha=0.2$ için deneysel sonuç (d) $\alpha=0.5$ deney için deneysel sonuç	96
Şekil 2.36. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak önerilen yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	97
Şekil 2.37. GMSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak önerilen yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	98
Şekil 2.38. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ve farklı sembol sayıları kullanılarak PV yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	99
Şekil 2.39. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak iki farklı yöntem ile elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	99
Şekil 2.40. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ile PV yöntemi kullanılarak deneysel ve torik olarak elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	100
Şekil 2.41. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ile CC yöntemi kullanılarak deneysel ve torik olarak elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması	100
Şekil 2.42. GSM (1800MHz) kanalı deneysel çalışmalarda ölçülen gerçek kanalın vuruş tepkisi	101
Şekil 2.43. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) normal durum (b) Ölçeleme ve döndürme etkisinin olduğu durum	108
Şekil 2.44. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) normal durum (b) frekans kaymasının olduğu durum ($\Delta f=0.05$)	110
Şekil 2.45. 16QAM ve 64QAM için frekans kayması varken (a) yıldız kümesi dağılımı (b) histogram dağılımı	113
Şekil 2.46. Frekans kayması varlığının belirlenmesi için kullanılan karar ağacı yapısı ...	115
Şekil 2.47. Frekans kayması olduğu durumda farklı modülasyon türleri için $ C_{63} $ 'ün değişimi	118
Şekil 2.48. Alt kümeleri belirlemek için kullanılan karar ağacı yapısı	118
Şekil 2.49. MQAM altkümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı	120
Şekil 2.50. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) frekans kaymasının olduğu durum ($\Delta f=0.1$) (b) düzeltilmiş durum	123
Şekil 2.51. MPSK altkümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı	126

Şekil 2.52. Faz farkı işleminden sonra MPSK modülasyon türleri için $ C_{61} $ 'in değişimi	127
Şekil 2.53. Frekans kayması varken seçilen modülasyon kümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı	130
Şekil 2.54. Frekans kayması yokken seçilen modülasyon kümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı	134
Şekil 2.55. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin AWGN kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması	140
Şekil 2.56. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin düz sönümlemeli kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması	141
Şekil 2.57. Çevrimsel ilinti, ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin çok yollu kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması.....	141

TABLolar DİZİNİ

Sayfa No

Tablo 1.1. Simge hızı kestirimi için önerilen yöntemlerin karşılaştırması.....	8
Tablo 1.2. Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri	18
Tablo 2.1. Tek taşıyıcılı haberleşme standartlarında kullanılan modülasyon türleri	51
Tablo 2.2. Önerilen yöntemin işlem adımları.....	64
Tablo 2.3. SNR = 10dB için başarı oranı değerlerinin karşılaştırması.....	74
Tablo 2.4. Klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin hesaplama karmaşıklığı	89
Tablo 2.5. Önerilen yöntemin hesaplama karmaşıklığı.....	89
Tablo 2.6. Klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemde ve önerilen yöntemde kullanılan parametreler	90
Tablo 2.7. Önerilen yöntem ile klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması	90
Tablo 2.8. Önerilen yöntem ile klasik çevrimsel ilinti temelli yöntemin hesaplama sürelerinin karşılaştırması	90
Tablo 2.9. GSM (1800MHz) kanalından elde edilen gerçek veriler kullanılarak simge hızı kestirim yöntemlerinin karşılaştırması.....	101
Tablo 2.10. Değişik yıldız kümesi türleri için logaritmik momentlerin teorik değerleri ..	107
Tablo 2.11. Ölçekleme ve döndürme etkisinin olduğu durum için değişik yıldız kümesi türlerinin logaritmik momentlerin teorik değerleri	109
Tablo 2.12. Frekans Kayması olduğu durum için değişik yıldız kümesi türlerinin logaritmik momentlerin teorik değerleri.....	111
Tablo 2.13. Histogramın oluşturulması	112
Tablo 2.14. AWGN kanallarda frekans kayması varlığının belirlenmesinin başarıım yüzdeleri.....	116
Tablo 2.15. Düz sönümlmeli kanallarda frekans kayması varlığının belirlenmesinin başarıım yüzdeleri	117
Tablo 2.16. AWGN kanallarda frekans kayması olduğu durumda alt kümelere sınıflama başarıım yüzdeleri	119
Tablo 2.17. Düz sönümlmeli kanallarda frekans kayması olduğu durumda alt kümelere sınıflama başarıım yüzdeleri	119
Tablo 2.18. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin C_{63} olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarıım yüzdeleri.....	120
Tablo 2.19. Düz sönümlmeli kanallarda frekans kayması ve özniteliğin C_{63} olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarıım yüzdeleri	121

Tablo 2.20. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin <i>hist</i> olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları.....	121
Tablo 2.21. Düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması ve özniteliğin <i>hist</i> olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları	122
Tablo 2.22. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin $ C_{61} $ olduğu durumda MPSK altkümesinin sınıflama başarımları.....	128
Tablo 2.23. Düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması ve özniteliğin $ C_{61} $ olduğu durumda MPSK altkümesinin sınıflama başarımları	128
Tablo 2.24. SNR = 4dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları.....	130
Tablo 2.25. SNR = 6dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları.....	131
Tablo 2.26. SNR = 8dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları.....	131
Tablo 2.27. SNR = 10dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları.....	131
Tablo 2.28. SNR = 15dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları.....	131
Tablo 2.29. SNR = 10dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları	132
Tablo 2.30. SNR = 15dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları	132
Tablo 2.31. SNR = 20dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları	132
Tablo 2.32. SNR = 25dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları	132
Tablo 2.33. SNR = 2dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	134
Tablo 2.34. SNR = 4dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	135
Tablo 2.35. SNR = 6dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	135
Tablo 2.36. SNR = 8dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	135
Tablo 2.37. SNR = 10dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	135
Tablo 2.38. SNR = 15dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları.....	136
Tablo 2.39. SNR = 5dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları	136

Tablo 2.40. SNR = 10dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları	136
Tablo 2.41. SNR = 15dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları	136
Tablo 2.42. SNR = 20dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları	137
Tablo 2.43. SNR = 25dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları	137
Tablo 2.44. AWGN kanallarda sınıflandırıcı başarımları	137
Tablo 2.45. Düz sönümlemeli kanallarda sınıflandırıcı başarımları	138
Tablo 2.46. Frekans kayması varken önerilen algoritma ile [99]'de sunulan algoritmanın sınıflandırıcı başarımları.....	138
Tablo 2.47 Frekans kayması yokken önerilen algoritma ile [79]'de sunulan algoritmanın sınıflandırıcı başarımları.....	139

SEMBOLLER DİZİNİ

$AWGN$	Toplanır beyaz Gauss gürültü
B	Bant genişliği
B_c	Evreyumlu bant genişliği
B_D	Doppler yayılması
E_b	Bit enerjisi
$H(f)$	Kanalın frekans tepkisi
I_k	Kanal modelinin k . örnekleme anındaki eşvrelili bileşeni
K	Ricean kanal K katsayısı
$NMSE$	Normalize edilmiş ortalama karesel hata
N	Yüksek oranlı örnekleme faktörü
\hat{N}_s	Örnekleme aralığı
R_x	Kaynak işaretinin özilinti fonksiyonu
$\hat{R}_x(k, \hat{N}_s)$	Örnekleme aralığına ve zaman kaymasına bağlı değişen özilinti fonksiyonu
$R^\beta(\tau)$	Çevrimsel ilinti fonksiyonu
$S^\beta(f)$	Çevrimsel durağanlık yoğunluk fonksiyonu
SNR	İşaret gürültü oranı
T	Sembol süresi
T_s	Örnekleme süresi
Q_k	Kanal modelinin k . örnekleme anındaki dikevrelili bileşeni
a_i	İkili data dizisi
c	Işık hızı
d	Verici ve alıcı antenler arasındaki mesafe
f_c	Taşıyıcı işaretin frekansı
f_d	Doppler frekansı
$f_{d\max}$	Maksimum Doppler frekansı
f_m	Kaynak işaretinin en yüksek frekanslı bileşeni

f_s	Örnekleme frekansı
f_o	Taşıyıcı frekans kayması
$g(t)$	Darbe biçimlendiricisi
$h(t)$	Kanalın birim vuruş tpkesi
k_{\max}	En büyük zamanda kayma değeri
k	Zamanda kayma değeri
$\bar{\tau}$	Ortalama gecikme yayılması
τ_d	Gecikme zamanı
τ_n	n . yola ait gecikme
τ_l	Kanalın vuruş tepkesinin uzunluğu
τ_{rms}	Etkin gecikme yayılması
$v(t)$	Alınan işaret
$x(t)$	Kaynak İşareti
θ_i	Kanal modelinde i . ışının varış açısı
α_i	Kanal modelinde i . ışının için başlangıç açısı
α	Azalma faktörü
β	Çevrimsel frekans
ρ	Parametresi artık bant genişliğini
$\Lambda(\beta)$	Asimptotik kovaryans matrisidir
$\hat{\Lambda}(\beta)$	Ağırlıklandırılmış kovaryans matrisidir
η	Gürültü
$\mathcal{F}\{ \}$	Fourier dönüşümü
$\Gamma_{\max}(\hat{N}_s)$	Örnekleme aralığına karşılık gelen değişimin genlik değeri
σ_T	Standart sapma
μ_T	Ortalama değer
λ_T	Eşik değeri

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Son zamanlarda teknolojinin getirdiği avantajlar sayesinde hayatımızın birçok kademesinde bilgiye ulaşmak, değerlendirmek ve kullanmak, on yıl önce hayal edilenin ötesinde daha kolay ve daha hızlı bir hale gelmiştir. Hayatımızın bu kadar kolay hale gelmesinde herhalde en büyük payı kablosuz haberleşme sistemleri almaktadır. Her geçen gün, kullanıcılar tarafından daha hızlı iletişim, daha yüksek veri paketi iletimi ve daha fazla hareketlilik isteniyorken beraberlerinde gelen problemlerde araştırmacılar için yeni çalışma alanları oluşturmaktadır. Araştırmacıların bu çalışmaları yaparken karşılaştıkları en genel problemler;

- Sınırsız servis gereksinimlerine karşılık sınırlı bant genişliklerinin (spektrum) kullanılma zorunluluğu
- Çok yönlü sönümlenme ve yayılım kaybı
- Maliyet
- Girişimlerin yönetilmesi

Son yıllarda yapılan çalışmalarda karşılaşılan asıl problem ise, kablosuz haberleşme sistemlerinin iletişim için kullandığı ve doğal bir kaynak olarak ifade edilen frekans spektrumunun kullanım yoğunluğundaki büyüme ve buna bağlı olarak oluşan girişimler ve girişimlerin yönetilmesidir. Bu problemin çözümüne yönelik yapılan araştırmalarda ele alınan konu başlıklarına bakıldığında,

- Spektrum algılama [1]
- Bilinmeyen işaretlerin veya girişim oluşturan işaretlerin tanımlanması [2,3]
- Spektrum yönetimi [1,2]
- Modülasyon sınıflama [4,5]
- Otomatik modülasyon tanımlama[6,7,8]
- Gözlemeleme (reconnaissance)
- İzleme (surveillance)
- İşaret kaynağı konumlandırması (position fixing)
- Diğer istihbarat toplama faaliyetleri...

uygulamalar sıralanabilir. Bahsedilen uygulamalarda asıl hedef, işbirlikçi olmayan (non-cooperative) ve akıllı haberleşme sistemleri geliştirmektir. Yani verici sistemi hakkında minimum bilgiye ihtiyaç duyarak haberleşme yapabilen sistemler ve cihazlar geliştirmektir. Sivil uygulama alanlarında, yazılım tanımlı radyo (Software Defined Radio - SDR) sistemleri bunlardan birisidir.

Genel amaçlı mobil haberleşme sistemleri arasında geçiş yapabilen uygulamaların geliştirilmesinde, farklı bölgelerde birbirleriyle uyumsuz kablosuz standartların varlığı, bir engel oluşturmaktadır. SDR sistemi, birçok radyo teknolojileri içerisinde kısıtlama yapmadan belirtilen problemi alıcıda standart bir donanım ve yazılım paketleri ile çözebilme imkânı sağlamaktadır [9]. Fakat SDR sistemlerinin buldukları çevrenin özelliklerine ve gelen işaretten vericiye ait bütün özelliklerinin tespit ve karakterize edilmesi noktasında belli sınırlayıcı etkenlere bağlı olmasından dolayı, ilk olarak 1999 yılında Joseph Mitola tarafından amaçlanan kavramsal radyo (cognitive radio) sistemleri, SDR sistemlerinin geliştirilmiş bir hali olarak ortaya çıkmıştır [12,13].

Kavramsal radyo, çevresindeki ortamın farkında olan akıllı kablosuz iletişim sistemleridir [13]. Bu sistemler, gerekli zamanlarda ve yerlerde yüksek güvenilirlikli haberleşme yapmak ve radyo spektrumunu en verimli kullanmak için iletim gücü, taşıyıcı frekansı ve modülasyon türü gibi verici parametrelerini, algılanan RF işaretindeki istatistiksel değişimlere ve haberleşme yaptığı çevreye göre uyarlayabilmektedir [13]. Bu sistemlerin altı önemli özelliği bulunmaktadır. Bunlar [13];

- Farkındalık
- Akıllılık
- Öğrenme
- Uyarlanabilirlik
- Güvenilirlik
- Verimlilik

Bu sistemlerin, yukarıda belirtilen özelliklere sahip olmasını sağlayan iki önemli fonksiyonu vardır. Birincisi sezme, analiz ve karar alt işlemlerini içeren kavramsal yetenek fonksiyonu ve ikincisi çalışma frekansı, modülasyon, iletim gücü ve iletişim teknolojisi alt işlemlerini içeren yeniden yapılanma fonksiyonudur [14]. Kavramsal sistemlerinin belirtilen yeteneklere sahip olabilmesi için, sürekli olarak spektrumu dinlemesi, olası kablosuz kullanıcıların belirlenmesi ve girişim etkilerini aşmak için işarete ait yapılan tanımlamalara göre uygun kararın verebilmesi gerekmektedir [15].

Yapılan tanımlamalara, belirtilen özelliklere ve yeteneklere sahip olan bu sistemler, çözüm olarak düşünüldüğü asıl problem ise sınırsız servis gereksinimlerine karşılık sınırlı spektrumun kullanımının gereği olarak spektrum verimliliğini arttırmaktır. Kavramsal radyo, kullanılmayan veya sürekli kullanılmayan frekans bantları üzerinden ikincil (lisanssız) kullanıcıların birincil (lisanslı) kullanıcılara girişim oluşturmadan aynı anda veya faklı zaman aralıklarında haberleşebilmelerini sağlayarak çözüm üretmektedir. Burada önemli nokta birincil kullanıcının aktif olmadığını doğru olarak algılamak [1,16,17] veya birincil kullanıcının kanalına dikgen bir kanal oluşturmaktır [18,19]. Aksi durumda istenilmeyen girişimler oluşmaktadır. Fakat iyi bir spektrum algılama veya dikgen bir uzay oluşturulsa bile belli sınırlar içerisinde girişimler oluşmaktadır. Oluşan girişimler içerisinde, kavramsal radyo girişimi algılama, girişimi tanımlama ve yönetme yetenekleriyle güvenilir haberleşme yapabilmektedir.

Girişimlerin veya mevcut diğer kullanıcıların tanımlanması için gerekli işlemler içerisinde en önemlisi, alınan işaretin modülasyon tanımlaması ve sınıflandırılması işlemleridir [2,4,8,10,20,21].

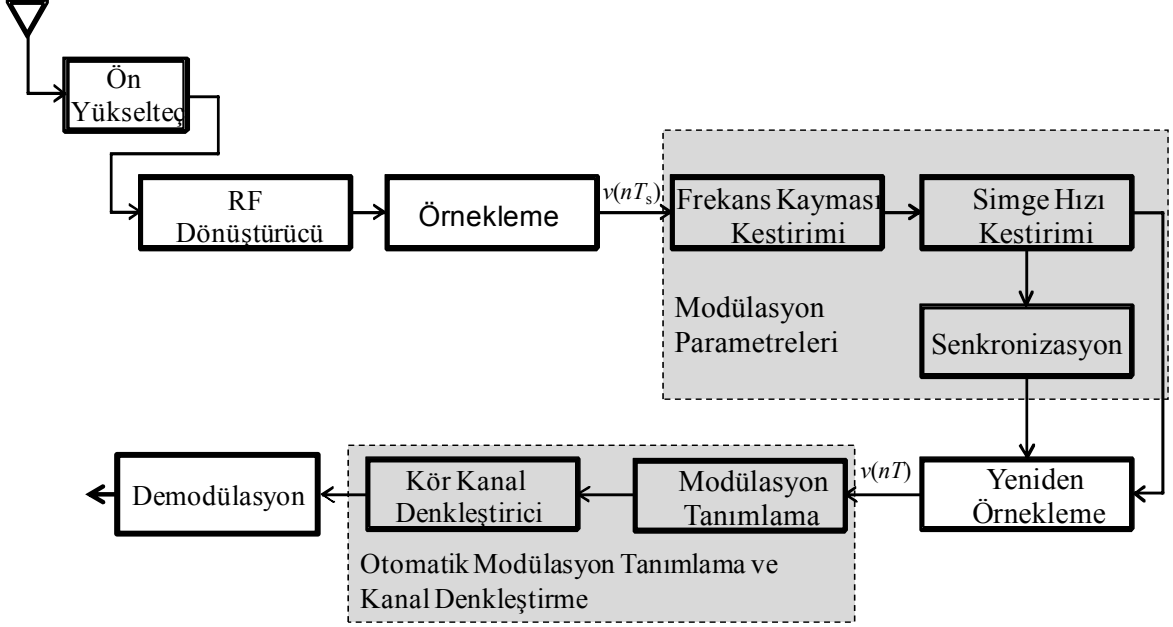
Kavramsal radyo sistemlerinde ve yukarıda sözü geçen çalışmalarda modülasyon tanımlama ve sınıflandırma işlemlerinden, modülasyon parametrelerinin ve bilinmeyen kanal parametrelerinin alıcıda bilindiği kabulü yapılmaktadır. Hiçbir ön bilgiye sahip olmadan bu parametrelerin kestirimine yönelik farklı çalışma alanları bulunmaktadır [28-40]. Ayrıca [2,41-46] kaynaklarında sunulan çalışmalarda, hiçbir ön bilgiye ihtiyaç duymadan modülasyon parametrelerinin kestirimi ve otomatik modülasyon tanımlama işlemlerini içeren alıcılar hedeflenmiştir.

Tek taşıyıcılı gözü kapalı bir alıcıda, gelen işaretin tanımlama süreci kabaca şekil 1.1'de gösterilmektedir. Alıcıda, bilinmeyen haberleşme kaynağından gelen işarete ait modülasyon sınıflandırma ve gözü kapalı demodülasyon işlemlerinin gerçekleştirilebilmesi için bu aşamalardan önceki bir aşamada simge hızı, taşıyıcı frekansı ve faz kayması gibi modülasyon parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir [22].

Bu parametrelerden biri olan simge hızı kestirimi, modülasyon türü tanımlamada ve gözü kapalı demodülasyon ile ilgili [2,5,7,8,11,23] çalışmalarda en önemli ön işlem olarak ifade edilmektedir.

Simge hızı kestirimi için literatürde bazı yöntemler önerilmiştir. Gardner ve Giannakis [24,25,28] gibi araştırmacıların çevrimsel durağanlık (cyclostationary) teorisi üzerine yapmış oldukları çalışmalardan sonra önerilen yöntemlerin birçoğunda işaretin

çevrimsel durağanlığından faydalanılmaktadır [28-32,34]. Ayrıca dalgacık dönüşümü [26,27], ters Fourier dönüşümü [33,34,35], süzgeç bankası (filter bank) [36] ve en büyük olasılık (maximum likelihood) [37] yaklaşımlarından da önerilen yöntemlerde faydalanılmaktadır.



Şekil 1.1. Bilinmeyen bir işaretten bilgi sembollerinin elde edildiği alıcı blok yapısı

Dalgacık dönüşümü esaslı yöntemde [26], dalgacık dönüşümünün ani değişimleri algılama özelliği kullanılarak işaretin faz değişim noktaları belirlenerek simge hızı kestirimi yapılmaktadır. Bu teknik M-PSK ve M-FSK modülasyonlarında ve toplanır beyaz Gauss gürültü kanalında (AWGN) iyi başarımlar göstermektedir. Yöntemin ani değişimleri algılayabilmesi için alıcıda karesel darbe biçimlendirici kullanılmalıdır. Fakat birçok pratik haberleşme sisteminde, karesel dalganın geniş bir bant genişliği gerektirmesinden dolayı karesel dalga yerine filtrelenmiş dalga biçimleri kullanılmaktadır. Filtrelenmiş dalga biçimlerinde bu yöntem başarısız olmaktadır [24]. Ayrıca yöntemin başka bir dezavantajı da, yöntem orta frekans (Intermediate Frequency) katmanında yapılmasından dolayı dalgacık fonksiyonun merkez frekansı, taşıyıcı frekansıyla aynı olmasıdır. Buda taşıyıcı frekansının bilinmesi gerektiğini belirtmektedir [27].

Çevrimsel ilinti esaslı yöntemde [28,29,30], işaretin özilinti değerlerinin simge hızına karşılık gelen periyodik bileşenin çevrimsel ilinti katsayılarının mutlak değerler

toplamının çevrimsel frekans düzleminde maksimum olduğu noktaya karşılık gelmesiyle kestirim yapılmaktadır. Bu yöntemin temeli Gardner'in 1991 yılında yayınladığı çalışmasına dayanmaktadır [28]. Eğer yeterli veri ile işlem yapılırsa, gerçek simge hızının olduğu yerde belirgin bir frekans bileşeni oluşmaktadır. Bu yöntemde aşan bant genişliği (excess bandwidth) düşük olduğu zaman oluşan elde edilen frekans tepesinin genliği azalmakta ve buna bağlı olarak düşük başarımla sergilenmektedir. Düşük aşan bant genişliği sorununu azaltmak amacıyla, çevrimsel frekans düzleminde simge hızına eşit frekans değeri hariç spektrumu düzleştirmek için [30]'da matris işlemlerine dayalı bir algoritma sunulmuştur. Ancak belirtilen çalışmadaki matris işlemleri bu algoritmanın hesaplama karmaşıklığını arttırdığından verim açısından incelendiğinde kabul edilebilir değildir ve pratik uygulaması zor olmaktadır.

Ters Fourier dönüşümü esaslı yöntemde [33], alınan işaretin güç spektrumu ilgili pencerelerin ortalamasının alınmasıyla hesaplanmakta ve güç spektrumunun ters Fourier dönüşümü ile elde edilen işaretin, temel dalga biçiminin doruk noktası ve yatay eksenini kestiği nokta (ilk sıfır noktası) arasındaki örnek sayısına bağlı olarak simge hızı kestirimi yapılmaktadır. Bu yöntem toplanır beyaz Gauss gürültü kanalı ve dalga biçiminin yükseltilmiş kosinüs süzgeci (raised cosine filter) olduğu kabulleri doğrultusunda kullanılmaktadır. Bu yöntem ile yapılan simge hızı kestirimlerinde belli bir hata tabanı veya hata payı oluşmaktadır. Kaynak [34]'de, yükseltilmiş kosinüs süzgeci ile biçimlendirilmiş doğrusal modülasyonlu tek taşıyıcı işaretlerin simge hızını kestiren iki basamaklı bir algoritma önerilmiştir. Algoritmanın birinci basamağında ters Fourier dönüşümü ve ikinci basamağında birinci basamakta oluşan hata payını düzeltmek için hassas kestirim için çevrimsel ilinti esaslı algoritma kullanılmaktadır. Birinci basamakta kaba ikinci basamakta hassas kestirim yapılarak kestirim performansı iki yöntemin tek başlarına gösterdikleri performanslardan daha iyi olmaktadır.

Süzgeç bankası esaslı yöntemde [36], alınan işaret için olası bütün simge hızlarını kapsayan farklı bant genişlikli bir dizi alçak geçiren filtrelerden yararlanılmaktadır. Her bir alçak geçiren filtrenin çıkışı, çıkışında spektral çizgiler üreten dördüncü dereceden doğrusal olmayan bir birime giriş olarak uygulanmaktadır. Elde edilen simge hızı adayları arasında belirlenen ölçüte uyan değer belirlenerek simge hızı kestirimi yapılmaktadır. Bu yöntemde alçak geçiren filtrelerin bantgenişlikleri, kestirilen kaba simge hızı bölgesine göre belirlenmektedir. Bu nedenle yöntemin başarısını, simge hızı bölgesinin hassas belirlenmesi etkilemektedir. Çalışmada alt bölgelerin mümkün olan darbant genişliğine

sahip olması gerektiği belirtilmekte fakat ne kadar olduğu nokasında net bir bilgi verilmemektedir.

En büyük olabilirlik (ML) yaklaşımlı yöntemde [37], alınan işaretin çevrimsel durağanlığından ve darbe biçiminden faydalanılmaktadır. Alınan işarete uygulanan uyumlu filtre (matched filter) ailesinin çıkışında elde edilen kaba kestirimin doğruluğunu artırmak için, ML fonksiyonunun maksimum yapan değerin kestirimi ile simge hızı kestirimi yapılmaktadır. Fakat elde edilen başarımlar belli kabuller çerçevesinde elde edilmektedir. Bu kabullerden birincisi darbe biçimlendiricinin alıcıda biliniyor olması ve frekans kayması etkisinin bir yöntem ile önceden düzeltilmiş olmasıdır. Tablo 1.1’de sözü geçen yöntemler farklı kriterlere göre karşılaştırılmıştır.

Şekil 1.1’de gösterilen alıcı yapısı içerisindeki ikinci önemli blok, otomatik modülasyon sınıflamadır. Otomatik modülasyon sınıflama (tanımlama), gönderilen işaretin modülasyon türü hakkında hiçbir ön bilgiye sahip olmadan, alınan işareten modülasyon biçimlerinin tanımlanmasıdır. Zaman kayması, frekans kayması ve çok yollu bozucu etkilerden dolayı oluşan senkronizasyon hatalarının olduğu gerçek haberleşme senaryolarında bu işlem daha önem kazanmaktadır. Özellikle bu senaryolar askeri ve sivil alanlarda, yazılım tanımlı radyo ve akıllı radyo gibi kendiliğinden düzenlenebilen haberleşme sistemleri içermektedir. Bu gibi işbirlikçi olmayan haberleşme sistemlerinde asıl amaç, sadece alınan işareten faydalanarak gönderilen bilgilerin elde edilmesidir. Bu amaç çerçevesinde otomatik modülasyon tanımlama işlemi, işaret algılama ve modülasyon parametrelerinin kestirimi ile demodülasyon işlemi arasında yer almaktadır.

Verici işarete ait özelliklerin alınan örneklerden çıkartılması amaçlanan haberleşme sistemlerindeki bilinmezlikler içerisinde, otomatik modülasyon sınıflama problemini çözmek için istatistiksel metotlar kullanan yaklaşımlarda geliştirilmiştir.

Otomatik modülasyon işlemi ile ilgili literatürde birçok yaklaşım sunulmuştur. Bu yaklaşımların tümü iki guruba ayrılmaktadır. Bunlar,

- Öznitelik esaslı sınıflandırıcılar [68-70,79-81].
- Olabilirlik esaslı sınıflandırıcılar [76-78].

Olabilirlik esaslı sınıflandırıcıları optimum çözüm sağlamasına rağmen yüksek hesaplama karmaşıklığına sahiptir. Öznitelik esaslı sınıflandırıcılarıyla elde edilen çözümler, olabilirlik esaslı sınıflandırıcıları gibi optimum olmasa da yaklaşık sonuçlar elde edilmektedir. Ama hesaplama karmaşıklığı yönünden daha az karmaşıklıklara sahiptirler. Ayrıca olabilirlik esaslı sınıflandırıcılarının çalışabilmesi için işarete ait ön bilgi

gereksinimi diğer yaklaşımlardan daha fazladır [75]. Örneğin kaynak [75]'de sembol senkronizasyonunun sağlandığı ve sağlanamadığı durumlarda, birinde optimum çözüm elde edilirken diğer durumda tam tersi çok kötü bir sonuç elde edilmektedir. Bu nedenlerden dolayı öznitelik esaslı sınıflandırıcıları, olabilirlik esaslı sınıflandırıcılarına göre daha fazla uygulamada kabul gören çözümler sunmaktadır.

Bu yaklaşımlarda, hedeflenen modülasyon türünün analog veya sayısal oluşuna göre kullanılacak olan öznitelikler, sürekli zamanlı işaretlerden veya örneklenmiş ayırık zamanlı işaretlerden elde edilmektedir. Ayrıca kullanılacak özneliğin belirlenmesi, seçimi yapacak kişilerin bilgi birikimi ve hayal gücüne bağlı olmasından dolayı haberleşme sistemlerinde halen modülasyon sınıflandırma problemi için ortak bir çözüm bulunmamaktadır.

Öznitelik esaslı sınıflandırıcıları iki adımdan oluşmaktadır. Birinci adımda işarete ait öznitelik, alınan örneklerden çıkarılır. İkinci adımda, seçilen özneliğin veya özniteliklerin bir giriş olarak verildiği sınıflama yöntemi ile karar verilir.

Literatürde yapılan çalışmalara bakıldığında en çok kullanılan anahtar istatistiksel öznitelikler şunlar,

- Histogram öznitelikleri [67]
- İstatistiksel moment öznitelikleri [68-70]
- Yüksek derece istatistiksel öznitelikleri [79-81]
- Fourier ve dalgaçık dönüşümü gibi dönüşüm düzlemi öznitelikleri [71-72]
- Çevrimsel (cyclic) logaritmik moment öznitelikleri [73]

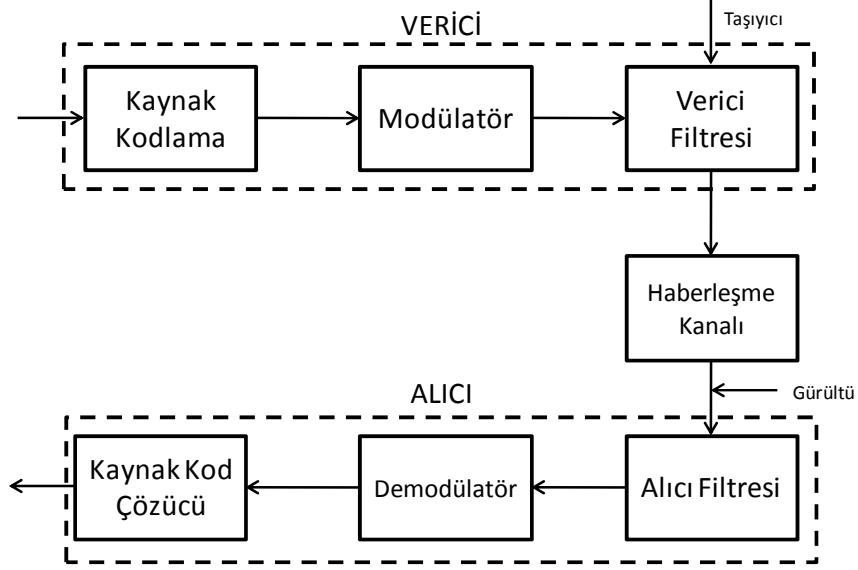
Öznitelik esaslı sınıflandırıcılarında kullanılan istatistiksel moment öznitelikleri, işarete ait olan anlık öznitelikleri içermektedir. Bu öznitelikler, anlık genlik, anlık faz ve anlık frekans olarak ifade edilmektedir [68-70].

Öznitelik esaslı sınıflandırıcılarında kullanılan diğer bir öznitelik, yüksek dereceden istatistiklidir. Otomatik modülasyon sınıflamadaki amaç, gözlenen gürültülü örnekler içerisinde bulunan sembol yıldız kümesinin dağılım şeklinin tanımlanmasıdır. Yüksek dereceden istatistiklerin farklı yıldız kümesi dağılım şekillerini tanımlama özelliğine sahip olmalarından dolayı amaçlanan yöntemlerde yüksek dereceden istatistiklerin kullanımı doğal işlem halini almaktadır [79]. Bu öznitelik içerisinde, yüksek dereceden moment ve logaritmik moment fonksiyonları kullanılmaktadır [79-81]. Sınıflama algoritmalarında, Gaussian rastgele değişkenler için yüksek dereceden logaritmik momentlerin sifira eşit olması özelliğinden de yararlanılmaktadır.

Tablo 1.1 Simge hızı kestirimi için önerilen yöntemlerin karşılaştırılması

Yöntem	Süzgeç bankası esaslı yöntem	Dalgacık dönüşümü esaslı yöntem	Ters Fourier dönüşümü esaslı yöntem	En büyük olabirlik (ML) yaklaşımli yöntem	Çevrimsel durağanlık esaslı yöntemler
Darbe biçimlendirici filtre	* Yükseltmiş kosinüs filtresi, * Azalma faktöründen etkilenmekte	* Dikdörtgen filtre * Yükseltmiş kosinüs ve Gaussian filtrelerde başarısız	* Yükseltmiş kosinüs filtresi * Azalma faktörünün küçük değerlerinde daha iyi sonuç vermekte	* Yükseltmiş kosinüs filtresi * Gaussian filtresi * Alıcıda bilinmesi gerekiyor * Azalma faktöründen etkilenmekte	* Yükseltmiş kosinüs filtresi * Gaussian filtresi * Alıcıda bilinmesi gerekiyor * Azalma faktöründen etkilenmekte
Taşıyıcı frekans kayması	* Taşıyıcı frekans kaymasının bilinmesi gerekmektedir	* Taşıyıcı frekans kaymasının bilinmesi gerekmektedir	* Taşıyıcı frekans kaymasının bilinmesi gerekmektedir	* Taşıyıcı frekans kaymasının bilinmesi gerekmektedir	* Taşıyıcı frekans kaymasının bilinmesi gerekmektedir
Modülasyon türü	* MQAM, MPSK ve MASK * Yüksek dereceli modülasyon türlerinde performansı etkilemekte	MPSK ve MFSK	MQAM, MPSK ve MASK	MQAM, MPSK ve MASK	MQAM, MPSK ve MASK
Haberleşme kanalı	AWGN kanallar	AWGN kanallar	AWGN kanallar	AWGN kanallar Frekans düz sönümlemeli kanallar	AWGN kanallar Frekans seçici sönümlemeli kanallar

Öznelik esaslı tanımlama yaklaşımlarında karar verme için kullanılan sınıflama işleminde, hiyerarşik karar ağacı yapısı [79], yapay sinir ağları [69], destek vektör makineleri [91] ve K-En yakın komşuluk [90] gibi sınıflandırıcılar kullanılmaktadır.



Şekil 1.2. Sayısal haberleşme sistem model

Bu çalışmada hedeflenen, verici hakkında en az bilgiye sahip olarak veya hiçbir bilgi sahibi olmadan sadece alınan örneklenmiş işareti kullanarak verici işaretine ait özellikleri tespit edip kendini yeniden yapılandırarak haberleşme yapabilen işbirlikçi olmayan sistemleri inceleyebilmek ve yeni bir işbirlikçi olmayan haberleşme sistemi yapısı önerebilmektir.

Bundan dolayı yapılan çalışmanın amacı ise bu sistemlerde bilinmesi önem arz eden bilgilerden olan simge hızı ve modülasyon türü bilgilerinin elde edilmesinde ortaya çıkan problemleri belirlemek ve yeni yöntemler önererek, literatürde bulunan çalışmalarla belirlenen problemler gölgesinde hesaplama karmaşıklığı ve başarımlarını karşılaştırmalı olarak incelemektir.

Bu çalışmayla beraber literatüre yapılan katkılar şu şekilde sıralanabilir.

- Simge hızı kestirimi için önerilen yöntemle, diğer yöntemlere göre düşük SNR seviyelerinde elde edilen avantajlar,
- Simge hızı kestiriminde filtrelemenin getirdiği avantaj,
- Yüksek örnekleme oranıyla elde edilen kazancın simge hızı kestirimine olan katkısı,

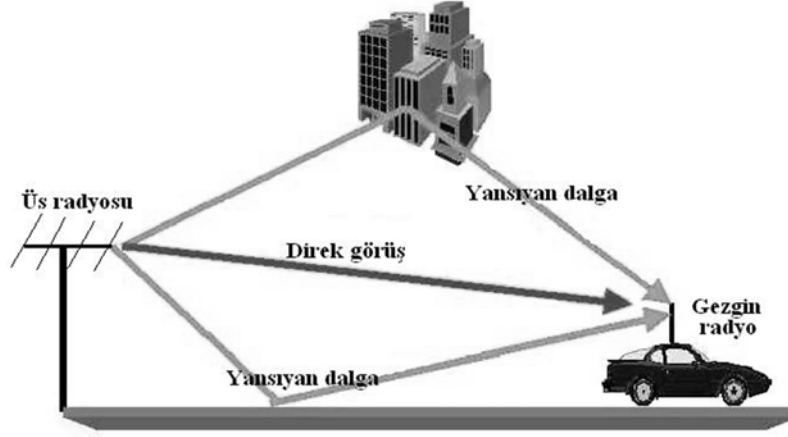
- Doppler frekansının etkisinin simge hızı kestirim başarımına olan katkısı ve incelenmesi,
- Önerilen özniteliğin MQAM modüleli işaretlerin sınıflandırılmasında sınıflama doğruluğuna olan katkısı,
- Taşıyıcı frekans kaymasının modülasyon sınıflama işleminde problemden avantaja nasıl çevrildiği ile ilgili çalışmalardır.
- Kör simge hızı kestirimlerinde yapılan hata oranlarının modülasyon sınıflandırmada problem oluşturmayacak kadar küçük olabildiğidir.

1.2. Gezgin Radyo İletişim Kanalı Ve Kanal Modeli

1.2.1. Çok Yollu Yayılım

İletim ortamının özelliklerine bağlı olarak, gönderilen işaretin iki veya daha fazla kopyası alıcıya farklı zamanlarda ulaşırlar. Dolayısıyla, iletim ortamında aynı anda birden çok simgeye ait işaret bulunur ve bu işaretler alıcıya aynı anda ulaşırlar. Aynı simgeye ait işaretlerin farklı yollardan, farklı gecikmelerle ve farklı fazlara sahip olarak alıcıya ulaşmaları “çok yollu yayılım” olarak adlandırılır. Alıcıdaki işaret, bu işaretlerin toplamından oluştuğu için, genliği ve fazında büyük değişimler olan bir işaret olmaktadır [47].

Gezgin radyo iletişim kanalları genellikle fiziksel ya da istatistiksel olarak modellenmektedir. Fiziksel modellerle analiz oldukça karmaşıktır. Bunun yerine analizi daha kolay olan istatistiksel modeller kullanılmaktadır. Bu istatistiksel modellerden alıcı ile verici arasında direk görüşün olmadığı durum, Rayleigh dağılımlı olarak modellenir ve bu modele Rayleigh kanal modeli, direk görüşün olduğu durumsa Ricean dağılımlı olarak modellenir ki bu modele de Ricean kanal modeli adı verilir. Ricean kanalda alıcıya çok yollu ortamdan geçerek ulaşan işaretlerden biri, alıcı anteniyle verici anteni arasında direk görüşün olmasından dolayı diğerlerine göre daha baskındır. Oysa kentsel bölgelerde yoğun yapılaşmadan dolayı alıcı ve vericinin birbirini görmesi taşınabilir ve gezgin radyo cihazları söz konusu olduğunda pek mümkün değildir. Bu yüzden Rayleigh kanal modeli kablosuz haberleşme kanallarını modellemede daha sık kullanılmaktadır.

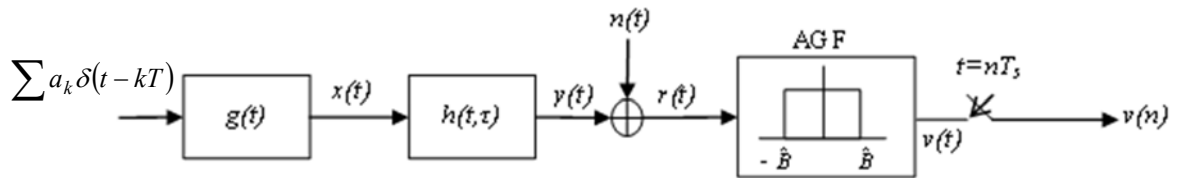


Şekil 1.3. Gezgin radyo iletişim kanalında çok yolluluk

Dar bantlı (frekans seçmesiz) iletimin yapıldığı kanal, zayıflamayı ya da kanalın kazancını temsil eden tek bir karmaşık sayı ve toplanır gürültü bileşeni ile modellenmektedir. Bu karmaşık sayı da Rayleigh veya Ricean modeliyle hesaplanabilir. Frekans seçici kanalda vericiden iletilen işaretin kanalın zamandaki yayma özelliğiyle katlanması gerekir. Yani frekans seçici kanal bir doğrusal süzgeç kanal olarak görülebilir. Bu süzgecin, birer karmaşık sayı olan katsayıları da Rayleigh veya Ricean modeliyle hesaplanabilir.

Çok-yollu sönümlenmeli kanallar, giriş ve çıkışı hem zaman düzleminde hemde frekans düzleminde tanımlı zamanla değişen doğrusal filtrelerdir.

Genel çok yollu kanal modeli ilk Turin [48] tarafından oluşturulmuştur. Turin çok yollu kanaldaki gecikmeyi eşit parçalara bölmüş ve her bir parçada gelen elektromanyetik ışınları toplayıp tek bir ışın olarak kabul etmiştir. Böylece kanalı bir dallı gecikme hattı (tapped delay line, TDL) süzgeç olarak modellemiştir. Birçok çalışma Turin'in kanal modelini kullanmaktadır. Turin'in modellediği kanalın birim vuruş tepkisi (1.2) ile ifade edilmektedir.



Şekil 1.4. Çok-yollu sönümlenmeli kanal için bir haberleşme sistemi

Frekans seçici kanalların alıcıda, gönderilen işarete $x(t)$ olan etkisi (1.1) ile gösterilmekte ve zamanla değişen karmaşık kanalın dürtü yanıtı (impulse response) (1.2) ile ifade edilmektedir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(t,\tau)d\tau = x(t)*h(t) \quad (1.1)$$

$$h(t,\tau) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k(t)\delta(t-\tau_k)e^{i\theta_k} \quad (1.2)$$

Burada $h_k(t)$, τ_k ve θ_k kanal dallarıyla ilişkili karmaşık zayıflamayı, yol gecikmesini ve fazı temsil etmektedir. Kanalın $h(t,\tau)$ dürtü yanıtı, $t-\tau$ anında uygulanan giriş dürtüsüne göre t anında çok-yollu sönümlenmeli kanalın çıkışını göstermektedir.

Kanalın dürtü yanıtının zamanda yayılması τ_l , gönderilen işaretin zamanda ne kadar yayıldığını göstermesi açısından önemlidir. Bu parametre, en büyük gecikme ile en küçük gecikme arasındaki fark olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\tau_l = \max(\tau_n) - \min(\tau_n) \quad (1.3)$$

Kanalın dürtü yanıtının uzunluğu “maksimum gecikme aşımı” (maksimum excess delay) ile aynı anlamda kullanılmaktadır. Kanalın güç gecikme profili için maksimum gecikme aşımı (X dB), gecikmeli alınan çok yollu işaret bileşenlerinin enerji seviyesinin maksimum enerji seviyesinden X dB aşağı düştüğü süre olarak da tanımlanmaktadır [47].

Kanalın ortalama gecikme aşımı güç gecikme profilinin birinci momentidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır [47]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.4)$$

Etkin gecikme yayılması τ_{rms} ise güç gecikme profilinin ikinci merkezi momentinin kareköküdür ve aşağıdaki gibi tanımlanır [47]:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (1.5)$$

burada,

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.6)$$

1.2.2. Evreyuymlu Bantgenişliği (Coherence Bandwidth)

Evreyuymlu bantgenişliği, kanalın frekans tepkesinin genliğinin ne kadar sabit ve evresinin ne kadar doğrusal kaldığının bir ölçüsüdür. Yani, eğer kanal gönderilen işarettaki bütün frekans bileşenlerini aynı kazanç ve doğrusal evreyle geçiriyorsa, gönderilen işaret kanalın evreyuymlu bantgenişliği içerisinde denilebilir. Böyle bir durumda, simgeler arası girişim meydana gelmeyeceği için, kanal denkleştirici kullanılmadan iletişim yapılabilir demektir. Evreyuymlu bantgenişliği ile etkin gecikme yayılması arasında sıkı bir ilişki vardır. Frekans ilintisinin %90'ın üzerinde olduğu evreyuymlu bantgenişliği

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (1.7)$$

olarak verilmektedir. Frekans ilintisi %50 olan evreyuymlu bantgenişliği ise aşağıdaki denklem ile verilir [47]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (1.8)$$

Kanal hakkında önemli bilgiler veren iki parametre daha vardır. Bunlar Doppler yayılması (Doppler spread) B_D ve evreyuymlu süresi (coherence time) T_C 'dir. Özellikle verici ile alıcı arasındaki bağıl hareketten dolayı veya ortamdaki diğer cisimlerin hareketinden dolayı kanalda meydana gelecek zamana bağlı değişimler açısından bu

parametreler oldukça önemlidir. Doppler kaymasından dolayı işaretin spektrumu, tek taşıyıcı sistem için, $f_c - f_d$ ile $f_c + f_d$ arasında olmak üzere genişlemektedir. Doppler yayılması

$$B_D = f_c + f_d - (f_c - f_d) = 2f_d \quad (1.9)$$

olarak hesaplanabilir. Eğer tabanbant işaretin bantgenişliği Doppler yayılması B_D 'den daha büyükse, alıcıda Doppler yayılması gözardı edilebilir ve bu kanal yavaş sönmülmeli kanal olarak adlandırılır [47].

Evreyumlu süresi T_C ise, kanalın vuruş tepkesinin değişmez olarak kabul edilebildiği süreyi göstermektedir. Bu süre içerisinde alınan işaretlerin genlik ilintisi oldukça yüksektir. Evreyumlu süresi doğrudan Doppler kayması ile ilişkilidir. En büyük Doppler kayması $f_{d\max}$ olmak üzere

$$T_C \approx \frac{1}{f_{d\max}} \quad (1.10)$$

ile verilir. Eğer zaman ilinti fonksiyonunun 0.5'in üzerinde olması istenirse

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_{d\max}} \quad (1.11)$$

olarak tanımlanır. Bu iki tanımlamadan birincisinde, Rayleigh sönmülmeli durumunda işaret seviyesinde ani iniş ve çıkışlar olurken, ikincisinde ise aşırı sınırlama vardır. Bu nedenle, uygulamada evreyumlu süresi belirlenirken bu iki değer geometrik ortalaması kullanılmaktadır [47]:

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{d\max}^2}} = \frac{0.423}{f_{d\max}} \quad (1.12)$$

Evreyumlu süresinden daha büyük aralıklarla alınan işaretlerin kanal tarafından çok farklı şekillerde bozulmaya uğratılacağını göstermesi açısından oldukça önemli bir

parametredir. Bu yüzden simge periyodunun kanalın evreuyumlu süresinden daha kısa olması gerekir.

Gönderilen işaretin bantgenişliği ve simge periyodu gibi parametreleri ile kanalın etkin gecikme yayılması ve Doppler yayılması gibi parametreleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak, kanaldan gönderilen farklı işaretler farklı sönümlenmelere uğrayacaklardır. Gecikme yayılması frekans seçici sönümlenmeye neden olurken, Doppler yayılması zaman seçici sönümlenmeye neden olur.

1.2.3. Doppler Kayması

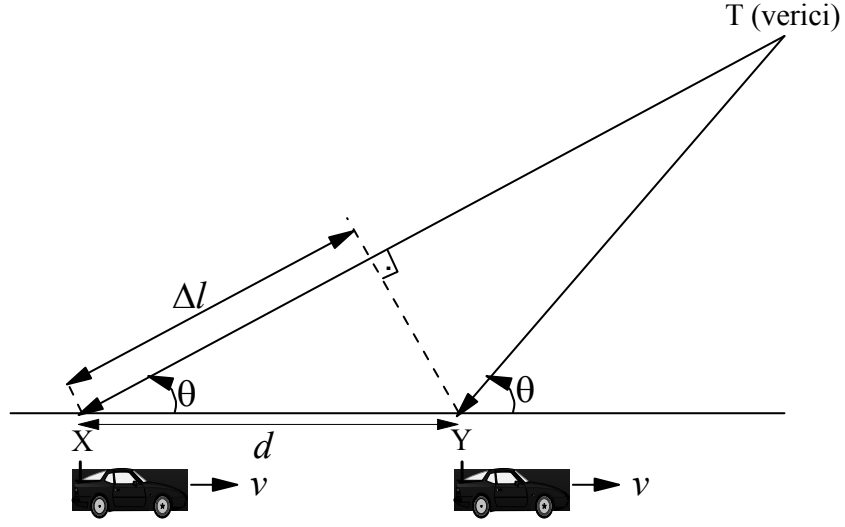
Verici ile alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin birden birbirine göre bağlı hareketi sonucunda alınan işaretin frekansında hıza, işaretin dalga boyuna ve alıcıya geliş açısına bağlı olarak meydana gelen kaymaya “Doppler kayması”, kayma miktarına da “Doppler frekansı” denir [47]. Alıcının vericiden uzaklaşması veya yaklaşmasına bağlı olarak Doppler kayması negatif veya pozitif olabilir. Şekil 1.5’te görülen aracın sabit v hızıyla X noktasından Y noktasına doğru hareket ettiği varsayalım. X ve Y noktaları arasındaki mesafe d ile gösterilsin. Vericinin bulunduğu nokta ile araç arasındaki uzaklığın d 'ye göre çok büyük olduğu düşünülürse, X ve Y noktalarında işaretin araca geliş açısının aynı olduğu kabul edilebilir.

X noktasında alıcıya ulaşan işaret ile Y noktasında alıcıya ulaşan işaretlerin aldıkları yollar arasındaki fark

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (1.13)$$

olacaktır. Burada Δt aracın X noktasından Y noktasına varması için gerekli olan süreyi, θ ise işaretin alıcıya geliş açısını göstermektedir. Bu iki noktada alınan işaretin fazındaki değişim $\Delta \varphi$ ise,

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (1.14)$$



Şekil 1.5. Doppler kaymasının meydana gelişi [47]

Buna bağı olarak Doppler kayması f_d

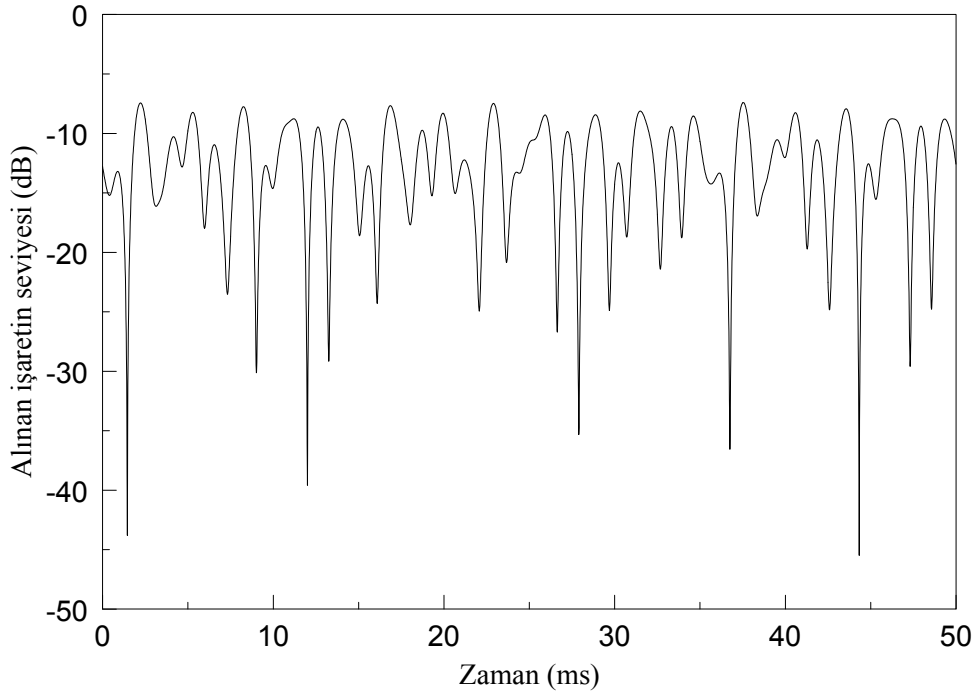
$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (1.15)$$

olarak elde edilir. İşaretin alıcıya 90° 'lik açı ile gelmesi durumunda Doppler kayması en küçük değerine ulaşırken ($f_d = 0$ Hz), açının 0° olması halinde ise maksimum Doppler frekansı oluşur. Bu durumda

$$f_{d\max} = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.16)$$

olur. Burada c ışık hızını, f_c ise taşıyıcı frekansını göstermektedir.

Şekil 1.6'da, kanalın Rayleigh olduğu durumda, taşıyıcı frekansı $f_c = 5.2$ GHz iken, 100 km/saat sabit hız ile hareket etmekte olan bir alıcıda (bu durumda maksimum Doppler frekansı 481 Hz olmaktadır), alınan işaretin zarfının zamana göre değişimi verilmektedir.



Şekil 1.6. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi

Şekil 1.6'dan da görüldüğü gibi alınan işaretin zarfında alıcının hızına bağlı olarak inişler ve çıkışlar meydana gelmektedir. İşaretteki bu tür bozulmalar “hızlı sönümlenme” (fast fading) olarak adlandırılır. Bazı anlarda işaretin 40 dB'den daha fazla zayıfladığı görülmektedir. Bulunulan ortamın coğrafik yapısına bağlı olarak meydana gelen bozulma (genelde gölgeleme etkisi ile ortaya çıkar) ise “yavaş sönümlenme” (slow fading) olarak adlandırılır. Tablo 1.2'de sabit hızla hareket eden bir alıcıda çeşitli hız ve taşıyıcı frekanslarında meydana gelecek maksimum Doppler frekansı değerleri [Hz] olarak verilmektedir.

Tablo 1.2. Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri

		Taşıyıcı frekansı, MHz			
		900	1800	2400	5200
Araç hızı	5	4.166	8.333	11.111	24.074
	20	16.666	33.333	44.444	96.296
	50	41.666	83.333	111.111	240.740
	100	83.333	166.666	222.222	481.481
	150	125.000	250.000	333.333	722.222
	200	166.666	333.333	444.444	962.962
	300	250.000	500.000	666.666	1444.444
	400	333.333	666.666	888.888	1925.925
	500	416.666	833.333	1111.111	2407.407

1.2.4. Bant-Sınırlı İşaret Kanal Modeli

Çok-yollu sönümlenmeli kanal için bir haberleşme sistemi şekil 1.4'de gösterilmektedir. Burada gönderilen işaret $x(t)$,

$$x(t) = \sum_{i=0}^{\lfloor t/T \rfloor} a_i g(t - iT) \quad (1.17)$$

burada $\{a_i\}_{i=0}^I$ bağımsız özdeşçe ayrılmış sembolleri, T sembol süresini ve $g(t)$ darbe biçimlendiriciyi ve $\lfloor \square \rfloor$ işlemi aşağıya yuvarlama fonksiyonunu göstermektedir. Alınan dalga biçimi [49],

$$r(t) = y(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.18)$$

Alıcıda alçak geçiren filtrenin (AGF) çıkışında elde edilen bant sınırlı işaret,

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \sum_l x(t - l\hat{T}_s) \text{sinc}\left(\frac{\tau - l\hat{T}_s}{\hat{T}_s}\right) d\tau + \eta(t) \quad (1.19)$$

$$v(t) = \sum_l h_l(t) x(t - l\hat{T}_s) + \eta(t) \quad (1.20)$$

burada $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$, $\hat{T}_s = \frac{1}{2\hat{B}} \leq \frac{1}{2B}$ örnekleme periyodu, B $x(t)$ işaretinin

bant genişliğini göstermektedir ve

$$h_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \text{sinc}\left(\frac{\tau - l\hat{T}_s}{\hat{T}_s}\right) d\tau \quad (1.21)$$

dir.

Çok-yollu sönümlenmeli kanalın evreuyumlu bant genişliği $\Delta f_c > 2B$ olduğu zaman, kanal frekans seçici olmayan (veya düz) sönümlenme (FDS) olarak adlandırılır ve $\Delta f_c < 2B$ olduğu zaman ise kanal frekans seçici sönümlenme (FSS) olarak adlandırılır.

Frekans seçici olmayan sönümlenmeli kanallar için kanal yayılımı $L = 0$ ve frekans seçici sönümlenmeli kanallar için $L = \left\lceil \frac{T_m}{\hat{T}_s} \right\rceil$, T_m kanalın çok-yollu yayılımı süresi. $\lceil \cdot \rceil$ işlemi

yukarı yuvarlama fonksiyonunu göstermektedir.

$$v(t) = \sum_{l=0}^L h_l(t) x(t - l\hat{T}_s) + \eta(t) \Rightarrow \begin{cases} \text{if } L = 0, & \text{FDS} \\ \text{if } L = \left\lceil \frac{T_m}{\hat{T}_s} \right\rceil, & \text{FSS} \end{cases} \quad (1.22)$$

1.2.5. Yüksek Oranlı Örneklenmiş (Oversampling) Ayrık İşaret Kanal Modeli

Eğer alıcıdaki ideal süzgecin bant genişliği $\hat{B} = B$ ve örnekleme periyodu $T_s \leq \frac{1}{2B}$

olarak seçilirse [50,51],

$$v(n) = v(t)|_{t=nT_s} = \sum_{l=0}^L h_l(nT_s) x(nT_s - l\hat{T}_s) + \eta(nT_s) \quad (1.23)$$

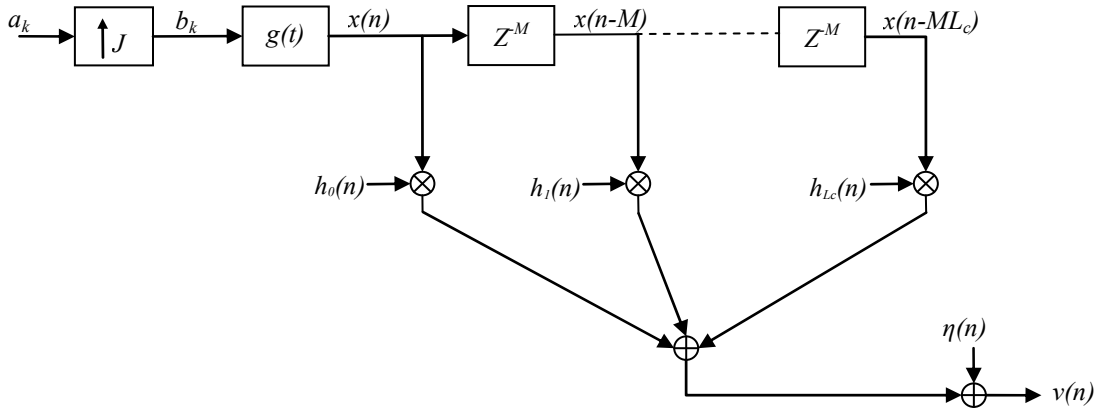
Nyquist örnekleme oranı için örnekleme oranı $\hat{T}_s = T_s = \frac{1}{2B}$ seçildiğinde (1.23)

denklemini tekrar şu şekilde yazılabilir,

$$v(n) = \sum_{l=0}^L h(l, n) x(n-l) + \eta(n) \quad (1.24)$$

buradaki $h(l, n) = h_l(n)$. Eğer alınan işaret bir M tamsayı çarpanı ile yüksek oranda örneklenirse $T_s = \frac{\hat{T}_s}{M}$ ve $\hat{T}_s = \frac{1}{2\hat{B}}$ olursa,

$$v(n) = \sum_{l=0}^L h(l, n) x(n - Ml) + \eta(n) \quad (1.25)$$



Şekil 1.7. Verici ve zamanla değişen kanalın yüksek oranlı ayırık modeli, yukarı örnekleme

Bir haberleşme sisteminin ayırık modeli şekil 1.7'de gösterilmektedir. Burada b_k ifadesi, $J = \frac{T}{T_s}$ bir çarpan ile a_k ifadesinin yukarı örneklenmiş şeklidir.

$$x(n) = \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{n}{M} \rfloor} a_i g(nT_s - iMT_s) \quad (1.26)$$

$$x(n) = \sum_{i=0}^n b_i g((n-i)T_s) = b(n) * g(n) \quad (1.27)$$

burada $g(n) = g(t)|_{t=nT_s}$ ve

$$b_n = b(t) = \begin{cases} a_{n/M} = a\left(\frac{n}{m}\right) & \frac{n}{m} \text{ bir tam sayı olduğu zaman} \\ 0 & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (1.28)$$

dır.

1.3. Darbe Biçimlendirici Filtreler

Haberleşme sistemlerinde, veri gönderimi için dikdörtgensel darbe biçimleri kullanıldığında, haberleşme kanalının bant sınırlı olmasından dolayı işaretin frekans spektrumunda meydana gelen sınırlama sonucunda oluşan zaman düzlemindeki yayılmalar, diğer darbe zaman aralıklarına geçmekte ve simgeler arası girişim (ISI) oluşmaktadır. Simgeler arası girişim etkisinin azaltılabilmesi ve kullanılan haberleşme bandı içerisinde haberleşebilmek için vericide özel bir çeşit alçak geçiren filtre kullanılmaktadır. Bu işleme, sembolün dikdörtgensel darbe biçimini değiştirdiğinden dolayı darbe biçimlendirme ve bu amaçla kullanılan filtreye de darbe biçimlendirme filtresi denilmektedir [54].

Darbe biçimlendirme filtresi kullanımıyla, verimli spektrum kullanımı ve simgeler arası girişim etkisinin azaltılması sağlanmış olunur. Sayısal haberleşme sistemlerinde en yaygın kullanılan darbe biçimlendirme filtreleri,

1. Yükseltilmiş kosinüs
2. Kare-kök yükseltilmiş kosinüs
3. Gaussian (GMSK)

Yükseltilmiş kosinüs ve kare-kök kosinüs tipi filtreler, bant genişliğini sınırlandırmada Gaussian filtresi kadar etkin olmasa da, çıkışlarında çok az semboller arası girişime neden olmaktadır. Buna karşılık Gaussian filtresi, belirli bir düzeyde semboller arası girişime neden olmasına karşılık, haberleşme bandının yan bant enerjisini keskin bir şekilde azalmaktadır. Uygulamalarda yükseltilmiş kosinüs ve Gaussian filtrelerine yer verilmektedir.

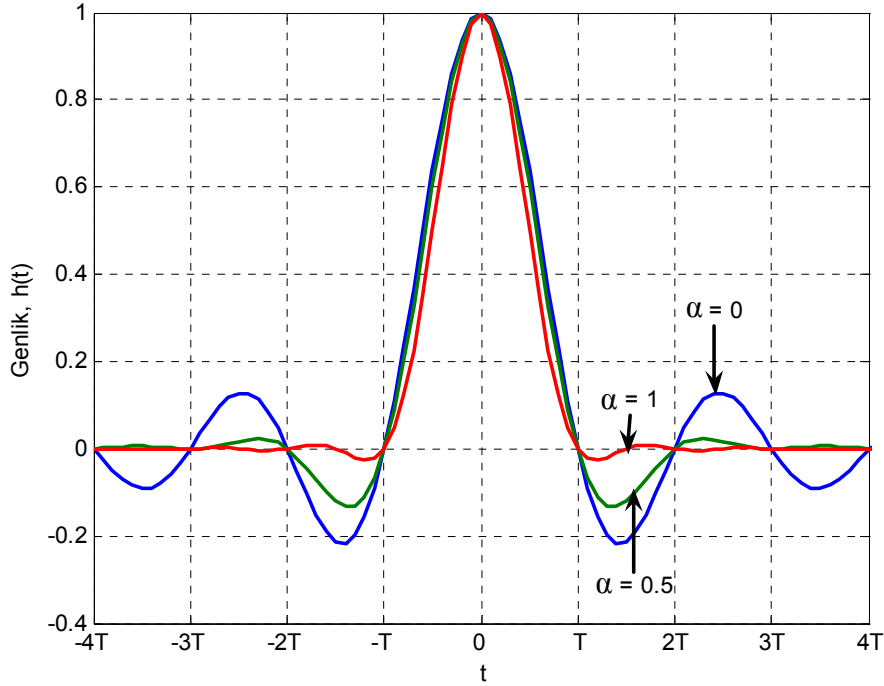
1.3.1. Yükseltilmiş Kosinüs Filtresi

Yükseltilmiş kosinüs filtresi, işaretin bant genişliğinin sınırlandırılması ve simgeler arası girişimin azaltılması noktasında dar bantlı sayısal haberleşme yapılarında, $\forall k \neq 0$ için $t = kT$ 'de $g(t) = 0$ olan Nyquist kriterine en uygun ve en çok kullanılan darbe biçimlendiricidir. Filtrenin transfer fonksiyonunun $H(f)$ tanımı [55],

$$H(f) = \begin{cases} T & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (1.29)$$

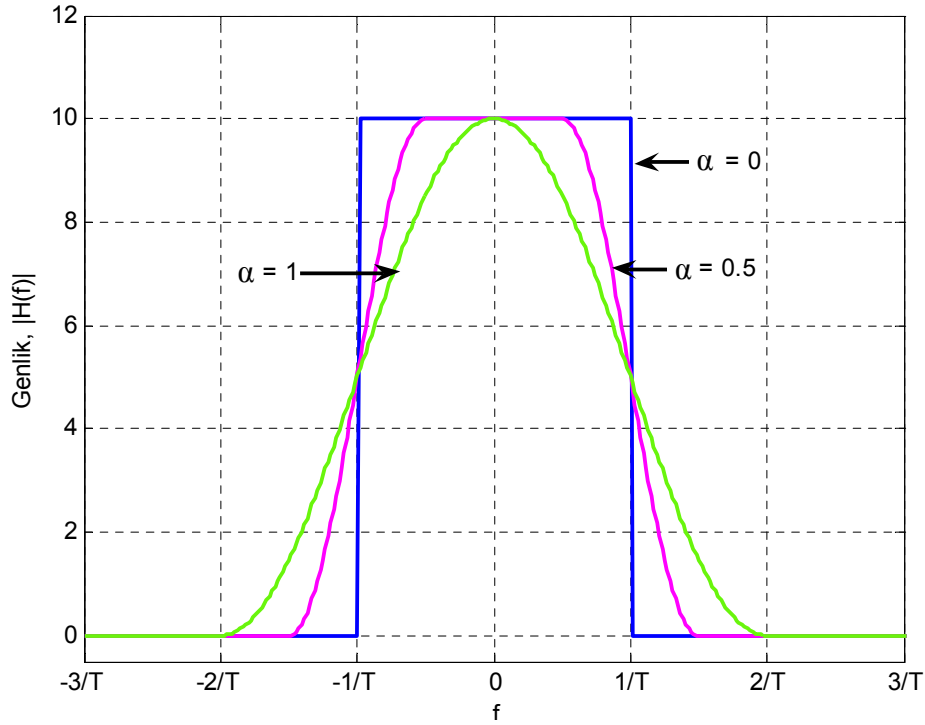
burada α azalma (roll-off) faktörü $0 \leq \alpha \leq 1$, T işaretin sembol oranıdır. Filtrenin birim dürtü yanıtı,

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}[H(f)] = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\alpha t}{T}\right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}} \quad (1.30)$$



Şekil 1.8. Farklı azalma faktörlerine göre yükseltilmiş kosinüs filtresinin birim dürtü yanıtı

Şekil 1.8’de, yükseltilmiş kosinüs fitresinin zaman yanıtı gösterilmektedir. Burada filtrenin zaman yanıtının, her simge oranında (T) sıfırlara sahip bir *sinc* fonksiyonu oldu görülmektedir. Alınan işaret mükemmel bir şekilde ($t=nT$) örneklendiği zaman, simgeler arası girimin etkisi hemen hemen sıfır yapılmış olunur. Şekil 1.8 ve şekil 1.9’dan, azalma faktörü (α) değerinin değiştirilmesiyle kullanılan filtrenin, simgeler arası girişim etkisiyle kullanılan bant genişliğine olan etkisi arasındaki ilişki kolaylıkla anlaşılabilir. Azalma faktörünün değeri sıfırdan bire doğru arttıkça, filtrenin geçirdiği bant genişliği artmakta fakat zaman düzlemindeki dalgalanmaların genlikleri azalmaktadır. Bu yüzden $\alpha=0$ için bant genişliğinin en etkin kullanımı mümkün iken buna karşın zaman düzlemi cevabında en belirgin dalgalanmalar oluşmaktadır.



Şekil 1.9. Farklı azalma faktörlerine göre yükseltilmiş kosinüs filtresinin frekans yanıtı

1.3.2. Gaussian Darbe Biçimlendirici Filtre

Darbe biçimlendiricilerde Nyquist kriterini sağlamayan teknikler kullanmak mümkündür. Bu teknikler içinde göze çarpanı, Minimum Kaydırmalı (MSK) modülasyonu ile birlikte kullanıldığı zaman etkin olan Gaussian darbe biçimlendirici filtredir. Bitişik sembol tepelerinde sıfır geçişlerine sahip ve tepesi kesik bir transfer fonksiyonu olan Nyquist tekniklerinden farklı olarak Gaussian filtre, sıfır geçişleri olmayan yumuşatılmış bir transfer fonksiyonuna sahiptir. Gaussian filtrenin transfer fonksiyonu, 3dB bant genişliğine bağlı olarak elde edilmektedir. Gaussian alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu [56],

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (1.31)$$

Burada α parametresi B (3dB bant genişliği) ile ilişkilidir,

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (1.32)$$

Burada α parametresi arttıkça Gaussian filtresinin spektrumunda işgal ettiği alan azalacak ama zamandaki yayılım artacaktır. Gaussian filtrenin birim dürtü yanıtı,

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (1.33)$$

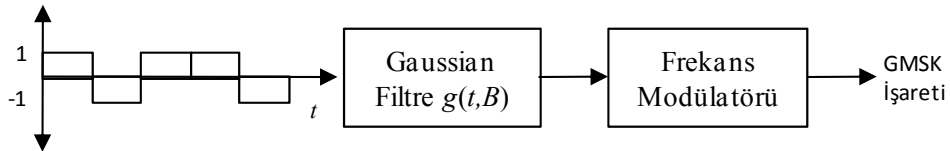
1.3.2.1. Gaussian Minimum Kaydırmalı Modülasyon (GMSK)

GMSK modülasyonu, sürekli faz modülasyonunun (CPM) özel bir biçimi ve minimum kaydırmalı modülasyondan türetilmiş ikili modülasyon yapısıdır. Sabit zarf modülasyon özelliği ve yüksek bant genişliği verimliliğinden dolayı haberleşmede geniş bir kullanım alanı bulunmaktadır. Özellikle karasal hareketli radyo haberleşme sistemleri için GSM ve DECT sistemlerinde kullanılan bir modülasyon türüdür [58].

GMSK modülasyonu, kabul edilebilir bir miktarda semboller arası girişimle (ISI) modüle edilmiş işaretin frekans düzlemindeki yan kulakçık etkilerini şekil 1.11'de görüldüğü gibi azaltarak bant kullanım verimliliği sağlamaktadır.

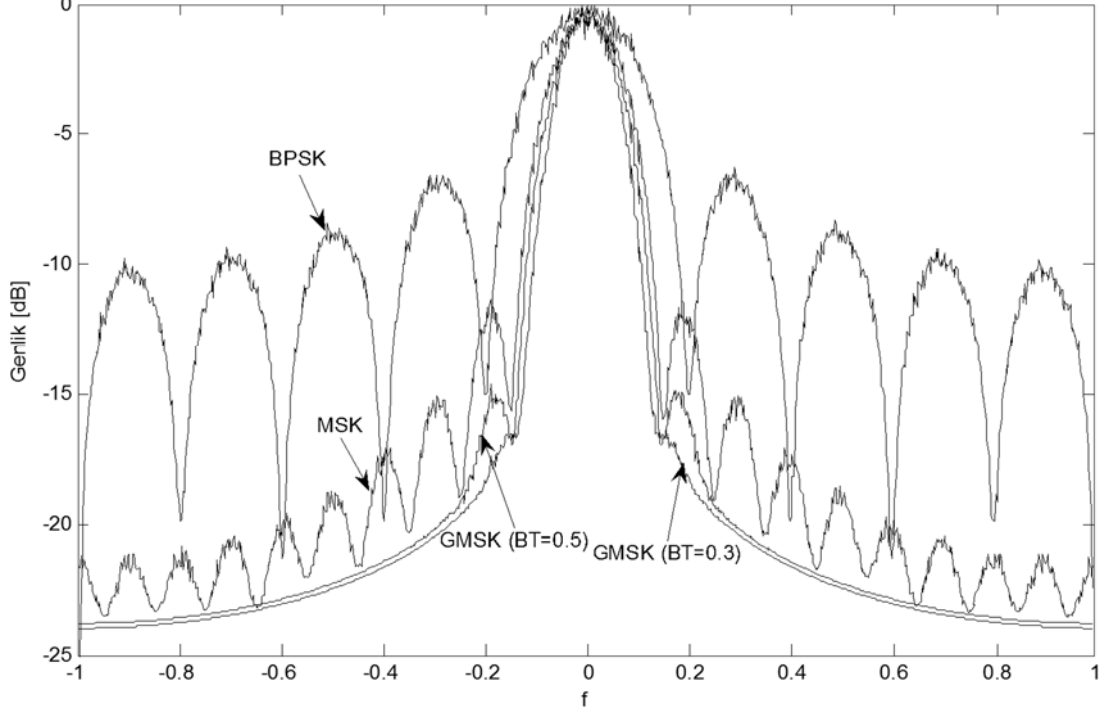
MSK modülasyonu, karedalga darbe biçimlendirici yerine yarım sinüs dalgasının kullanılması demektir. MSK modülasyonunda faz değişimi, bir işaretin periyodu T boyunca $\pm(\pi/2)$ sınırlı ve doğrusal bir değişim gösterir. MSK modülasyonun karedalga yerine kullanılan yarım sinüs dalgası yerine farklı dalga şekilleri kullanılabilir.

GMSK işareti oluşturulurken öncelikle bilgi bitleri bir Gaussian filtresinden geçirilir. Filtre çıkışındaki sinyal, filtre girişindeki her bir bit için darbe tepkelerinin toplamı şeklinde oluşturulur ve bu sinyal taşıyıcı frekansını modüle etmek için kullanılır. Şekil 1.10'da, bir GMSK modülatörünün blok yapısı gösterilmektedir.



Şekil 1.10. GMSK Modülatörü

Ön filtreleme işlemi için kullanılacak olan Gaussian darbesi (1.35) ile elde edilmektedir [55].



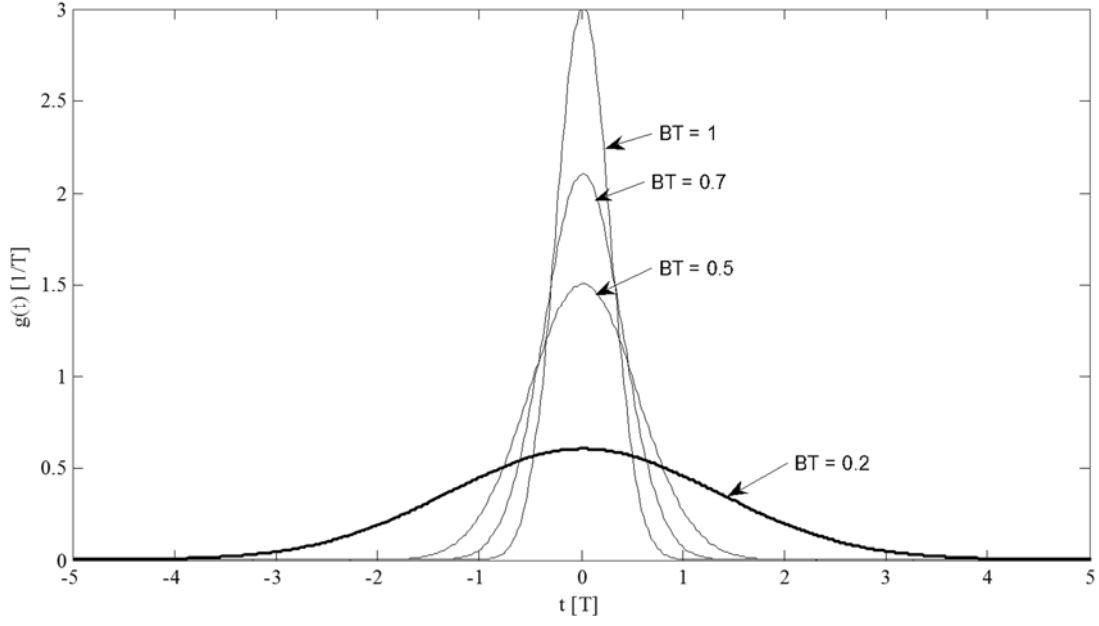
Şekil 1.11. BT=0.3 ve BT=0.5 değerleri için GMSK işaretinin güç spektrum yoğunluğunun BPSK ve MSK işaretleriyle karşılaştırılması

$$\hat{\beta} = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi B} \quad (1.34)$$

$$g(t) = \left\{ Q \left[\hat{\beta} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] - Q \left[\hat{\beta} \left(t + \frac{T}{2} \right) \right] \right\} \quad (1.35)$$

$$Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dt \quad (1.36)$$

Şekil 1.12'de farklı bant genişliği-sembol süresi çarpımı (BT) değerlerine karşılık gelen dalga biçimleri gösterilmektedir.



Şekil 1.12. Gaussian darbe biçiminin birim dürtü cevabı

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{n=0}^{\infty} a_n q(t - nT) \right] \quad (1.37)$$

(1.36) ifadesi, frekans modülatörünün içerisinde bulunan toplayıcı çıkışındaki işaretin faz darbesini göstermektedir. GMSK işareti (1.37) ifadesiyle elde edilmektedir. E_b bit enerjisi ve a_n ikili veri dizisidir.

1.4. Durağan (Stationary) Ve Çevrimsel Durağan (Cyclostationary) Süreçler

Haberleşmede, bilgi taşıyan verici işareti ve kanaldan dolayı oluşan bozucu etkiler, rastgele süreçler olarak modellendirilirler. Alıcıda, işaretlerden daha çok bu işaretlere ait olan istatistiksel özellikler bilinmektedir. Çünkü bilinen istatistiksel özelliklerden ve alıcıda gözlemlenen işaretlerden gönderilen bilgiler kestirilmektedir.

En basit rastgele süreçler durağan rastgele süreçlerdir. Durağan rastgele süreçlerin kabaca tanımı, istatistiksel özellikleri zamanla değişmeyen olarak ifade edilmektedir. Eklenen gürültü ve frekans seçici olmayan kanalların zayıflatma etkileri gibi bazı kanal bozulmaları durağan süreçler olarak düşünülebilir. Fakat gönderilen işaret bir durağan süreç olarak düşünülemez. Örneğin genlik modülasyonlu sinüzoidal bir taşıyıcının varyansı zamandan bağımsız değildir. Varyans, taşıyıcının sıfır geçiş anlarında sıfır ve sıfır geçiş

anlarının arasında orta noktada maksimum olur. İstatistiksel özellikleri zamanda periyodik değişim gösteren süreçlere çevrimsel durağan süreçler denir. Bu nedenle gönderilen bir işaret çevrimsel durağan süreç olarak modellenebilir [57].

1.4.1. Durağan Süreçler

Karmaşık değerli rastgele bir süreç $x(t)$, istatistiksel özellikleri gelişigüzel anlarda t_0 değişmiyor ise durağan süreç olarak adlandırılır. Başka bir ifade ile $x(t)$ ve $x(t-t_0)$ özdeş istatistiksel özelliklere sahiptir [38].

Durağan sürecin istatistiksel beklenti özelliği $E[x(t)]$ zaman değişkenine bağımlı değildir.

$$E[x(t)] = E[x(t+t_0)] \Big|_{t_0=t} = E[x(0)] \quad (1.38)$$

Ayrıca bir durağan sürecin özilinti fonksiyonu da zaman değişkenine bağımlı değildir.

$$R_x(t, \tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)] = E[x(t+t_0)x^*(t+t_0-\tau)] \Big|_{t_0=t} = E[x(0)x^*(\tau)] \quad (1.39)$$

1.4.2. Çevrimsel Durağan Süreçler

Periyodik doğal olaylardan elde edilen gözlemsel zaman serilerine çevrimsel durağan (cyclostationary) zaman serileri denilmektedir. Periyodik doğal olaylara örnek olarak, mühendislik ve bilimsel alanlarda ortaya çıkan rastgele veriler gösterilebilir. Örneğin, makineler için mekanik titreşim görüntüleme ve tanı işlemlerinde dişli, kayış, şaft ve piston gibi parçaların devirlerinden veya dönmelerinde dolayı ortaya çıkan periyodiklik veya astronomi biliminde güneşin, ayın, gezegenlerin, onlara bağlı uyduların ve dünyamızın dolanımından ortaya çıkan periyodiklik, haberleşmede, uzaktan ölçümlerde ve radarlarda örnekleme, tarama, modülasyon, çoklama ve kodlama işlemlerinden dolayı ortaya çıkan periyodiklik [53].

Geniş anlamda çevrimsel durağan kavramı, örneklenmiş işaretin özilinti fonksiyonunun ve ortalama değerinin zaman düzleminde periyodik değişim göstermesi

olarak tanımlanmaktadır. Birçok sayısal haberleşme işareti, işaretin içerisinde bulunan sembol periyodu, taşıyıcı frekansı veya herhangi bir diğer periyodik içerikten dolayı çevrimsel durağan özelliğine sahiptir.

$$E[x(t)] = E[x(t+mT)] \quad (1.40)$$

$$R_x(t, \tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)] = E[x(t+mT)x^*(t+mT-\tau)] \quad (1.41)$$

$$R_x(t, \tau) = R_x(t+mT, \tau)$$

(1.41)'de, özilinti fonksiyonunun T periyodu ile zamanda (t) periyodik olduğunu göstermektedir ($R_x(t, \tau)$ fonksiyonunun periyodikliği özilinti fonksiyonunun kaydırma τ parametresinden bağımsızdır). Bir haberleşme işaretinde, T parametresi taşıyıcı frekansı, sembol oranı ya da chip oranıyla ilişkilidir.

Eğer $x(t)$ işaretinin ayrık zamanlı şekli $x[n]$, işaretin simge oranında örneklenerek elde edilmiş ise $x[n]$ dizisi geniş anlamda durağandır. Halbuki $x[n]$ ayrık dizisi zamanda yüksek oranlı örnekleme ile (simge oranından daha yüksek bir oranla) yada uzayda yüksek oranlı örnekleme ile (çoklu anten dizileri) elde edilmiş ise çevrimsel durağandır.

Çevrimsel durağanlığın işaret işleme alanındaki öneminin artmasından dolayı uyarlanır filtre ve sistem tanımlama, periyodik işaretleri algılama ve çıkarma, işaret modelleme, kör kanal denkleştirme, spektrum algılama gibi uygulamalarda çevrimsel durağanlıktan faydalanılarak çözümler üretilmektedir. Ayrıca çevrimsel durağanlıktan sadece işaret işleme alanında değil haberleşme, anten dizi işleme, mekanik, okyanus coğrafyası, ekonomi, astronomi, uydu haberleşmesi, coğrafya, tıp, optik ve elektronik alanlarında da faydalanılmaktadır [25].

1.4.2.1. Doğrusal Modülasyonlu İşaretlerin Çevrimsel Durağanlığı

(1.3) ile ifade edilen bant sınırlı doğrusal modüle edilmiş işaretlerin istatistiksel beklenti özelliği $E\{x(t)\}$ ifadesi,

$$R_a(m) = E[a_n a_{n+m}^*] \quad (1.42)$$

$$\begin{aligned}
E\{x(t+T)\} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{a_n\}g(t-nT+T) \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{a_n\}g(t-(n-1)T) \\
&= E\{x(t)\}
\end{aligned} \tag{1.43}$$

olarak elde edilmektedir. Bant sınırlı doğrusal modüle edilmiş işaretlerin özilinti fonksiyonunun ifadesi,

$$R_x(t, \tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{a_n a_m^*\} g(t-nT) g^*(t-\tau-mT) \tag{1.44}$$

burada $g(t)$ darbe biçimlendirici ve a_n (1.42) ile ifade edilen özilinti fonksiyonlu geniş anlamda durağan bir dizidir. (1.44) ifadesi, (1.42) ile ifade edildiğinde,

$$\begin{aligned}
R_x(t, \tau) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(n-m) g(t-nT) g^*(t-\tau-mT) \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-nT) g^*(t-\tau-mT)
\end{aligned} \tag{1.45}$$

ve

$$\begin{aligned}
R_x(t+T, \tau) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-nT+T) g^*(t-\tau-mT+T) \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-(n-1)T) g^*(t-\tau-(m-1)T)
\end{aligned} \tag{1.46}$$

(1.45) ve (1.46) ifadelerindeki durum incelendiğinde, a_n dizisinin özilinti fonksiyonu durağan ama darbe biçimlendiricinin T periyotlarında aynı değerleri alması yani $g(t-nT) = g(t-(n-1)T)$ olması (1.46) ifadesinin,

$$\begin{aligned}
R_x(t+T, \tau) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-(n-1)T) g^*(t-\tau-(m-1)T) \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-nT+T) g^*(t-\tau-mT+T) \\
&= R_x(t, \tau)
\end{aligned} \tag{1.47}$$

olduğu manasına gelmektedir.

(1.43) ve (1.47) ifadelerinden görülmektedir ki, $x(t)$ işaretinin hem özilinti hem de ortalama fonksiyonları T periyodu ile periyodiktir. Bu nedenle doğrusal modüle edilmiş işaretler çevrimsel durağan bir süreçtirler.

1.4.2.2. Çevrimsel İlinti

Çevrimsel durağan bir işaretin $x(t)$ zamanla değişen özilinti fonksiyonu $R_x(t, \tau)$, zamana t göre Fourier serisiyle ifade edilebilir,

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\beta} R_x^{\beta}(\tau) e^{j2\pi\beta t} \tag{1.48}$$

burada $R_x^{\beta}(\tau)$, τ ve β iki değişkenin bir fonksiyonu olan çevrimsel ilinti fonksiyonu ve β temel frekansın tam katlarına karşılık çevrimsel frekansdır.

$$R_x^{\beta}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\beta t} dt \tag{1.49}$$

Tek bir periyodiklik sergileyen bir süreç için, β 'nın değer kümesi temel frekansın harmoniklerine karşılık gelen tam katları kümesidir. $\beta=0$ için Fourier serisi katsayı $R_x^0(\tau)$ işaretin zamanda ortalaması alınmış özilinti fonksiyonuna $R_x(\tau)$ eşittir. Bu nedenden dolayı,

Eğer bütün $\beta \neq 0$ için $R_x^{\beta}(\tau) = 0$ durumunda $x(t)$ işareti durağandır denilir.

Eğer sadece $\beta = \text{tamsayı}/T$ için (T periyot süresi) $R_x^\beta(\tau) \neq 0$ durumunda $x(t)$ işareti ikinci dereceden çevrimsel durağandır denilir.

Eğer $(1/T)$ temel frekansın tam katı olmayan β değerleri için $R_x^\beta(\tau) \neq 0$ durumunda $x(t)$ işareti çevrimsel durağanlık sergiliyor denilir [41].

Ayrıca çevrimsel durağan yoğunluk fonksiyonu,

$$S_x^\beta(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\beta(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.50)$$

$\beta=0$ için (1.50) ifadesi bilinen güç spektrum yoğunluk fonksiyonuna dönüşmektedir.

Fakat $\beta \neq 0$ için $S_x^\beta(f)$, $f - \frac{\beta}{2}$ ve $f + \frac{\beta}{2}$ frekanslarında spektral bileşenler arasındaki özilinti yoğunluğu olarak düşünülebilir.

Çevrimsel spektral fonksiyonuyla, aynı güç spektral yoğunluklara sahip ama farklı çevrimsel spektrumlara sahip farklı modülasyonlu işaretler, durağan gürültü, ve çevrimsel ilintiye sahip olmayan girişimler içerisinde ilgilenilen işaret ayrılabilir. Bu nedenle çevrimsel ilinti fonksiyonu, farklı modülasyon türlerini sınıflamada ve farklı işaret parametrelerinin çıkartılmasında kullanılmaktadır.

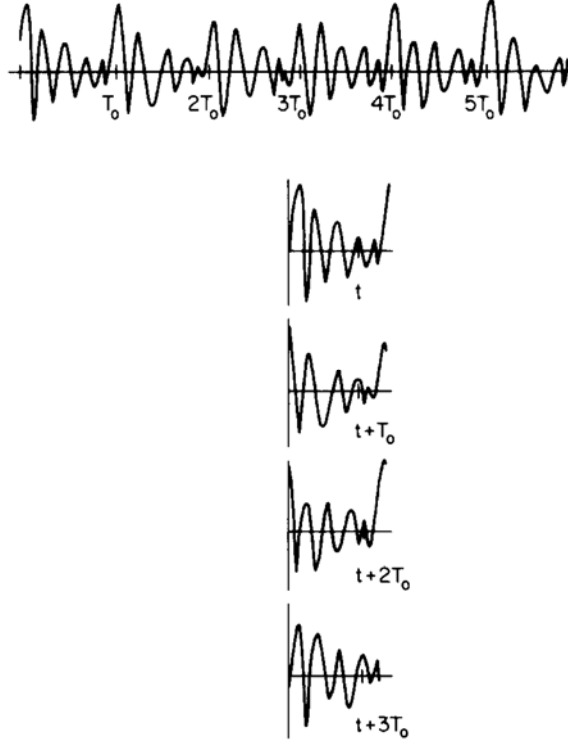
Sayısal modülasyonlu işaretlerde önemli parametrelerden birisi simge hızı parametresidir. Kestirilen simge hızı veya oranı sayısal modülasyonun varlığı ve ilgilenilen işaretin bant genişliği hakkında bilgi vermektedir. Bu nedenle simge hızı kestirimi sayısal modülasyon tanımlama sistemlerinde önemli bir rol oynamaktadır. Ayrıca sayısal modülasyonlu işaretin çevrimsel durağanlık özelliği simge hızı kestiriminde kullanılabilinmektedir [59].

1.4.2.3. Periyodik Özilinti

Rastgele bir veri kümesi gizli periyodikliğe sahip ise, senkronize ortalama tekniği ya da süperpoze dönem analizi adı verilen istatistiksel yöntem yardımıyla veri dizisinden periyodiklik çıkartılabilir [53]. Bu yöntem şekil 1.13'de grafiksel olarak gösterilmektedir. Veri içerisinde gizli olan T_0 periyodu biliniyor ise veri, T_0 uzunluklu bölümlere bölünür ve yatay olarak ayrılmış bölümler şekil 1.13'de gösterildiği gibi dikey

olarak üst üste toplanabilecek şekilde yerleştirilir. Sonra bir periyot içerisindeki her bir nokta için, dikey bir çizgi boyunca kesişen $t, t \pm T_0, t \pm 2T_0, t \pm 3T_0, \dots, t \pm NT_0$ noktadaki örnekler toplanır ve istenmeyen rastgele etkilerin azaltılması için ortalama alınır. $T = (2N+1)T_0$ uzunluklu zamanla değişen ortalama fonksiyonu (1.51) ile ifade edilmektedir.

$$M_x(t) = \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N x(t+nT_0) \quad (1.51)$$



Şekil 1.13. Süperpoze dönem analizi [53]

İkinci dereceden periyodiklik içeren ama birinci dereceden periyodiklik içermeyen bir veri kümesi $x(t)$ için, senkronize ortalama tekniği uygulandığı zaman işarete ait periyodik özilinti fonksiyonu

$$R_x(t, \tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N x(t+nT_0)x^*(t+nT_0-\tau) \quad (1.52)$$

olarak ifade edilmektedir [53].

1.5. Çevrimsel İlinti Esaslı Simge Hızı Kestirim Yöntemleri

1.5.1. Klasik Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem

Bazı uygulamalarda, alınan işarete ait bilinmeyen parametrelerin kestirimi, gönderilen sembollerin ne olduğu bilinmeden tamamen bilinmezlikler içerisinde sadece gelen işaretten elde edilmek zorundadır. Alıcıda, alınan işaret yüksek oranlarla örneklenmesiyle örneklenmiş işaret çevrimsel durağanlık özelliğine sahip olmaktadır. Çevrimsel durağan olan bir işarete ait çevrimsel ilinti katsayılarından faydalanılarak çevrimsel frekans düzleminde simge hızına karşılık gelen bir spektral çizgi oluşmaktadır. Çevrimsel ilinti esaslı yöntem, çevrimsel frekans düzleminde en büyük spektral çizgiyi bularak karşılık gelen çevrimsel frekansı kestirmekle simge hızı kestirimi yapmaktadır.

Alınan işaretin $v(t)$ bant genişliğinin $[-(1+\rho)/(2T_s), (1+\rho)/(2T_s)]$ aralığında olduğu kabul edilmektedir. Buradaki ρ parametresi artık bant genişliğini (excess bandwidth) temsil etmekte ve $(0,1]$ arasında değişmektedir. Sürekli zamanlı alınan analog işaretin örneklenmiş hali $v(n) = v(nT_s)$ çevrimsel durağandır ve sahip olduğu çevrimsel frekanslar simge hızının tam katlarıdır. Simge hızına karşılık gelen çevrimsel frekans β_0 parametresi (1.53)'de olduğu gibi ifade edilmektedir[29].

$$\beta_0 = \frac{T_s}{T} \quad (1.53)$$

Alınan işaretin $v(n)$ özilinti katsayılarının çevrimsel ilinti katsayılarından elde edilmesi için,

$$R_v(n, \tau) = \sum_{k=-1}^1 R_v^{(k\beta_0)}(\tau) e^{j2\pi k\beta_0 n} \quad (1.54)$$

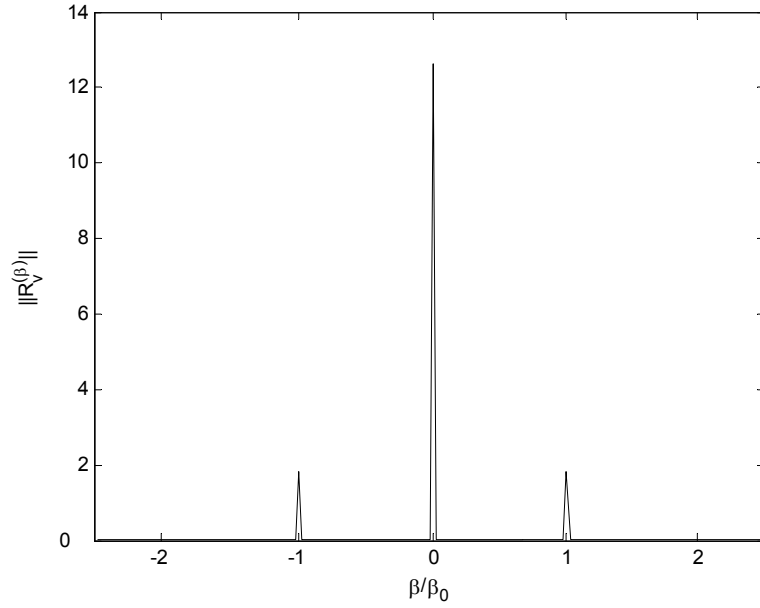
İfadesi kullanılmaktadır. Burada $v(n)$ işaretinin $k\alpha_0$ çevrimsel frekanslarına ve τ gecikmesine karşılık gelen çevrimsel ilinti katsayılarını $R_v^{(k\beta_0)}(\tau)$ ifade etmektedir. Özilinti katsayılarının vektörel gösterimi,

$$R_v(n) = [R_v(n, -Y), \dots, R_v(n, Y)]^T \quad (1.55)$$

burada T tranpoze anlamına gelmektedir. $R_v(n)$ vektörü $2Y + 1$ boyutuna sahiptir. (1.54) ifadesinin vektörsel gösterimi,

$$R_v(n) = \sum_{k=-1}^1 R_v^{(k\beta_0)} e^{j2\pi k\beta_0 n} \quad (1.56)$$

$R_v^{(\beta)} = [R_v^{(\beta)}(-Y), \dots, R_v^{(\beta)}(Y)]^T$ vektörü $(2Y+1) \times 1$ boyutlara sahiptir. Her bir τ için β parametresinin β_0 , 0 ve $-\beta_0$ değerlerinden farklı değerler için $R_v^{(\beta)}(\tau) = 0$ olmaktadır. Bu nedenle $\beta \neq -\beta_0, 0, \beta_0$ olduğunda şekil 1.22'de gösterildiği gibi $R_v^{(\beta)} = 0$ olmaktadır.



Şekil 1.14. $R_v^{(\beta)}$ değerlerinin β parametresine göre değişimi

M adet örneğe sahip olan $v(n)$ işaretinin simge hızı kestiriminde kullanılan $R_v^{(\beta)}(\tau)$ fonksiyonunun gözlemsel kestirimi için

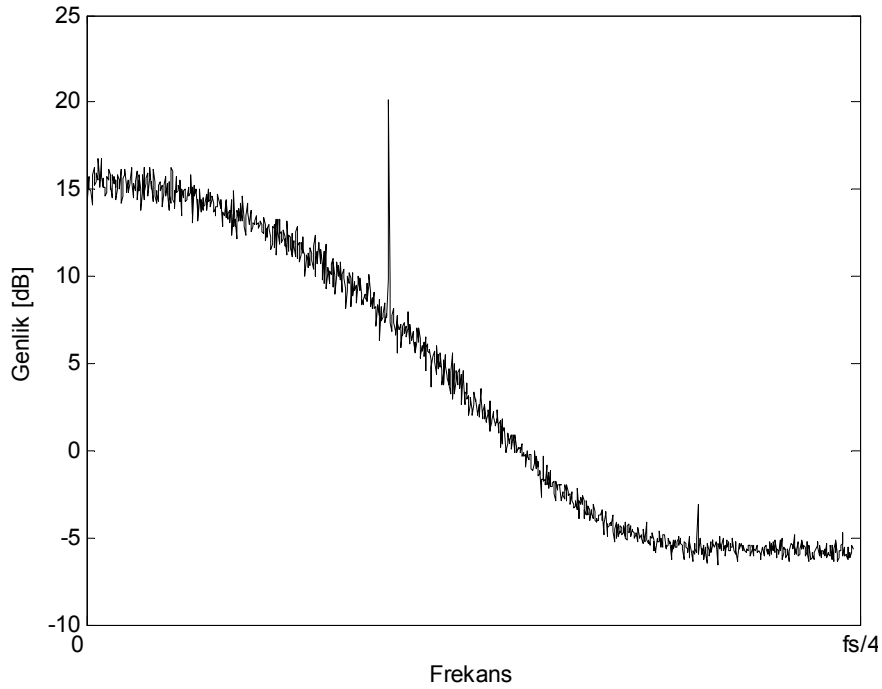
$$\hat{R}_v^{(\beta)}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} v(n) v^*(n-\tau) e^{-j2\pi\beta n} \quad (1.57)$$

ifadesi kullanılmaktadır [30]. Belirtilen durumlar doğrultusunda klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemde simge hızı kestiricisi,

$$\beta_0 = \arg \max_{\beta \in I} \left\| \hat{R}_v^{(\beta)} \right\| \quad (1.58)$$

burada hesaba katılan çevrimsel ilinti katsayılarının adeti $2\Upsilon + 1$ ve I ifadesi β parametresi için arama aralığını göstermektedir.

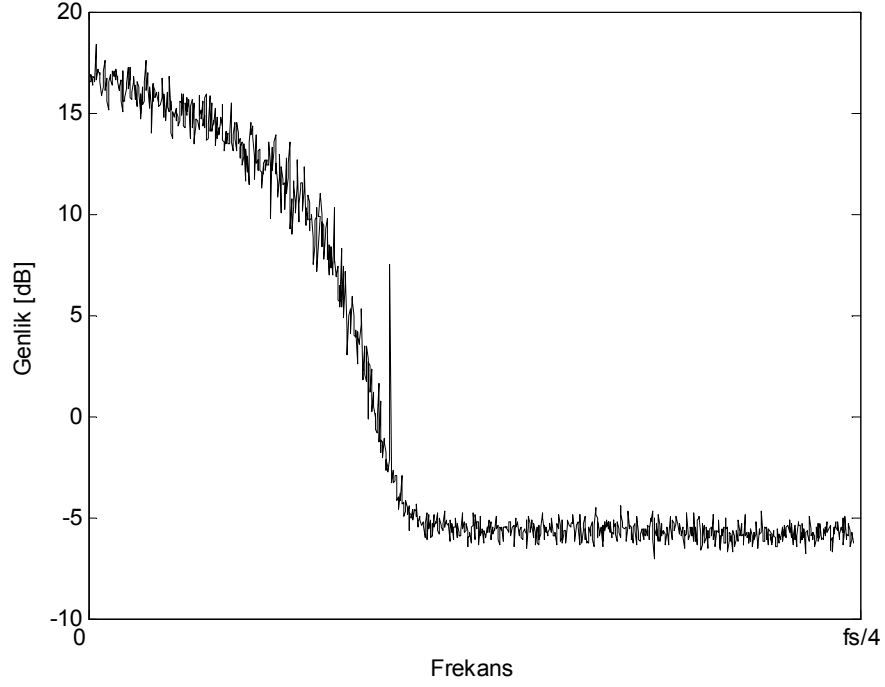
Gönderilen işaretin darbe biçimi olarak Gaussian filtresi ve yükseltilmiş kosinüs filtresinin $\hat{R}_v^{(\beta)}$ üzerindeki etkileri şekil 1.15, şekil 1.16, şekil 1.17 ve şekil 1.18'de gösterilmektedir.



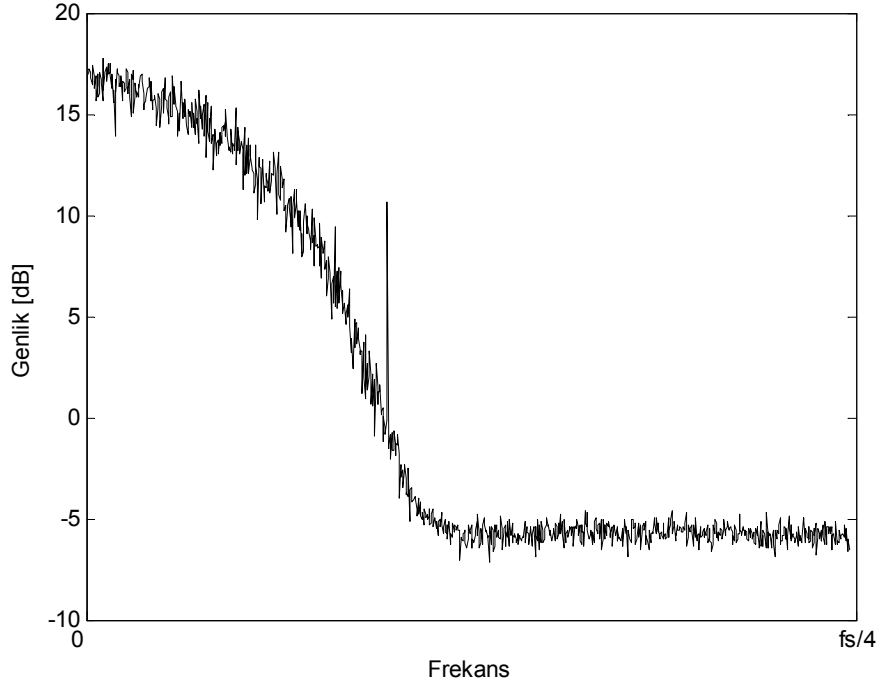
Şekil 1.15. $\left\| \hat{R}_v^{(\beta)} \right\|$ ifadesinin GMSK (BT = 0.3) işaretine göre genlik değişimi (SNR = 15dB)

Şekil 1.15'de görüldüğü gibi, sürekli modülasyonlu ve sabit zarflı işaretlerde β_0 değerine karşılık gelen $\hat{R}_v^{(\beta_0)}$ daha belirgin bir değere sahiptir. Fakat şekil 1.16, şekil 1.17 ve şekil 1.18'de, yükseltilmiş kosinüs fitresinde α değerinin birden sıfıra doğru azalması ile β_0 değerine karşılık gelen $\hat{R}_v^{(\beta_0)}$ 'nın genliğinde azalma olduğu görülmektedir. Bu

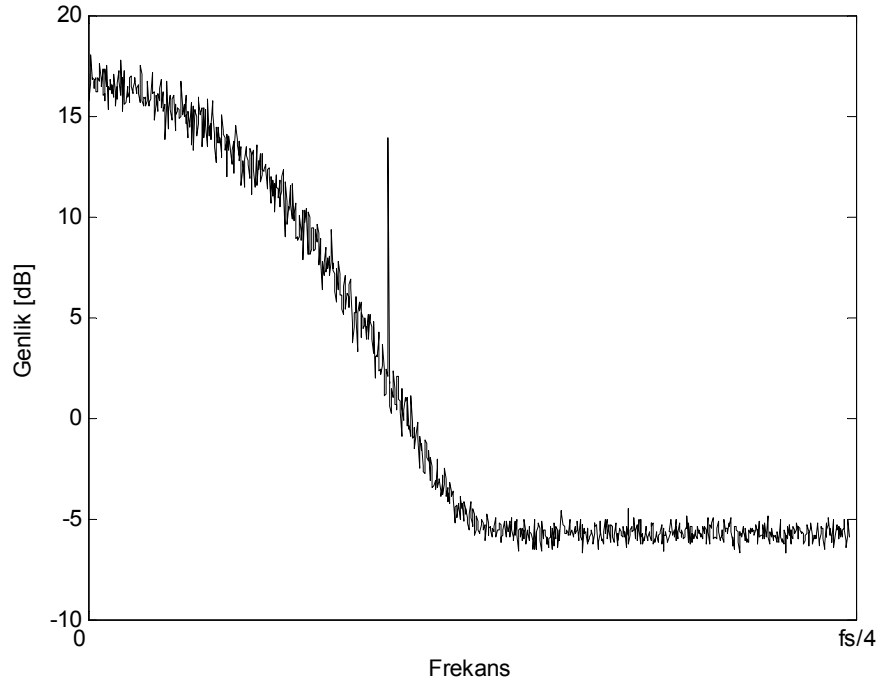
nedence β parametresinin sıfıra yakın değerde $\hat{R}_v^{(\beta)}$ ifadesi daha büyük değerde alması ve $\hat{R}_v^{(\beta_0)}$ genliğinin azalması β_0 noktasının belirlenmesinde hataya neden olmaktadır.



Şekil 1.16. $\|\hat{R}_v^{(\beta)}\|$ ifadesinin $\alpha = 0.2$ değere göre genlik değışimi (SNR = 15dB)



Şekil 1.17. $\|\hat{R}_v^{(\beta)}\|$ ifadesinin $\alpha = 0.5$ değerine göre genlik değişimi (SNR = 15dB)



Şekil 1.18. $\|\hat{R}_v^{(\beta)}\|$ ifadesinin $\alpha = 0.8$ değerine göre genlik değişimi (SNR = 15dB)

1.5.2. Ağırlıklandırılmış Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem

Alınan işaretin aşan bant genişliği yeterli büyüklükte değilse, şekil 1.16'da görüldüğü gibi sıfıra yakın β değerleri için $\|\hat{R}_v^{(\beta_0)}\|$ değeri, $\|\hat{R}_v^{(\beta)}\|$ değerlerinden biri halini almakta ve (1.58) ile β_0 kestirimi büyük bir oranda hatalı olmaktadır. Bu problemin çözümü için Dandawatd ve Giannakis tarafından, [63]'de kullanılan istatistiklerin uygun ağırlıklandırılmış çeşidini temel alan bir kestirim ifadesi sunulmuştur. Amaçlanan kestirim ifadesindeki kullanılan istatistiksel ifadesi,

$$S_v^{(\beta)} = \Lambda(\beta)^{-\frac{1}{2}} \hat{R}_v^{(\beta)} \quad (1.59)$$

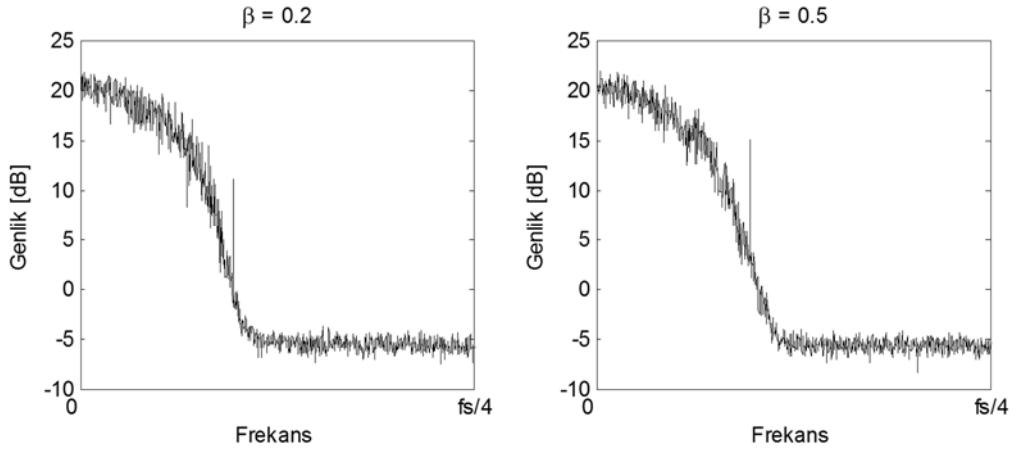
Burada $\Lambda(\beta)$, $\lim_{N \rightarrow \infty} E \left[\hat{R}_v^{(\beta)} \left(\hat{R}_v^{(\beta)} \right)^* \right]$ ile tanımlanan $\hat{R}_v^{(\beta)}$ kestirim ifadesinin asimptotik kovaryans matrisidir (N alınan işaretinin örnek sayısı).

(1.59)'daki kestirim ifadesinde bulunan $\Lambda(\beta)$ bilinmemektedir ve hesaplanması gerekmektedir. L. Mazet ve P. Loubaton, [30]'de bunu amaçlamış ve en uygun ağırlık matrisinin, sıfır çevrimsel frekansta gözlemlenen çevrimsel istatistikten kestirilebileceğini göstermişlerdir. [30]'de sunulan ağırlıklandırılmış kovaryans matris ifadesi,

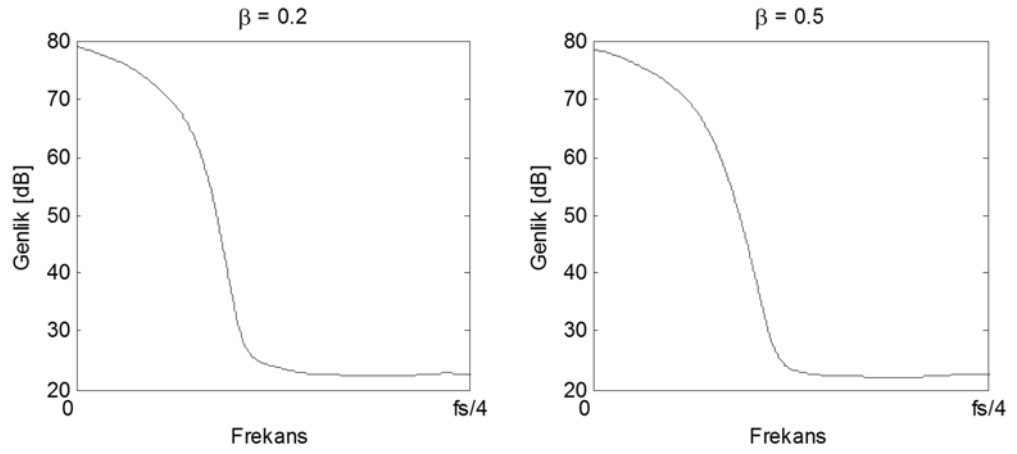
$$\left[\hat{\Lambda}(\beta) \right]_{(\tau_1, \tau_2)} = \sum_{n=-4N}^{4N} w(n + \tau_1 - \tau_2) \hat{R}_v^{(0)}(n + \tau_1 - \tau_2) w(n) \overline{\hat{R}_v^{(0)}(n)} e^{2j\pi\beta n} \quad (1.60)$$

Burada $\hat{R}_v^{(0)}(\tau)$ sıfır frekanslı ve τ gecikmeli çevrimsel ilinti ifadesi. $w(n)$, $\hat{\Lambda}(\beta)$ matrisinin pozitif tanımlı olduğundan emin olmak için kullanılan Blackman penceresini göstermektedir.

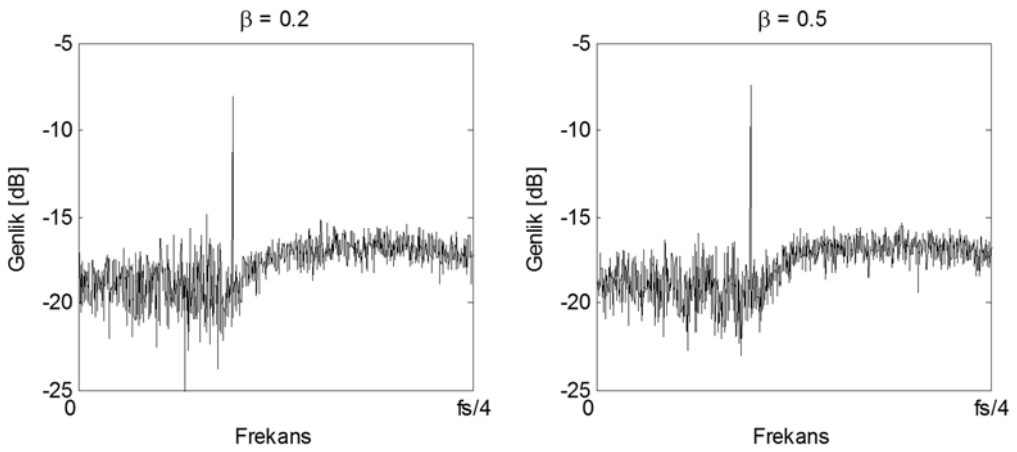
Şekil 1.19, şekil 1.20, ve şekil 1.21'de, klasik kestirim ile ağırlıklandırılmış kestirim yapılarının yükseltilmiş kosinüs filtresinin $\beta=0.2$ ve $\beta=0.5$ değerlerine göre işaret-gürültü oranının (SNR) 20dB için karşılaştırmaları gösterilmektedir.



Şekil 1.19. $\|\hat{R}_v^{(\beta)}\|$ genlik değişimi (SNR = 20dB)



Şekil 1.20. $\|\hat{\Lambda}(\beta)\|$ genlik değişimi (SNR = 20dB)



Şekil 1.21. $\|\hat{\Lambda}(\beta)^{-1/2} \hat{R}_v^{(\beta)}\|$ genlik değişimi (SNR = 20dB)

1.6. En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood – ML) Yaklaşımlı Yöntem

Doğrusal modülasyonlu işaretlerin simge hızı kestirimi düşük işaret gürültü seviyelerinde önemli bir problemdir. Özellikle otomatik modülasyon sınıflama ve işaret görüntüleme uygulamalarında bu problem bulunmaktadır. [37]'de önerilen en büyük olabilirlik yaklaşımı yönteminde, alınan sinyaldeki darbe biçimlendirici filtre yapısının bilinmesi durumunda doğrusal modülasyonlu işaretlerin çevrimsel durağanlık özelliği bilgisinden faydalanılmaktadır.

Bu yöntemde, bir maliyet fonksiyonu içerisinde sembol periyodu ile kendini tekrar eden bir oran değerine ve biçimlendirici darbeye bağlı olarak bu bilgilerden faydalanarak simge hızı kestiriminin ML yaklaşımıyla nasıl olduğu gösterilmektedir. Alınan doğrusal modüleli işaret,

$$y(t) = h \sum_{k=-K/2}^{K/2} a_k g_T(t-kT) e^{j(2\pi Ft)} + \eta(t) \quad (1.61)$$

olarak yazılabilir. Burada K , sıfır ortalamalı ve birim varyanslı $(E\{|a_k|^2\} = 1)$ bağımsız özdeş dağılımlı gönderilen sembollerin sayısı. İşaretin darbe biçimlendiricisi $g_T(t)$ karekök yükselen kosinüs filtresidir. F , taşıyıcı frekans kayması ve gürültü olarak (AWGN) toplanır beyaz Gaussian gürültüsüdür. Alınan işaret $y(t)$, kesim frekansı $1/2T_s$ olan analog alçak geçiren filtre ile filtrelendikten sonra sabit bir $1/T_s$ örnekleme frekansı ile örneklendikten sonra,

$$y(nT_s) = h \sum_{k=-K/2}^{K/2} a_k g_T(nT_s - kT) e^{j(2\pi \Delta f n)} + \eta(nT_s) \quad (1.62)$$

burada $\Delta f = FT_s$ normalize edilmiş frekans kaymasıdır. Alınan N adet örneğin vektörel $r \in \mathbb{C}^N$ olarak yazıldığında,

$$y = \left[y\left(-\frac{N}{2}T_s\right) \cdots y(0) \cdots y\left(\left(\frac{N}{2}-1\right)T_s\right) \right]^T = hG(\psi)a + w \quad (1.63)$$

burada vektör $a = [a_{-K/2} \cdots a_0 \cdots a_{K/2-1}]^T$ K bilinmeyen bilgi sembollerini içermektedir. Gürültü vektörü $w \in \mathbb{C}^N$, $\sigma^2 I_N$ olan Gaussian dağılımlıdır. Yüksek örnekleme oranı $N_s = \frac{T}{T_s}$ olarak tanımlanırsa, K sembol sayısı, $K = \frac{N}{N_s}$ şeklinde ifade edilebilir. (1.63) ifadesindeki $G(\psi) \in \mathbb{C}^{N \times K}$ matrisi $\psi = [T, \Delta f]$ değişkenlerinden oluşmaktadır,

$$[G(\psi)]_{nk} = g_T(nT_s - kT) e^{j(2\pi\Delta f n)}, \quad -\frac{N}{2} \leq n < \frac{N}{2}, \quad -\frac{K}{2} \leq k < \frac{K}{2} \quad (1.64)$$

burada N değerinin yeterince büyük seçildiği kabul edilmektedir. Alınan N adet örnekten işaretin simge hızının, ML kestiricisi ile kestirebilmek için bilinmeyen parametrelere göre y ifadesinin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$\Omega(y|\psi, a, \sigma^2, h) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^N} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma^2} \|y - hG(\psi)a\|^2\right\} \quad (1.65)$$

ile ifade edilmektedir [37]. Burada $\Omega(\cdot)$ ifadesini T veya N_s 'ye göre en büyüğünü elde etmeden önce geriye kalan bilinmeyen parametrelerin hesaba katılması gerekmektedir.

[37]'de bilinmeyen sembollerin çoğunluklu farklı varsayımlarla ilişkilendirilmesinden dolayı a parametresine göre $\Omega(\cdot)$ ifadesinin beklenen değerinin kapalı formunun elde edilemeyeceği ifade edilmektedir. [37]'de burumda çözüm olabileceği Gaussian en büyük olabilirlik yöntemini uyguladıktan sonra (1.66) ifadenin a parametresi hariç diğer parametrelere bağlı logaritmik olabilirlik fonksiyonu,

$$\ell(y|\psi, h, \sigma^2) = -N \ln \sigma^2 - \frac{\|y\|^2}{\sigma^2} - K \ln \left(1 + \frac{|h|^2}{\sigma^2}\right) + \frac{1}{\sigma^2} \frac{|h|^2}{(|h|^2 + \sigma^2)} \|G^H(\psi)y\|^2 \quad (1.66)$$

olarak bulunmaktadır. [37]'de (1.66) ifadesinin en büyük yapan gürültü varyansı ($\hat{\sigma}_{ML}^2$) ve kanal kazancı ($|\hat{h}_{ML}|^2$) gösterilmektedir.

$$\hat{\sigma}_{ML}^2 \approx \frac{\|y\|^2}{N} \quad (1.67)$$

$$|\hat{h}|_{ML}^2 = \frac{\|G^H(\psi)y\|^2}{K} - \sigma^2 \quad (1.68)$$

(1.67) ve (1.68) ifadeleri (1.66)'da yerine konulursa, elde edilen en son logaritmik olabilirlik fonksiyonu,

$$\ell(y|\psi) = \frac{\|G^H(\psi)y\|^2}{\|y\|^2} - \frac{1}{N_s} \left(1 + \ln \frac{\|G^H(\psi)y\|^2}{\|y\|^2} + \ln N_s \right) \quad (1.69)$$

(1.69) ifadesindeki $\|G^H(\psi)y\|^2$, simge hızında örneklenmiş uyumlu (matched) filtresinin çıkışındaki enerjiyi ve bilgi sinyalinin çevrimsel durağanlık özelliğinden faydalanmak amacıyla spektral ilinti değerlerini içermektedir.

$$\|G^H(\psi)y\|^2 = \frac{1}{N_s} \|r_T\|^2 + \frac{2}{N_s} |r_T^H \Lambda r_T| \quad (1.70)$$

buradaki r_T vektörü ve Λ diagonal matrisi,

$$r_T = [r_T(-NT_s/2) \cdots r_T(0) \cdots r_T((N/2-1)T_s)]^T \quad (1.71)$$

$$\Lambda = \text{diag} \left(e^{j\frac{2\pi}{N_s}(-N/2)} \cdots 1 \cdots e^{j\frac{2\pi}{N_s}(-N/2-1)} \right) \quad (1.72)$$

ile gösterilmektedir. $r_T(nT_s)$, sembol periyoduna (T) karşılık gelen darbe biçimiyle uyumlu alıcı filtresinin çıkışıdır ve frekans kayması düzeltmesi içermektedir.

$$r_T(nT_s) = y(nT_s) e^{-j2\pi\Delta f n} * g_T^*(-nT_s) = \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y(mT_s) e^{-j2\pi\Delta f m} g_T^*((m-n)T_s) \quad (1.73)$$

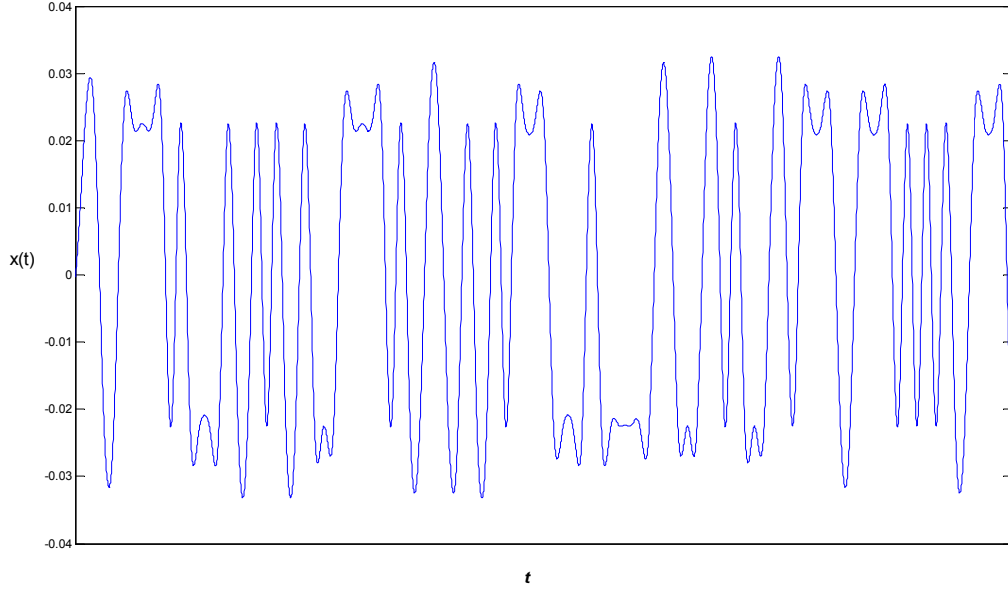
Uygun bir frekans kayması kestirimi ile Δf 'in belirlendiği kabulü ile amaçlanan simge hızı kestiricisi [37],

$$\hat{T}_{ML} = \arg \max_T \ell(y|T, \Delta f) \quad (1.74)$$

gösterilmektedir. (1.70) ifadesi (1.69)'da yerine konulduğunda logaritmik olabilirlik fonksiyonunun yeni hali elde edilmektedir [37].

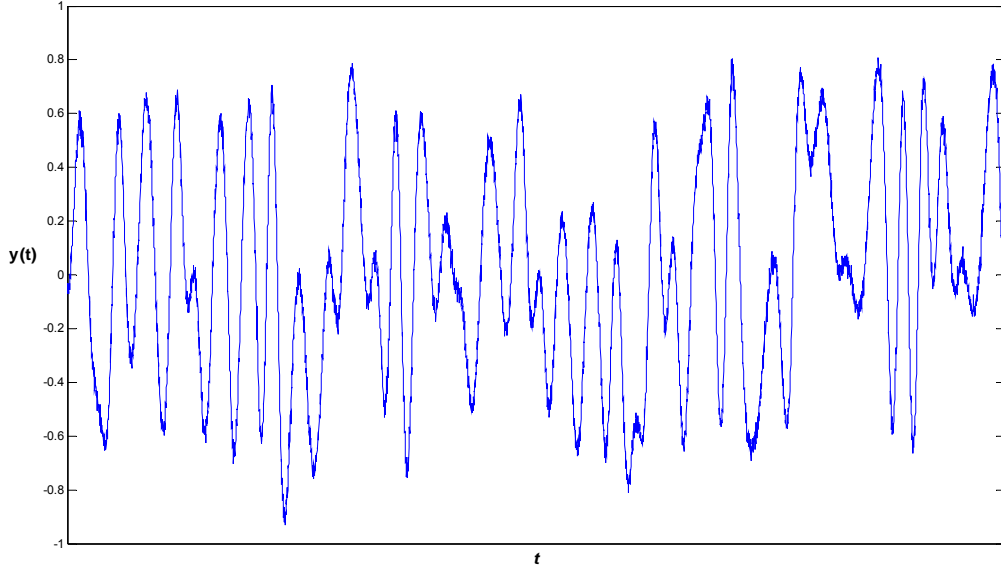
$$\ell(y|T, \Delta f) = \frac{1}{T} \frac{\|r_T\|^2}{\|y\|^2} + \frac{2}{T} \frac{|r_T^H \Lambda r_T|}{\|y\|^2} - \frac{1}{T} \left(1 + \ln \frac{\|r_T\|^2 + 2|r_T^H \Lambda r_T|}{\|y\|^2} \right) \quad (1.75)$$

Şekil 1.22'de, (1.61) ifadesindeki bilgi sembollerinin darbe biçimlendirici filtre ile katlama işleminden $(a_k * g_T(t))$ sonraki değişimi gösterilmektedir. Burada kullanılan modülasyon türü QPSK ve darbe biçimlendirici filtre yükseltilmiş kosinüs filtresidir ($\alpha=0.5$).



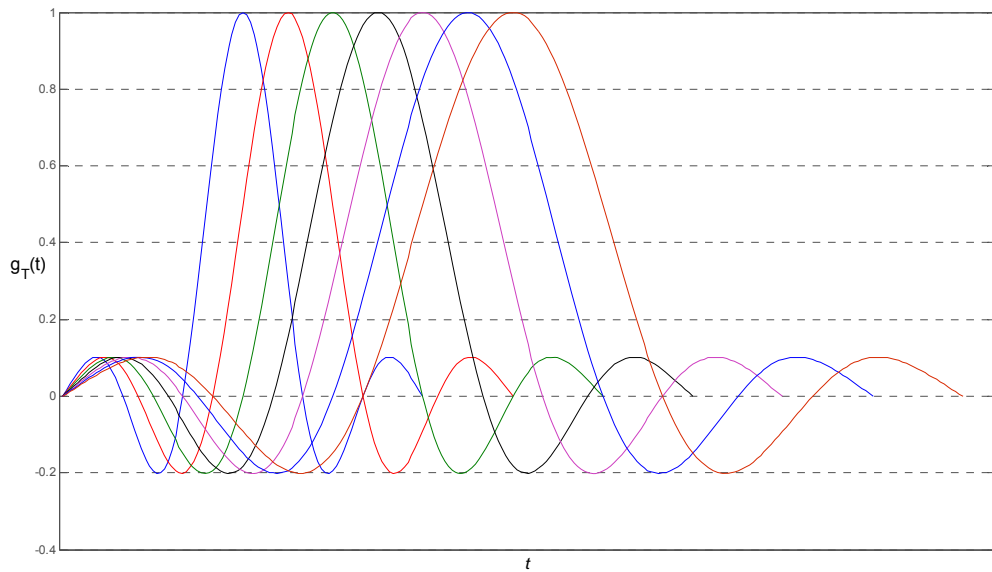
Şekil 1.22. $a_k * g_T(t)$ gönderilen işaretin değişimi

Şekil 1.23'de vericiden gönderilen işaretin, üç sembolün girişim yaptığı Rayleigh sönmülemeli kanaldan geçtikten sonraki değişimi gösterilmektedir. Şekilde alınan işaret üzerindeki çok yollu kanalın etkisi net olarak görülmektedir. Ayrıca işaret gürültü seviyesi 25dB seçilmiştir.

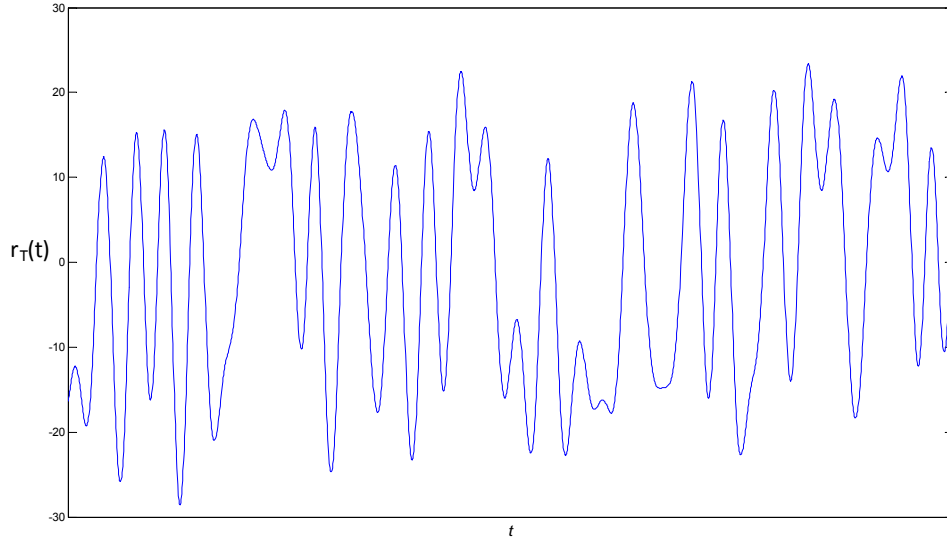


Şekil 1.23. Kanal çıkışındaki işaretin değişimi (SNR = 25dB)

ML yaklaşımli yöntemde (1.74)'deki ifadeyi en büyük yapan sembol süresinin bulunmasında, hesaplanması gereken en önemli ifade r_T 'dir. Bu ifade, (1.73)'de alınan işaretin alıcıdaki farklı sembol sürelerine karşılık gelen darbeye uyumlu filtrelerin çıkışındaki örneklerden elde edilir. Şekil 1.24'de alıcıda kullanılan farklı sembol sürelerine karşılık gelen darbeye uyumlu filtre yapıları ve şekil 1.25'de simge hızına eşit olan sembol süresine karşılık gelen darbeye uyumlu filtre çıkışındaki r_T ifadesinin değişimi gösterilmektedir.

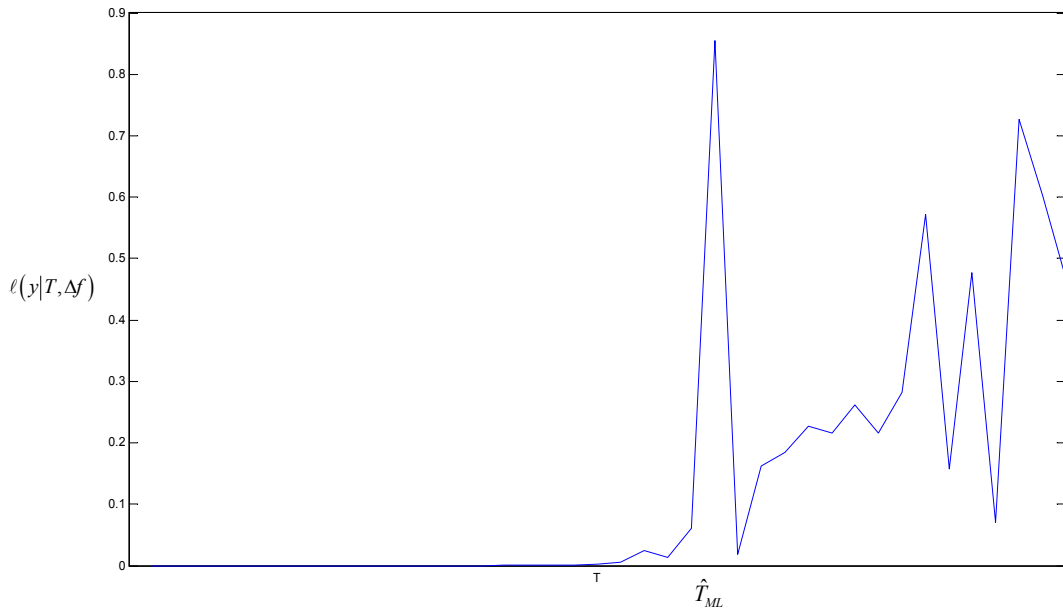


Şekil 1.24. Farklı sembol sürelerine karşılık gelen $g_T^*(t)$ alıcı filtre yapıları



Şekil 1.25. Alıcıda sembol süresine karşılık gelen darbeye uyumlu filtrenin çıkışı

ML yaklaşımli yöntemin en son adımında, daha önceden belirlendiği kabul edilen frekans kayması (Δf), alınan işaret örneklerinin (y) ve alınan işaretin sembol sürelerine karşılık gelen darbeye uyumlu filtre çıkışındaki örneklerin (r_T), (1.75)'de yerine konarak farklı T 'lere karşılık gelen $\ell(y|T, \Delta f)$ hesaplanmaktadır (Şekil 1.26'de gösterildiği gibi). Sonrada $\ell(y|T, \Delta f)$ ifadesini en büyük yapan sembol süresinin tespit edilmesiyle \hat{T}_{ML} kestirilmektedir.



Şekil 1.26. Farklı sembol sürelerine karşılık gelen $\ell(y|T, \Delta f)$ değerlerinin değişimi

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

Bir sayısal iletişim sisteminde, kendi kendini yapılandırabilen (akıllı) bir alıcı, kendisine ulaşan işaretten gönderilen bilgiyi elde edebilmesi için kullanılan farklı kestirim bloklarına sahiptir. Bu bloklarda, alınan işarete ait hiçbir ön bilgiye sahip olmadan kestirim, sınıflama ve işaretle ilişkili özelliklerin çıkarılması işlemleri yapılmaktadır. İlk blok spektrum algılamadır. Alıcı, öncelikle incelenen haberleşme bandında işaretin olup olmadığını algılamaktadır. Spektrum algılama için [1] ve [16]'da, uyumlu filtre, çevrimsel durağanlık özelliğinin belirlenmesi ve enerji algılama olan işaret işleme yöntemleri kullanılmaktadır. Sonraki bloklar ise, modülasyon parametrelerinin kestirimi, modülasyon tanımlama ve sınıflama, demodülasyon bloklarıdır [3]. Bilinmeyen modüle edilmiş veri dizisi için modülasyon parametrelerinin kestirimi, işaret istihbaratı, kanal tahsisi ve birlikte çalışabilen askeri ve sivil uygulamalar gibi spektrum yönetimi uygulamalarında bir anahtar adımdır. Böyle bir alıcıyı kullanmanın faydaları nedir diye düşünüldüğünde, aşağıdaki gibi sıralanabilir [34];

- Spektrumu akıllıca kullanarak spektrum kalabalığını önler. Boş frekans bantlarını tespit ederek, taşıyıcı frekansının bu alanlara kaydırılarak haberleşme yapılmasını sağlar.
- Gelen işareti tanıyabilir ve demodülasyon yapabilir. Bu özelliği gözü kapalı işlemlerin önemini ortaya koyar.
- Gelen işareti tanıyabilmesiyle veya işarete ait parametreleri çıkartabilmesiyle kaynak radyoya aynı parametreleri kullanarak cevap verir. Bu özellik, birlikte varlık olarak adlandırılmaktadır.
- Girişim etkilerini aşmak için işarete ait yapılan tanımlamalara göre uygun kararı verebilir.

İşaretin gözü kapalı demodülasyon işlemi için gerekli kestirilmek istenilen modülasyon parametrelerinden birisi simge hızı parametresidir. Bu parametrenin kestirimi, simge senkronizasyonu ve modülasyon tanımlama işlemleri için önem arz etmektedir.

Literatürde yapılan çalışmalara bakıldığında doğrusal modüle edilmiş işaretler için simge hızı kestirim işleminde kullanılan istatistiksel yöntemlerde, işarete ait çevrimsel

durağan özelliğinden, işaretin darbe biçimlendirici türünden ve simge geçişlerindeki ani değişimlerin algılanılmasından faydalanılmaktadır. Bu yöntemler kaba ve ince kestirim olarak iki gruba ayrılabilir. Bazı yöntemler kaba kestirim, bazıları da ince kestirim yapmaktadır. Kaba kestirim yapan yöntemler belli bir hata payı ile başarımları gösterirken ince kestirim yapan yöntemler simge hızının yaklaşık olarak değerine ihtiyaç duymaktadır [34].

W. Gardner'ın 1986 yılında çevrimsel durağan teorisi üzerinde yapmış olduğu çalışmada [53], çevrimsel ilinti fonksiyonu ile simge hızı arasındaki ilişkiyle ilk çevrimsel durağanlıkla simge hızı kestirim işlemi sunulmuştur. Daha sonra 1999 yılında Mazet ve Loubaton, Gardner'ın klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemini ağırlıklandırılmış matris yöntemiyle geliştirerek ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemi geliştirmişlerdir [29]. 2002 yılında Giannakis tarafından, çevrimsel ilinti esaslı simge hızı kestiriminin ağırlıklandırılmış ve ağırlıklandırılmamış versiyonlarının asimptotik (geniş örnekle) analizi incelenmiştir [28].

2006 yılında Markus Flohberger ve arkadaşları tarafından iki aşamalı simge hızı kestirim yöntemi ortaya konulmuştur. Birinci aşamada işaretin darbe biçimlendiricisinin önce frekans düzleminde ortalaması hesaplandıktan sonra ters Fourier dönüşümü ile elde edilen zaman düzlemindeki şekilden faydalanılarak, ön kaba bir kestirim yapılmakta ve ikinci aşamada kaba kestirim daha iyi hale getirilmektedir [33]. Daha sonra 2009 yılında Evren Terzi ve Hüseyin Arslan tarafından sunulan iki aşamalı yöntemin birinci aşamasında Flohberger'in yaptığı gibi işaretin darbe biçimlendiricisinin şekilden faydalanılarak ön kaba bir kestirim yapılmakta ve ikinci aşamada kaba kestirim daha iyi hale getirmek için çevrimsel ilinti fonksiyonunu kullanılmaktadır [34].

2008 yılında C. Mosquera ve arkadaşları tarafından işaretin hem çevrimsel durağanlığından hemde darbe biçiminden faydalanan en büyük olabilirlik (ML) metodu esaslı simge hızı kestirim yöntemi sunulmuştur [37].

Çevrimsel durağanlık ve darbe biçimi bilgileri dışında işaret ait farklı bilgilerden faydalanılarak simge hızı kestirimi için 1997 yılında Y. Chan tarafından simgeler arasındaki geçişlerde yani simge hızı anlarında oluşan ani değişimleri dalgacık dönüşümüyle algılayan bir yöntem sunulmuştur [26]. Ayrıca 2005 yılında Z. Yu tarafından, alınan işaretin farklı bant genişlikli bir dizi alçak geçiren filtreden geçirilerek her bir filtre çıkışında elde edilen spektral çizgiler içerisindeki simge hızının tespiti için süzgeç bankası esaslı bir yöntem sunulmuştur [36].

İşaretin gözü kapalı demodülasyon işlemi için gerekli kestirilmek istenilen en son parametre, gönderilen işarete kullanılan modülasyon türüdür. Otomatik modülasyon sınıflama işleminde iki önemli işlem adımı bulunmaktadır. Birincisi, işarete ait olan özniteliğin çıkarılması ve ikincisi öznitelik kullanılarak işarete ait olan modülasyon türünün belirlenmesi için sınıflandırma işlemidir. Literatürde yapılan çalışmalara bakıldığında, kullanılan öznitelikler ve sınıflayıcılar farklı şekillerde bir araya getirilerek modülasyon sınıflayıcı yapıları ortaya konmaktadır. Örneğin, [70]'de A. K. Nandi ve E. E. Azzouz tarafından, analog ve sayısal modülasyon tanımlamalar için iki yöntem sunulmuştur. Birinci yöntemde, farklı modülasyon türlerinin tanımlamak için geliştirdikleri karar ölçüt kümesi içeren karar ağacı yaklaşımı kullanılmıştır. İkinci yöntemde, modülasyon tanımlama işleminde yapay sinir ağları kullanılmıştır. Her iki yöntemde de anahtar öznitelik olarak alınan işarete ait anlık genlik, anlık faz ve anlık frekans bilgileri kullanılmaktadır. Tanımlanmaya çalışılan modülasyon türleri kümesi, 2ASK, 4ASK, 2FSK, 4FSK, BPSK ve QPSK modülasyon türlerini içermektedir. Benzetim programı sonuçları SNR değeri 15dB ve 20dB değerleri için sunulmuştur. SNR değeri 15dB için birinci yöntemin doğru sınıflama başarımı %94 olduğunda ikinci yöntemin doğru sınıflama başarımı %96 olmaktadır.

[79]'de A. Swami ve B. M. Sadler tarafından, MQAM, MPSK ve MASK modülasyon türlerini sınıflamak için dördüncü dereceden logaritmik momentlerin öznitelik olarak seçildiği ve sınıflayıcı olarak hiyerarşik karar ağacı yapısının kullanıldığı bir yöntem sunulmuştur. Bu çalışma özellikle yüksek dereceden logaritmik momentlerin öznitelik olarak kullanan çalışmalar için bir referans çalışma olmaktadır. Sunulan yöntem, SNR değeri 8dB ve 10dB olduğunda istenilen düzeyde bir başarımla göstermektedir.

[84]'de, P. Li, F. Wang ve Z. Wang tarafından 4ASK, 8ASK, 8QAM, BPSK, QPSK ve 8PSK modülasyon türlerini sınıflayabilen bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem, alt uzay ayırıştırma ile yüksek dereceden logaritmik momentleri birleştirmektedir. SNR değeri 10dB, 15dB ve 20dB olduğunda, tanımlanan modülasyon türlerinin hepsi %90 üzerinde doğru sınıflama olasılığına sahiptirler. Fakat SNR değeri 10dB altında olduğunda bu yöntem istenilen düzeyde sonuç vermemektedir.

[93]'de S. Gulati ve R. Bhattacharjee tarafından, MQAM modülasyon türleri için MSE karar kuralı esaslı bir yöntem sunulmuştur. Alınan işaretin yıldız kümesi noktalarıyla, alıcıda bir kütüphane içerisinde bulunan asıl mesaj örnekleri ile arasındaki MSE hesaplanmakta ve sonra birçok deneme sonucunda elde edilen belirgin eşik değeriyle ve

farklı QAM işaretlerinin MSE değerlerinde hesaplanan farklarla sınıflama yapılmaktadır. Yıldız kümesi diyagramında, frekans ve faz kaymasından ya da senkronizasyondan dolayı bir dönme ve yayılma olması durumunda yöntem tamamen başarısız olabilmektedir.

[94]'da M. R. Mirarab ve M. A. Sobhani tarafından, [79] sunulan yöntemin frekans kayması olduğu durumda performansını iyileştirmek için bir yöntem sunulmuştur. Değişiklik işlenecek olan örneklerden yeni örneklerin elde edilmesiyle gerçekleştirilmektedir. Yeni örnekler, var olan örneklerin kendilerinden bir önceki örneklerin karmaşık eşlenikleriyle çarpılması sonucu elde edilmektedir. Ayrıca sınıflama için yeni bir karar ağacı yapısı geliştirilmiştir.

[95]'da Juan-ping Wu, Ying-zheng Han, Jin-mei Zhang, Hua-kui Wang, Shu-ping Reng tarafından, 2ASK, 4ASK, 2FSK, 4FSK, BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM modülasyon türlerini sınıflamak için spektral özellikler (spektral güç yoğunluğunun enbüyük değeri γ_{max} , anlık fazın mutlak değerinin standart sapması σ_{ap} , anlık fazın direk değerinin standart sapması σ_{dp} , normalize edilmiş merkezi anlık genliğin mutlak değerinin standart sapması σ_{aa} ve normalize edilmiş merkezi anlık frekansın mutlak değerinin standart sapması σ_{af}) ve yüksek dereceden logaritmik momentlerin öznitelik olarak seçildiği ve sınıflayıcı olarak yapay sinir ağlarının kullanıldığı bir yöntem sunulmaktadır. SNR değeri 8dB olduğunda, yöntemin sınıflama doğruluğu %94 düzeylerinde olmaktadır.

[96]'de Wang Yu-e, Zhang Tian-qi, Bai Juan ve Bao Rui tarafından, 2ASK, 4ASK, 2PSK, 4PSK, 8PSK, 2FSK, 4FSK, 8FSK, 16QAM ve MSK modülasyon türleri için işarete ait anlık genlik, frekans ve faz bilgisinin, normalize edilmiş dördüncü dereceden momentin, dalgaçık detay dizisinin ve anlık fazının öznitelik olarak seçildiği ve sınıflayıcı olarak PSO-destek vektör makinelerinin kullanıldığı bir yöntem sunulmuştur. SNR = 5dB değerlerinde %93 üzerinde başarımlar görülmektedir.

[97]'de M. W. Aslam, Z. Zhu ve A. K. Nandi tarafından BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM modülasyon türlerini sınıflamak için dördüncü ve altıncı dereceden logaritmik momentlerin öznitelik olarak seçildiği ve en yakın komşuluklu genetik programlama (GP) algoritmasının sınıflayıcı olarak kullanıldığı bir yöntem sunulmuştur. Bu çalışmada seçilen algoritma sınıflayıcı olarak ilk olarak kullanılmakta ve ayrıştırılması zor olan 16QAM ve 64 QAM modülasyon türlerinin ayrıştırma problemi ele alınmaktadır. Bu çalışmada GP ile iki aşamalı bir sınıflama yapılmaktadır. Bir aşamada BPSK, QPSK ve QAM(>4), ikinci aşamada 16QAM ve 64QAM ayrıştırılmaktadır. SNR değeri 10dB iken %99.4 düzeylerinde başarımlar elde edilmektedir.

[98]'de G. Sun tarafından, MPSK (2PSK, 4PSK ve 8PSK) modülasyon türlerinin sınıflandırılmasında altıncı dereceden logaritmik momentin öznitelik olarak seçildiği bir yöntem sunulmuştur. Yöntemde seçilen modülasyon türlerinin yıldız kümesi noktalarından en küçük öklit mesafesinin belirlenmesiyle sınıflama yapılmaktadır. Bu çalışmada öznitelik olarak altıncı derece logaritmik moment kullanımının, dördüncü derece logaritmik moment kullanımından daha iyi sonuç verdiği vurgulanmaktadır.

Bu tezde yapılan çalışmalarda, ilk olarak çevrimsel durağanlık özelliğinden faydalanan simge hızı kestirim yöntemlerinin performans incelemesi yapılmış, olumlu ve olumsuz yönleri ortaya konulmuştur. Daha sonra bu yöntemlerin performanslarının düşük olduğu durumlarda, daha iyi performans gösteren simge hızı kestirimi için bir yöntem önerilmiş ve farklı durumlar için hem benzetim programı sonuçlarıyla hemde deneysel sonuçlarla analizi yapılmıştır.

İkinci olarak otomatik modülasyon sınıflama için basit, daha düşük hesaplama karmaşıklığına sahip, düşük SNR seviyelerinde kullanım kolaylığı sağlayan ve alıcıda oluşacak olan kaymalara (zaman, faz ve frekans) dayanıklı altıncı dereceden logaritmik moment ve histogram öznitelikleri ve karar ağacı yapısı esaslı bir yöntem sunulmuştur. Amaçlanan yöntemde, alınan işaret üzerinde güç normalizasyon işleminin uygulanmasıyla eğitim dizisine olan gereksinim ortadan kaldırılmaktadır.

Otomatik modülasyon sınıflama için önerilen yöntemde, frekans kaymasının olduğu durumda karar ağacı sınıflandırıcısı kullanan yeni bir stratejik yapı oluşturularak modülasyon sınıflaması yapılmaktadır. Yöntem iki adımdan oluşmaktadır. Birinci adımda, sayısal modülasyon türleri yıldız kümesinin diyagramının dağılımına göre reel (ASK), dairesel (PSK) ve karesel (QAM) olarak ayrıştırılmaktadır. İkinci adımda, ayrıştırılmış her bir grup, farklı stratejiler izlenerek modülasyon türü kararı verilmektedir.

Tablo 2.1. Tek taşıyıcılı haberleşme standartlarında kullanılan modülasyon türleri

Haberleşme Standardı	Modülasyon Tekniği
Wimax, LTE ve WiFi	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Bluetooth	$\pi/4$ -DPSK, 8DPSK (D \rightarrow differential)
Zigbee	O-QPSK

Yapılan çalışmada önerilen sınıflama yöntemleri, PSK, ASK ve QAM modülasyon grupları için amaçlanmıştır. Bu modülasyon grupları içerisinde BPSK, QPSK, 8PSK, 4ASK, 16QAM ve 64QAM modülasyon türleri seçilmiştir.

2.2. Benzetim Ortamı

Bu tezde, verici ile alıcının birbirini göremediği durumları kapsayan Rayleigh sönümlenmeli kanal modeli ve toplanır beyaz Gauss gürültü kanal modeli kullanılmıştır. Rayleigh sönümlenmeli kanal modelinde kanal biçimi için üç sembolün girişim yaptığı varsayılmış ve kanal profilinin olarak üstel azalan profil kullanılmıştır. Benzetim programlarında kullanılan kanalların yavaş ve hızlı sönümlenmeli (Doppler kayması) durumları göz önünde tutulmuştur.

Bilgisayar benzetimleri için Monte Carlo yöntemi kullanılmıştır. Oluşturulan çerçevelerde BPSK, QPSK, 8PSK, 4ASK, 16QAM, 64QAM ve GMSK modülasyon türleri kullanılmış, birbirinden farklı 5000 kanaldan gönderilmiş ve bu işlem farklı SNR değerlerinde tekrarlanarak sistemin başarı oranı ve normalize edilmiş ortalama karesel hata ($NMSE = E \left\{ \left[\frac{\hat{T} - T}{T} \right]^2 \right\}$) değeri elde edilmiştir. Sistemin bilgisayar benzetimi MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir.

2.3. Simge Hızı Kestirimi

2.3.1. Simge Hızı Kestirimi İçin Yeni Bir Yöntem

Önerilen yöntem ile çok yollu sönümlenmeli kanallarda gönderilen işarete ait hiçbir ön bilgi olmadan simge hızının (sembol periyodu) kestirilmesi amaçlanmıştır. Önerilen yöntemin temel prensibi, çevrimsel durağan işaretin simge hızına karşılık gelen örnekleme aralığında, özilinti fonksiyonunun zaman düzleminde periyodik bir değişim göstermesidir.

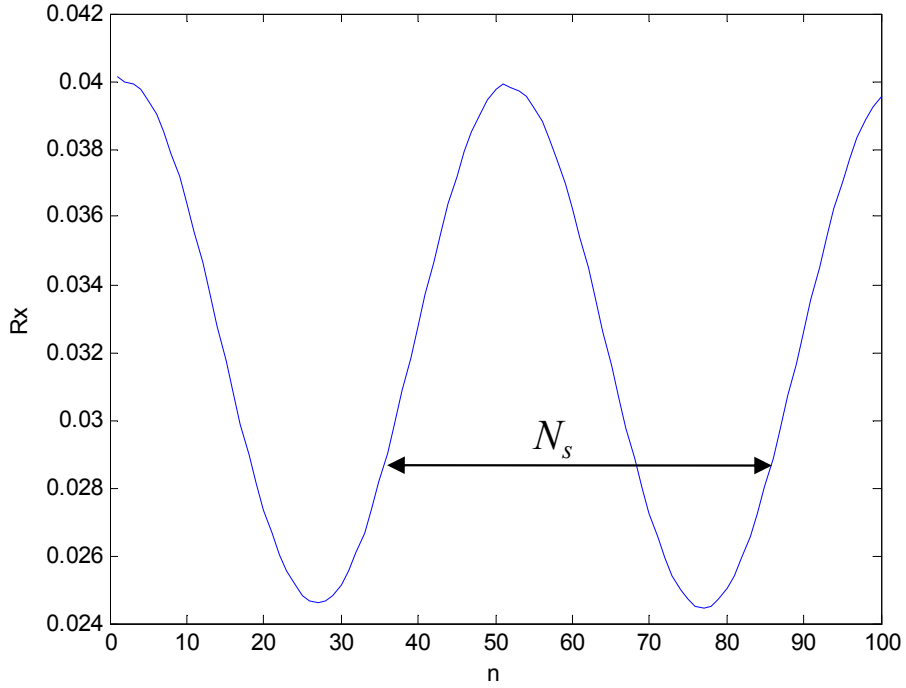
Bu amaçla, senkronize ortalama tekniği veya süperpoze dönem analizi, zaman düzleminde rastgele değişkenlerin sahip oldukları gizli periyodikliklerinin belirlenmesi için kullanılan bilinen en eski yöntemdir [53]. Bu yöntemde, (1.75)'de ifade edilen ikinci derece istatistik kullanılarak periyodiklik tespit edilebilmektedir.

Önerilen yöntemde, alınan çevrimsel durağan işaretin periyodik değişime sahip olan özilinti değerleri ile yüksek oranlı örnekleme işlemi arasındaki ilişki üzerine araştırmalar yapılmıştır. Yüksek oranlı örnekleme işleminin avantajı, gönderilen işarete ait daha fazla

istatistiksel bilgiyi, işaretin çevrimsel durağanlık özelliğinden faydalanılarak elde edilebilmesini sağlamasıdır.

2.3.1.1. Çevrimsel Durağan İşaretlere Ait Öz İlinti Değerlerinin Zaman Düzlemindeki Periyodik Değişimlerinin İncelenmesi

(1.67) ile sürekli zamanlı çevrimsel durağan bir işaretin özilinti fonksiyonu gösterilmektedir. Yüksek oranlı örnekleme değeri $N_s = T/T_s$ (T sembol periyodu, T_s örnekleme periyodu) olan yüksek oranlı örneklenmiş çevrimsel durağan işaretin ayrık zamanlı özilinti fonksiyonu (2.2) ile gösterilmektedir.



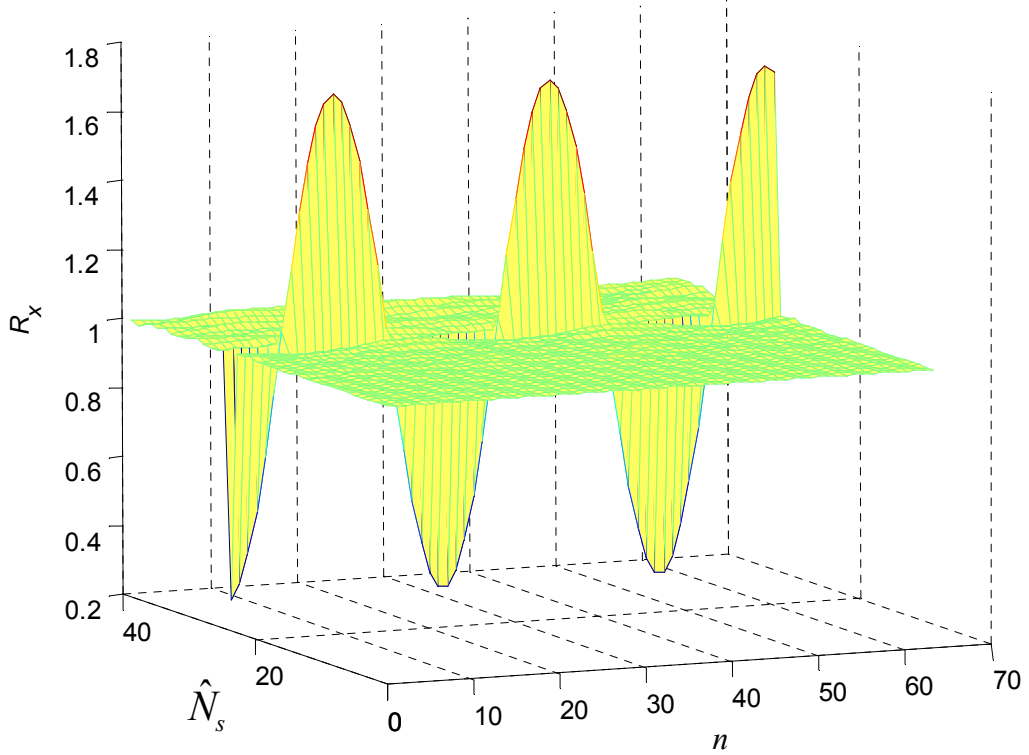
Şekil 2.1. R_x değerlerinin zaman (n) düzlemindeki değişimi

$$R_x(nT_s, \tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x(nT_s + mT) x^*(nT_s + mT - \tau) \quad (2.1)$$

$$R_x(n, \tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x(n + mN_s) x^*(n + mN_s - \tau) \quad (2.2)$$

Yüksek oranlı örneklenmiş işaretin, çevrimsel durağan olduğunu gösteren özelliklerinden birisi, “özilinti değerlerinin zaman düzleminde N_s periyodu ile periyodik

değişimi” olarak ifade edilmiştir. Özilinti değerlerinin periyodik değişimi şekil 2.1’de gösterilmektedir. Tam tersi yani N_s değeri işarete ait periyodik değer dışında bir değer aldığı durumun incelenebilmesi için (2.2) ifadesinde küçük bir değişiklik yapılması gerekmektedir. Bu nedenle, (2.2) ifadesi örnekleme aralığı (\hat{N}_s) ve zaman kayması (n) değişkenlerine bağlı bir fonksiyon olarak değiştirildiğinde (2.3) ifadesi elde edilmektedir.



Şekil 2.2. $\hat{R}_x(\hat{N}_s)$ değerlerinin farklı örnekleme aralığı değerlerine göre değişimi

$$\hat{R}_x(n, \hat{N}_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x(n + m\hat{N}_s) x^*(n + m\hat{N}_s - \tau) \quad (2.3)$$

$$\hat{R}_x(\hat{N}_s) = [\hat{R}_x(0, \hat{N}_s) \hat{R}_x(1, \hat{N}_s) \dots \hat{R}_x(K-1, \hat{N}_s)] \quad (2.4)$$

Şekil 2.2’de, (2.3) ifadesiyle gösterilen $\hat{R}_x(n, \hat{N}_s)$ özilinti değerlerinin farklı \hat{N}_s örnekleme aralığı ve zaman kayması değerleri için süperpose dönem analizi yapıldığında elde edilen değişimler gösterilmektedir. Bu değişimler incelendiğinde, $\hat{N}_s = N_s$ yani örnekleme aralığı yüksek oranlı örnekleme değerine eşit olduğu durum dışındaki diğer

durumlar için çevrimsel durağan bir işaretin özilinti değerleri, durağan yani sabit bir değişim göstermektedir. Bu durum (2.5) ile ifade edilmektedir.

$$\hat{R}_x = \begin{cases} \hat{R}_x(n, \tau) = \hat{R}_x(n - mN_s, \tau) & \hat{N}_s = N_s \\ \hat{R}_x(n, \tau) = \hat{R}_x(n - m, \tau) & \hat{N}_s \neq N_s \end{cases} \quad (2.5)$$

2.3.1.2. Frekans Seçici Sönümlmeli Kanallarda Alınan İşaretlerin Çevrimsel Durağanlığı

Şekil 2.2’de gösterilen sonuçlarda haberleşme kanalının etkisi olmadığı kabul edilerek gönderilen işarete ait özilinti değerlerinin değişimleri incelenmiştir. Bu çalışmada, hedeflenen sonuçlarda özellikle gönderilen işaretin geniş bantlı bozucu kanallar üzerinden alıcıya ulaştığı durumlar göz önüne alınmaktadır. Bu nedenle alınan işaretin çevrimsel durağan olduğu hem matematiksel olarak hem de benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Bu işlemler süresince bazı kabuller yapılmaktadır. Yapılan kabuller;

Kabul 1: Gönderilen bilgi sembollerinin a_i bağımsız özdeş dağılımlı (i.i.d.) ve ortalamasının $E\{a_i\} = 0$ ve özilinti değerleri (varyans)

$$E\{a_i a_j^*\} = \sigma_a^2 \delta_{i,j} \rightarrow \begin{cases} \delta_{i,j} = 1 & , i = j \\ \delta_{i,j} = 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (2.6)$$

olduğu kabul edilmektedir.

Kabul 2: a_i ve $\eta(n)$ gürültünün birbirlerinden bağımsız olduğu kabul edilmektedir.

Kabul 3: Frekans seçici sönümlmeli kanalın birim vuruş cevabı $h(n)$ bağımsız özdeş dağılımlıdır. Her bir $h(n)$, varyansı $\sigma_{h(n)}^2$ olan Gaussian rastgele değişkenler olduğu kabul edilmektedir [50,51,52].

Kabul 4: Haberleşme bandının yaklaşık değeri için daha önceden FFT esaslı spektrum arama algoritmalarından birisinin kullanılmasıyla işaretin bant genişliğinin (\hat{B}) kaba olarak kestirildiği kabul edilmektedir.

Matematiksel olarak alınan işaretinden çevrimsel durağan olduğu yapılan kabuller doğrultusunda (2.7) ile (2.13) arasındaki ifadelerle gösterilmektedir.

Eğer alınan işaretle, (2.7)'de olduğu gibi sadece gürültünün etkisi varsa, kabul 2'ye göre gönderilen işaret ile gürültünün birbirleriyle olan bağımsızlıklarından dolayı alınan işaret çevrimsel durağan özelliğine sahiptir denilebilir.

$$v(n) = x(n) + \eta(n) \quad (2.7)$$

Fakat alınan işaretle (2.8) ile gösterilen, sadece gürültünün değil, çok yollu sönümlenmeli kanalında etkisinin olduğu durumda alınan işaretin çevrimsel durağan olduğu (2.12) ile ifade edilmektedir.

$$v(n) = \sum_l h(l)x(n-l) + \eta(n) \quad (2.8)$$

(1.13) ile ifade edilen vericideki gönderilen işaret yüksek oranlı örnekleme işleminden sonra (2.9) ile gösterilmektedir.

$$x(n) = \sum_i a_i g(n - iN_s) \quad (2.9)$$

Gönderilen işaretin $x(t)$ özilinti fonksiyonu (2.10) ile ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} R_x(n, \tau) &= E \{ x(n) x^*(n - \tau) \} \\ &= E \left\{ \left(\sum_i a_i g(n - iN_s) \right) \left(\sum_j a_j g(n - jN_s - \tau) \right)^* \right\} \\ &= \sum_i \sum_j E \{ a_i a_j^* \} g(n - iN_s) g^*(n - jN_s - \tau) = \sigma_a^2 \sum_i g(n - iN_s) g^*(n - iN_s - \tau) \quad (2.10) \end{aligned}$$

(2.8) ile gösterilen işaretin özilinti fonksiyonuna, gönderilen işaretin, gürültünün ve kanal katsayılarının etkisi (2.11) ile gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} R_v(n, \tau) &= E \{ v(n) v^*(n - \tau) \} \\ &= E \left\{ \left(\sum_l h(l)x(n-l) + \eta(n) \right) \left(\sum_l h(l)x(n-l-\tau) + \eta(n-\tau) \right)^* \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_l h(l)h^*(l)E\{x(n-l)x^*(n-l-\tau)\} + E\{\eta(n)\eta^*(n-\tau)\} \\
&= \sum_l h(l)h^*(l)\sigma_a^2 \sum_i g(n-l-iN_s)g^*(n-l-iN_s-\tau) + R_\eta(n,\tau) \\
&= \sigma_a^2 \sum_l \sigma_h^2(l) \sum_i g(n-l-iN_s)g^*(n-l-iN_s-\tau) + R_\eta(n,\tau) \tag{2.11}
\end{aligned}$$

(2.10) ifade, (2.11) ifadesinde kullanılırsa (2.12) ifadesi elde edilir.

$$R_v(n,\tau) = \sum_l \sigma_h^2(l)R_x(n-l,\tau) + R_\eta(n,\tau) \tag{2.12}$$

(2.12) ifadesindeki $\sigma_h^2(l)$ ifadesi gerçel değere sahiptir. Bu nedenle kanal katsayıların etkisi alınan işaretin özilinti değerlerini karmaşık olarak değil, gerçel olarak etkilemektedir. Benzer şekilde $R_v(n+pN,\tau)$ ifadesi de hesaplanırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

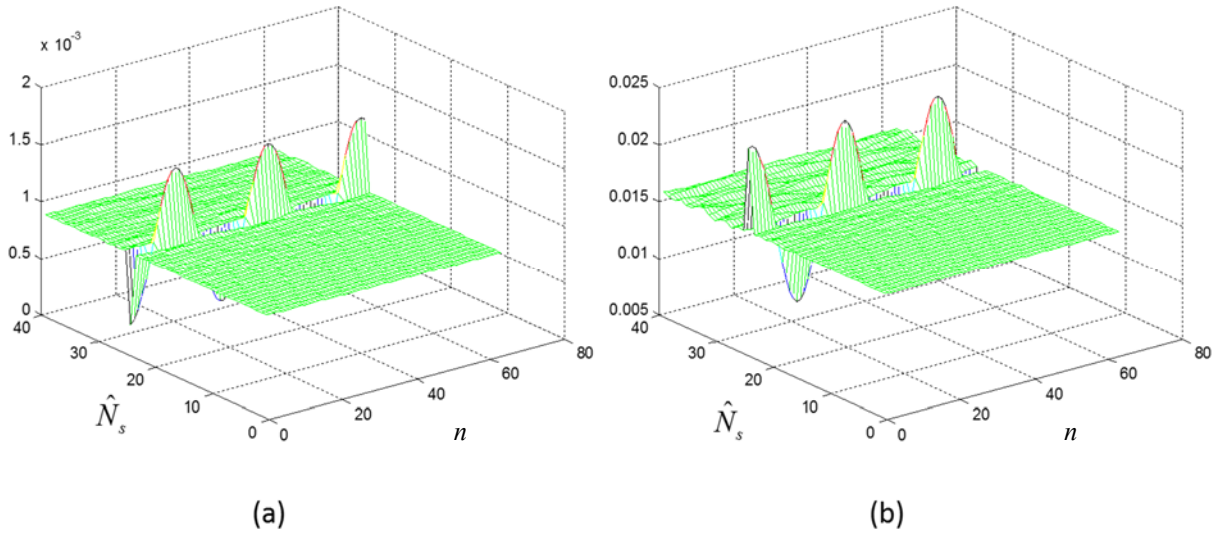
$$R_v(n,\tau) = R_v(n+pN,\tau) \tag{2.13}$$

Burada p tamsayıdır. Sabit τ değeri için (2.13) denklemi, $R_v(n,\tau)$ ifadesinin N periyoduna göre zamanda periyodik bir fonksiyon olduğunu göstermektedir. Diğer ifade ile $v(n)$ çevrimsel durağandır denilebilir.

Gönderilen işaret ile gürültünün birbirlerinden bağımsız olduğu kabulü göz önüne alındığında, sabit τ değeri için (2.3) ifadesindeki gibi (2.12) ifadesindeki alınan işaretin özilinti değerleri, örnekleme aralığı ve zaman kaymasına bağlı olarak (2.14) ifadesinde gönderilen işaret ile gürültünün özilinti değerlerinin toplamı olarak yazılabilmektedir.

$$R_v(n,\hat{N}_s) = \sum_l \sigma_h^2(l)R_x(n-l,\hat{N}_s) + R_\eta(n) \tag{2.14}$$

Şekil 2.3'de gönderilen işaretin $\hat{R}_x(n,\hat{N}_s)$ ve kanal çıkışındaki alıcı işaretinin $\hat{R}_v(n,\hat{N}_s)$ değişimleri gösterilmektedir. Bu değişimler incelendiğinde, (2.14) ifadesindeki frekans seçici kanalın ve gönderilen işaretin, alınan işaret üzerindeki etkileri gösterilmektedir.



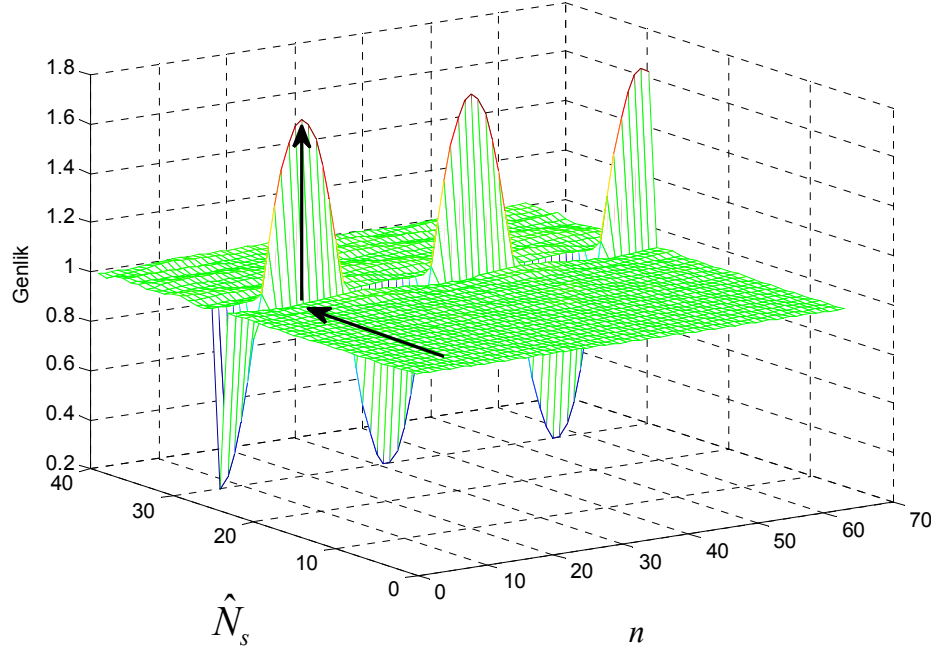
Şekil 2.3. GMSK işaretinin (BT=0.3) için (a) gönderilen işaretin $x(n)$ (b) alınan işaretin $v(n)$ için $\hat{R}(n, \hat{N}_s)$ değişimleri (SNR=20dB)

2.3.1.3. Farklı Darbe Biçimlendirici Filtrelerin Çevrimsel Durağan İşaretin Öz İlinti Değerleri Üzerindeki Etkisi

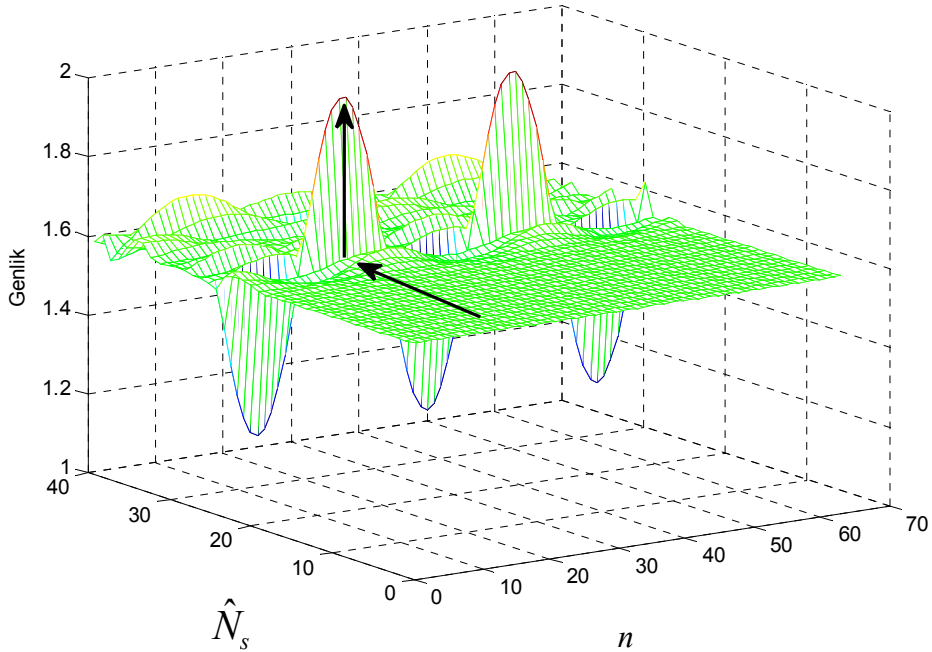
(1.52) ifadesiyle doğrusal modülasyonlu işaretlerin çevrimsel durağan oldukları gösterilmektedir. (1.52) ifadesinde çevrimsel durağanlığı etkileyen en önemli faktörlerden birisi verici tarafta gönderilen işaret sembollerine uygulanan darbe biçimlendirici filtredir. Buraya kadar yapılan analizlerde darbe biçimlendirici filtrenin çıkışında elde edilen işaretin sabit zarfa sahip olduğu kabulü yapılmıştır.

Darbe biçimlendirici filtrelerin etkisini görmek amacıyla, aynı analizlerin farklı darbe biçimlendirici filtrelere göre yapmak için sayısal haberleşme sistemlerinde en çok kullanılan darbe biçimlendirici filtreler olan Gaussian ve farklı azalma değerli yükseltilmiş kosinüs filtreleri ele alınmıştır. İfade edilen darbe biçimlendiricilere göre $\hat{R}_x(n, \hat{N}_s)$ değerlerinin farklı örnekleme aralığı ve zaman kayması değerleri için süperpoze dönem analiz değişimleri şekil 2.4'de gösterilmektedir. Özellikle yüksek oranlı örnekleme değerine karşılık gelen örnekleme aralığı değerindeki periyodik değişim dışındaki aşan bant genişliğinin azalmasıyla ortaya çıkan diğer periyodik değişimler belirgin olarak şekil 2.4-c ve şekil 2.4-d'de gösterilmektedir. Oluşan diğer periyodik değişimler, azalma değerinin düşük değerlerinde oluşan işaretler arası girişimin bir neticesidir. İşaretler arası

girişim oranının artmasıyla farklı örnekleme aralıklarında periyodik değişim gösteren özilinti değerleri daha fazla olmaktadır.



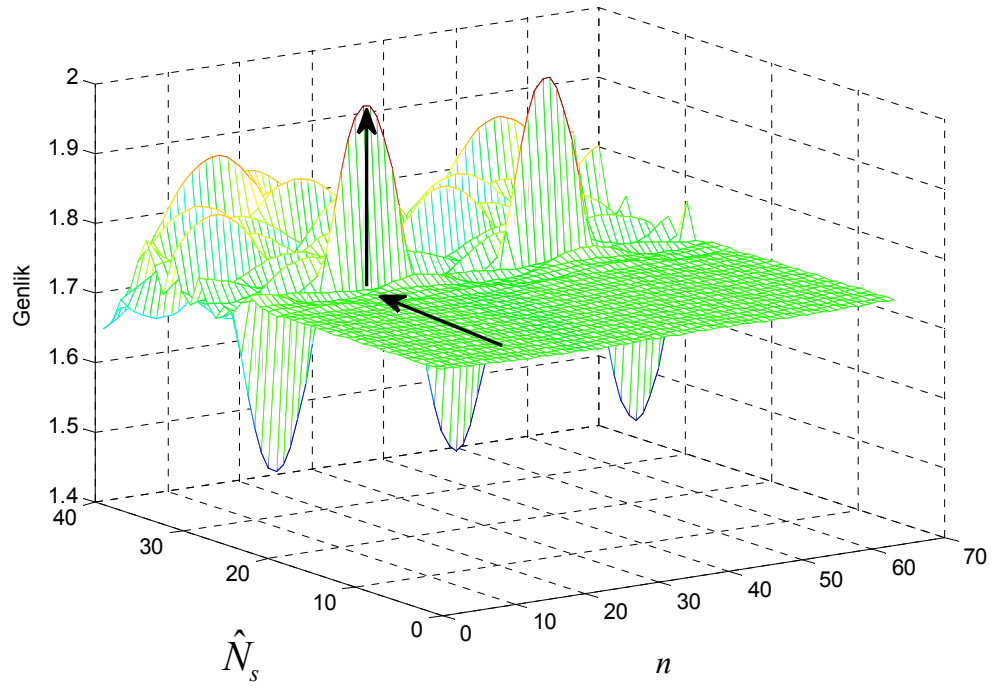
(a)



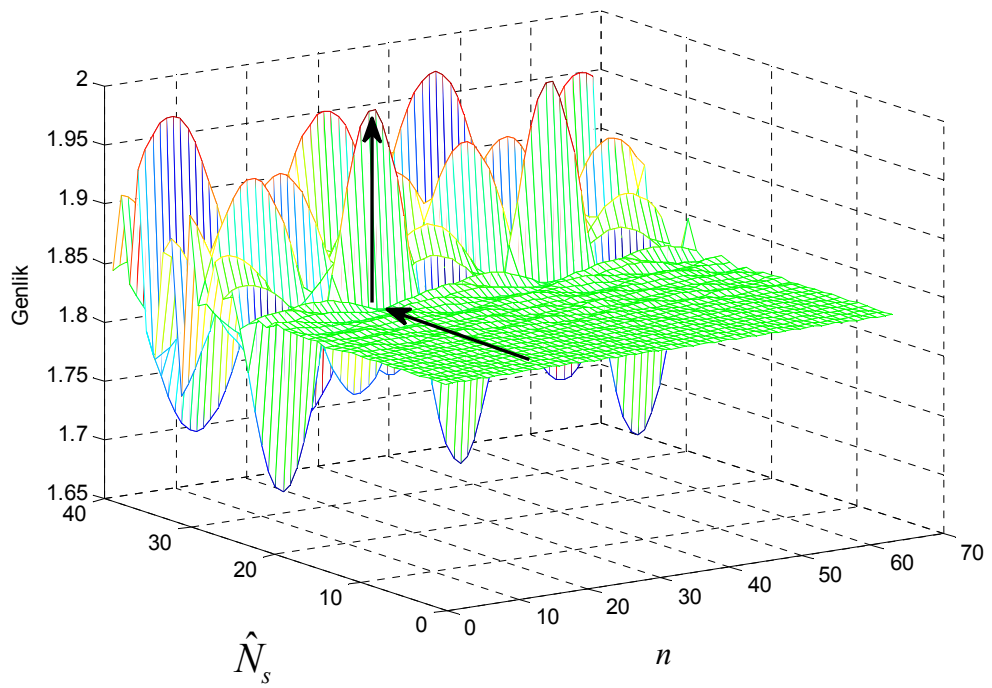
(b)

Şekil 2.4. Darbe biçimlendirici filtresi farklı olan işaretler için $\hat{R}_x(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi (a) GMSK işareti (BT = 0.3) ve yükseltilmiş kosinüs filtresi (b) $\alpha = 0.8$ (c) $\alpha = 0.5$ (d) $\alpha = 0.2$

Şekil 2.4'ün devamı



(c)



(d)

Şekil 2.4'deki değişimler incelendiği zaman gönderilen işarete kullanılan darbe biçimlendirici filtresinin etkisi göz ardı edildiği zaman iki önemli sonuca ulaşılmaktadır.

Bu sonuçlar;

1. Örnekleme aralığı değerinin simge hızına eşit olduğu noktada, özilinti değerlerindeki değişimler, diğer noktalardaki değişimlere göre daha belirgin bir periyodik değişim göstermektedir.
2. Örnekleme aralığının ilk değeri ile yüksek örnekleme oranı değerine yakın değer arasında özilinti değerlerinde benzer genlik değerleri elde edilmektedir. Örnekleme aralığı değerinin yüksek örnekleme oranı değerine eşit olduğu noktada genlik değeri olarak şekil 2.4'de oklarla gösterilen ani bir yükseliş oluşmaktadır.

Bu iki sonuç, önerilen yöntemin işlem adımlarını belirlemede önemli rol oynamaktadırlar.

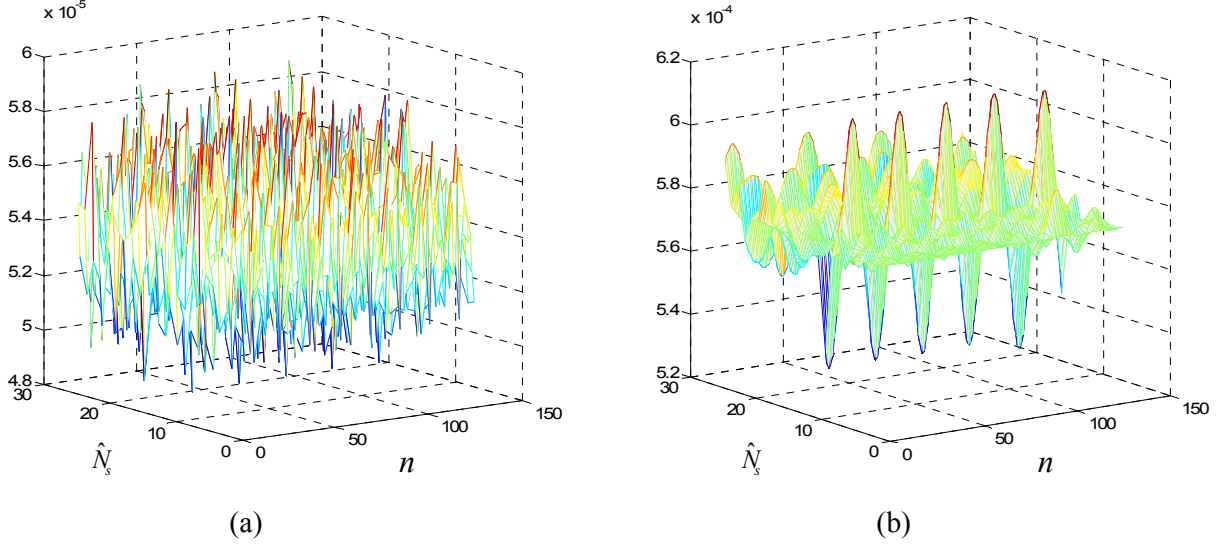
2.3.1.4. Önerilen Yöntemin İşlem Adımları

Önerilen yöntem, üç aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamada (2.14) ifadesinde gösterilen, alınan işaretin özilinti değerleri üzerinde gürültünün etkisini azaltmak için kesim frekansı, örnekleme frekansının yarısı olan basit bir alçak geçiren filtre kullanılarak şekil 2.5'de görüldüğü gibi $\hat{R}_v(n, \hat{N}_s)$ değerleri elde edilmektedir. Böylelikle daha düşük işaret gürültü oranlarında daha yüksek başarımlar elde edilebilmektedir.

İkinci aşamada, şekil 2.3'deki analizden elde edilen birinci sonuca göre, her bir örnekleme aralığı \hat{N}_s değerine karşılık gelen değişimlerin özellikle periyodik değişimlerin genliklerini tespit etmek için Fourier dönüşümünün periyodik işaretler için bir tepe oluşturma özelliğinden faydalanılmaktadır. Burada en büyük zamanda kayma değeri (K) (2.15) ifadesiyle hesaplanmaktadır.

$$D = \log_2 \left(\frac{f_s}{B} \right) \Rightarrow K = 2^{\lceil D+1 \rceil} \quad (2.15)$$

Burada $\lceil \bullet \rceil$ yukarı yuvarlama fonksiyonudur.

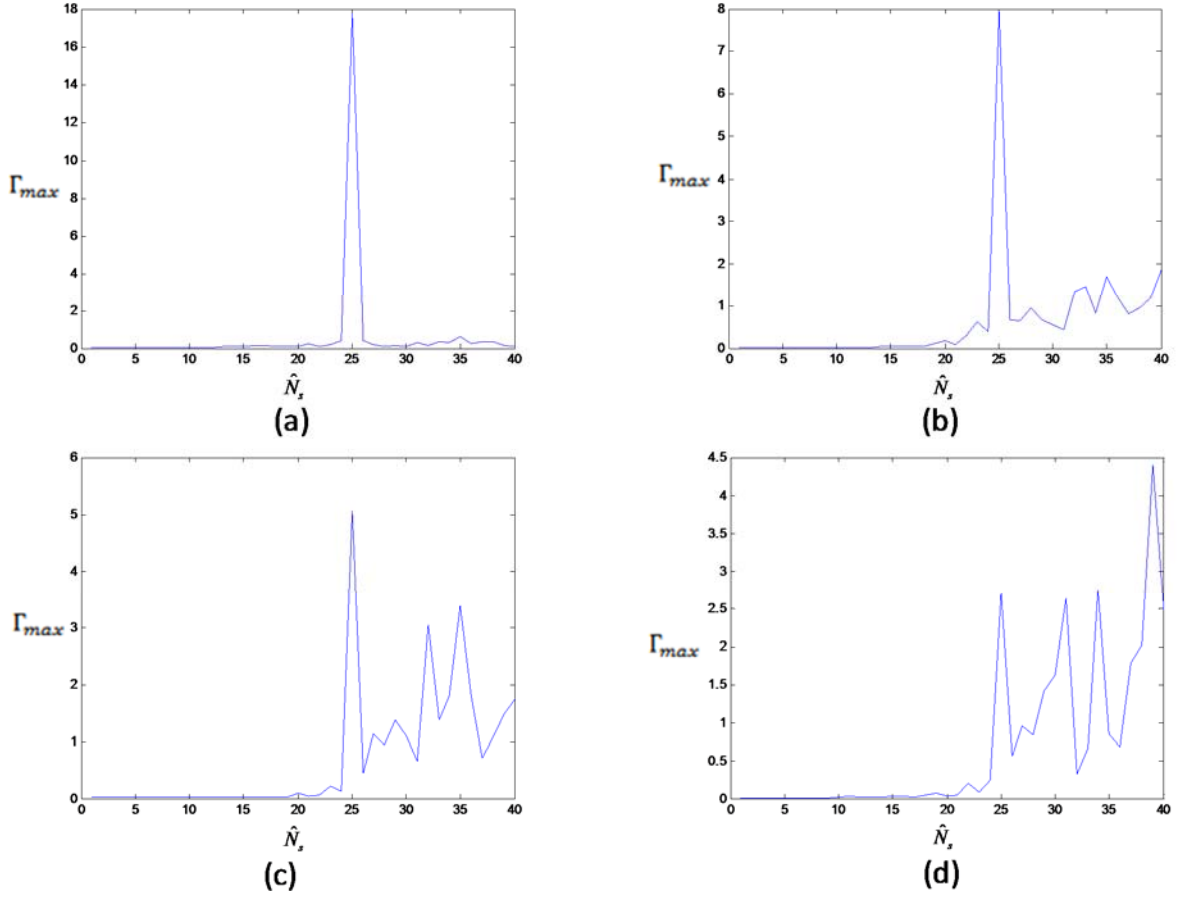


Şekil 2.5. Alçak geçiren filtrenin $\hat{R}_v(n, \hat{N}_s)$ değerleri üzerindeki etkisinin değişimleri (a) filtreden önce (b) filtreden sonra (SNR=0dB)

(2.16) ifadesindeki her bir \hat{N}_s değerine karşılık gelen Γ_{\max} genlik değeri, Fourier dönüşümü sonucu elde edilen değer kümesi içerisindeki en büyük değerin tespit edilmesiyle belirlenmektedir. Burada Fourier dönüşümü kullanılmasının sağladığı avantajla, alçak geçiren filtre çıkışında elde edilen $\hat{R}_v(n, \hat{N}_s)$ içerisinde istenilmeyen bileşenler sanki bir filtre gibi filtrelenmektedir.

$$\Gamma_{\max}(\hat{N}_s) = \max \left[\mathcal{F} \left\{ \hat{R}_v(n, \hat{N}_s) \right\} \right] \quad (2.16)$$

Şekil 2.3'deki değişimler için (2.16) ifadesi kullanılarak bulunan Γ_{\max} genlik değerlerinin değişimleri şekil 2.6'da gösterilmektedir.



Şekil 2.6. Her bir \hat{N}_s değerindeki özilinti değerlerinin değişimini gösteren Γ_{\max} değerlerinin değişimi: (a) GSMK işaretini (BT=0.3) ve Yükseltilmiş Kosinüs Filtresi (b) $\alpha=0.8$ (c) $\alpha=0.5$ (d) $\alpha=0.2$

Üçüncü aşamada, şekil 2.3'deki analizden elde edilen ikinci sonuca göre, örnekleme aralığı değerinin yüksek örnekleme oranına eşit olduğu noktadaki ani yükselişin tespit edilebilmesi için ilk olarak, Γ_{\max} değerlerine göre bir eşik değeri belirlenmektedir. Eşik değerinin hesaplanması için (2.17) ifadesi kullanılmaktadır [44].

$$\lambda_{\Gamma} = \mu_{\Gamma} + \sigma_{\Gamma} \quad (2.17)$$

$$\mu_{\Gamma} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \Gamma_{\max}(l) \quad (2.18)$$

$$\sigma_{\Gamma} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\Gamma_{\max}(l) - \mu_{\Gamma})^2} \quad (2.19)$$

Eşik değerinin belirlenmesinden sonra, λ_r eşik değerini üstündeki ilk değer bulunmasıyla ani yükselişin olduğu \hat{N}_s noktası belirlenerek yüksek oranlı örnekleme faktörü kestirilmektedir. Kestirilen bu değere karşılık, (2.20) ifadesi kullanılarak simge hızı kestirimi gerçekleştirilmektedir.

$$\hat{T} = \hat{N}_s T_s \quad (2.20)$$

Tablo 2.2. Önerilen yöntemin işlem adımları

1. Alınan $v(t)$ işareti, $T_s < T$ göre yüksek bir örnekleme frekansı ile örneklenir.

$$v(nT_s) = \sum_l h(l) x([n-l]T_s) + \eta(nT_s)$$

2. $R_v(n, \hat{N}_s) = \sum_l \sigma_h^2(l) R_x(n-l, \hat{N}_s) + R_\eta(n)$ ifadesindeki gürültünün etkisi $f(n)$ filtresi kullanılarak azaltılıp yeni $\hat{R}_v(n, \hat{N}_s)$ elde edilir.

for $\hat{N}_s = N_{s \min} : N_{s \max}$

$$R_v(n, \hat{N}_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} v[n + m\hat{N}_s] v^*[n + m\hat{N}_s - \tau]$$

$$\hat{R}_v(n, \hat{N}_s) = R_v(n, \hat{N}_s) \otimes f(n)$$

$$\Gamma_{\max}(\hat{N}_s) = \max \left[\mathcal{F} \left\{ \hat{R}_v(n, \hat{N}_s) \right\} \right]$$

end

3. $\Gamma_{\max}(\hat{N}_s)$ değerlerine göre belirlenen λ_r eşik değerinin üstündeki ilk değer belirlenir.

for $\hat{N}_s = N_{s \min} : N_{s \max}$

$$\text{if } \Gamma_{\max}(\hat{N}_s) > \lambda_r$$

break

end

end

4. Belirlene \hat{N}_s değerine göre simge hızı (sembol periyodu) kestirilir.

$$\hat{T} = \hat{N}_s T_s$$

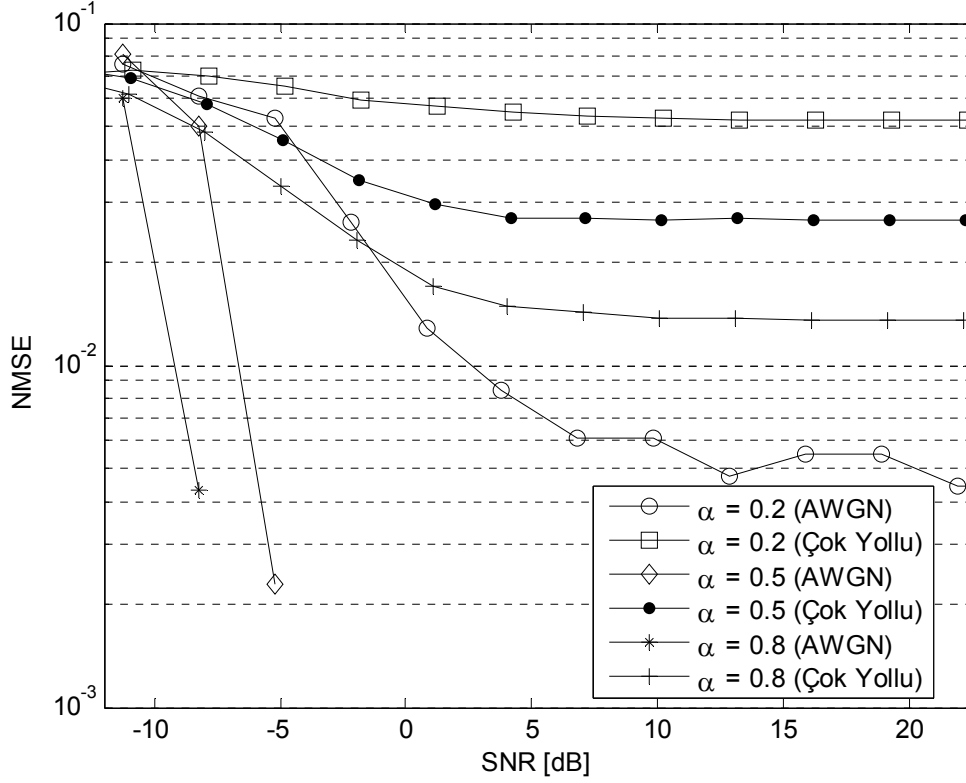
2.3.2. Çevrimsel İlinti Esaslı Yöntem İle Simge Hızı Kestirim Analizi

Literatürde, çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile yapılan çalışmalarda incelenen sonuçlar, yöntemin yükseltilmiş kosinüs filtresinin azalma faktörünün düşük değerlerindeki davranışıyla ilgilidir. Fakat bu incelemeler, yöntemin sonucunu etkileyen çevrimsel ilinti katsayı adeti, arama bölgesi aralığı ve yüksek örnekleme oranı değeri gibi parametreler için belli değerler seçilerek yapılmaktadır. Bu parametrelerin yöntemin kestirim performansını nasıl etkilediği hakkında yapılmış bir çalışma literatürde bulunmamakta yada yapılan çalışmalarda bu noktalara pek değinilmemektedir.

Bu bölümde çevrimsel ilinti yönteminin, farklı koşullar ve parametrelere göre simge hızı kestirimindeki durum ve sonuçları analiz edilmektedir. Çevrimsel ilinti esaslı yöntemin performansını etkileyen parametreler, gönderilen işaretin darbe biçimi, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri, modülasyon türü, iletişim kanalı, alınan örnek sayısı ve çevrimsel ilinti katsayı ($2Y + 1$) adeti seçilmiştir.

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 10, sembol sayısı 1000, çevrimsel ilinti katsayısı 15, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle çevrimsel ilinti esaslı yöntemin, AWGN kanallardaki performansıyla kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki performansını karşılaştırmak için azalma değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.7’de verilmektedir.

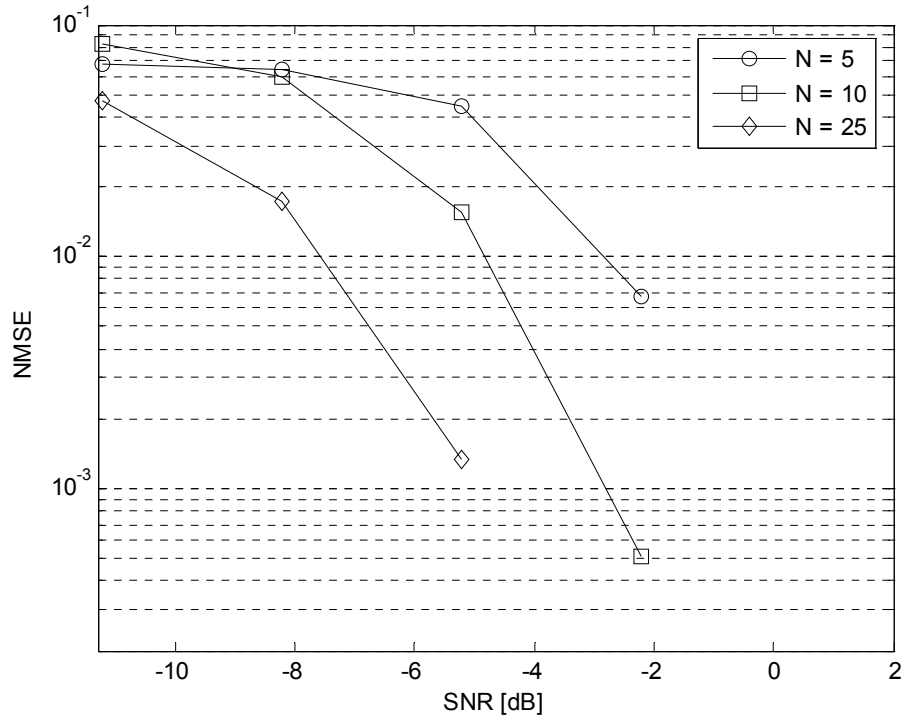
Yükseltilmiş kosinüs filtresinin azalma değerinin şekil 1.24, şekil 1.25 ve şekil 1.26’da gösterilen etkisi şekil 2.7’de AWGN kanallardaki ve çok yollu kanallardaki elde edilen eğrilerle gösterilmektedir. Özellikle çevrimsel ilinti esaslı yöntemin, AWGN kanallarda azalma faktörünün büyük değerlerinde önemli başarımlar elde edilmektedir. Bu başarımın diğer önemli bir etkeni yüksek oranlı örnekleme değeridir. Bununla ilgili sonuçlar şekil 2.8 ve şekil 2.9’da gösterilmektedir.



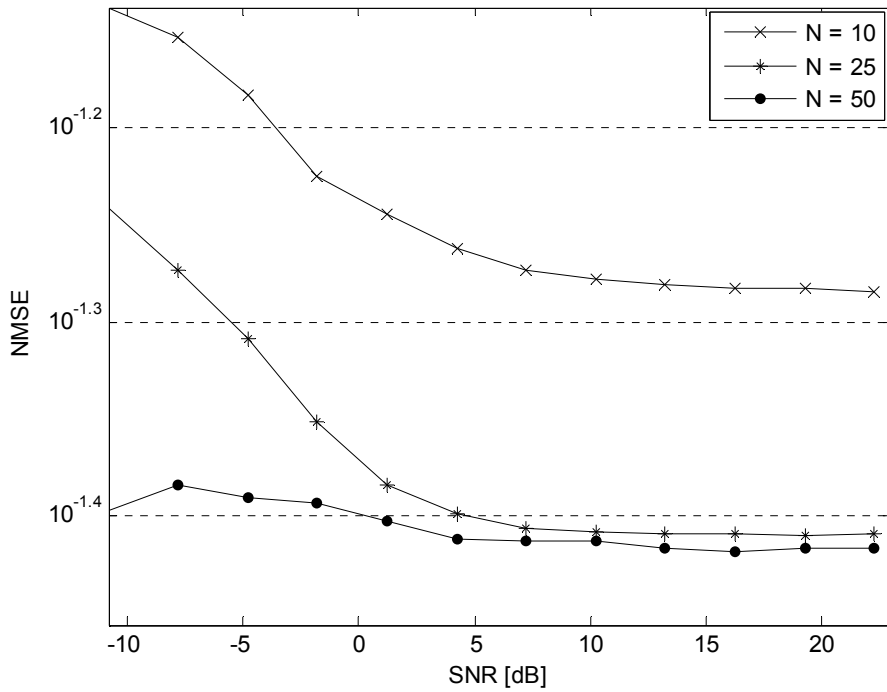
Şekil 2.7. Çevrimsel ilinti esaslı yöntemin AWGN ve çok yollu kanallardaki farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta sembol sayısı 1000, çevrimsel ilinti katsayısı 15, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle çevrimsel özilinti esaslı yöntemin, AWGN kanallarda $\alpha = 0.35$ için ve kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki $\alpha = 0.2$ için farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.8 ve şekil 2.9'da verilmektedir.

Azalma değeri (α), AWGN kanallar için 0.35 ve çok yollu kanallar için 0.2 seçilmesi, şekil 2.7'deki sonuçlar içerisinde düşük performanslara sahip olmalarındandır. Şekil 2.8'de, yüksek oranlı örnekleme değerinin artırılmasıyla çevrimsel ilinti esaslı yöntemin AWGN kanallardaki başarımının da önemli bir artış elde edildiği görülmektedir. Fakat şekil 2.9'daki sonuçlara göre, aynı başarım çok yollu sönümlenmeli kanallarda elde edilememektedir. Ayrıca yüksek oranlı örnekleme değerleri, çok yollu kanallar için daha büyük seçilmiş ve çevrimsel durağanlık özelliği daha belirgin hale getirilmiştir. Bu koşullara rağmen durumda net bir değişim gözlenilmemektedir.

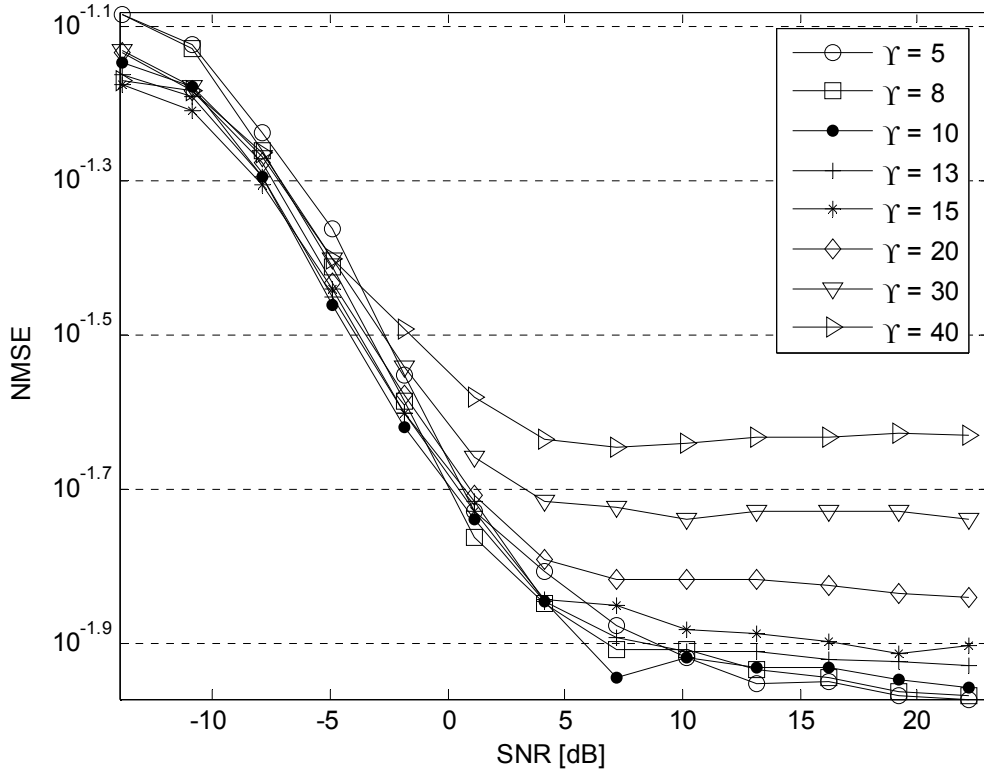


Şekil 2.8. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre AWGN kanallarda çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



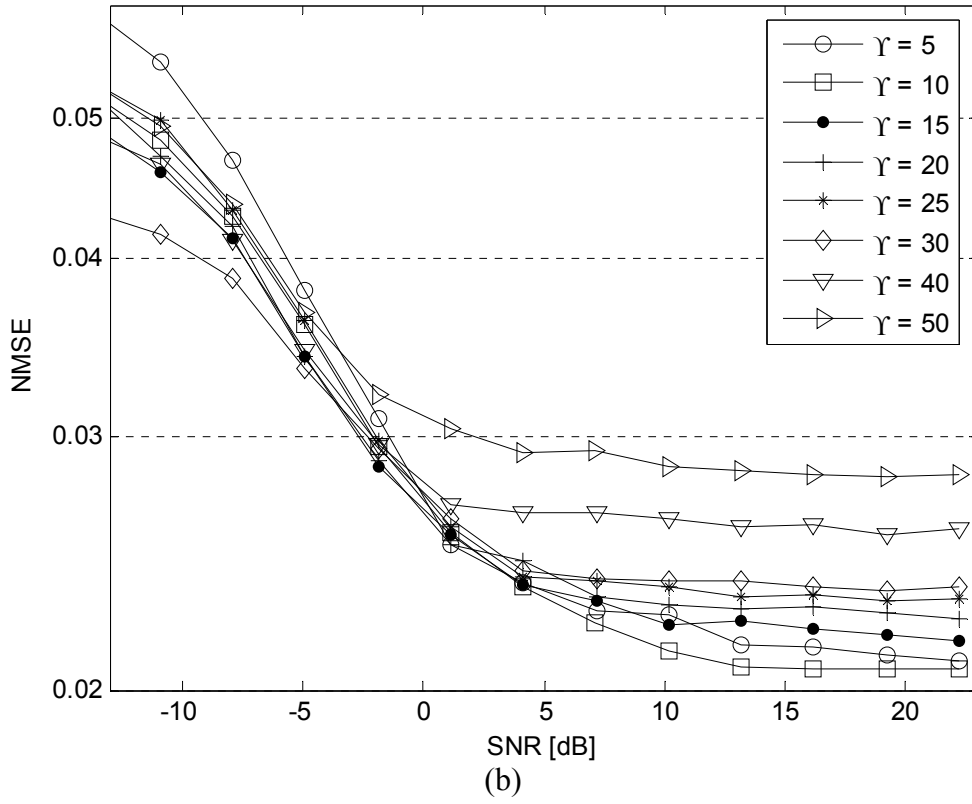
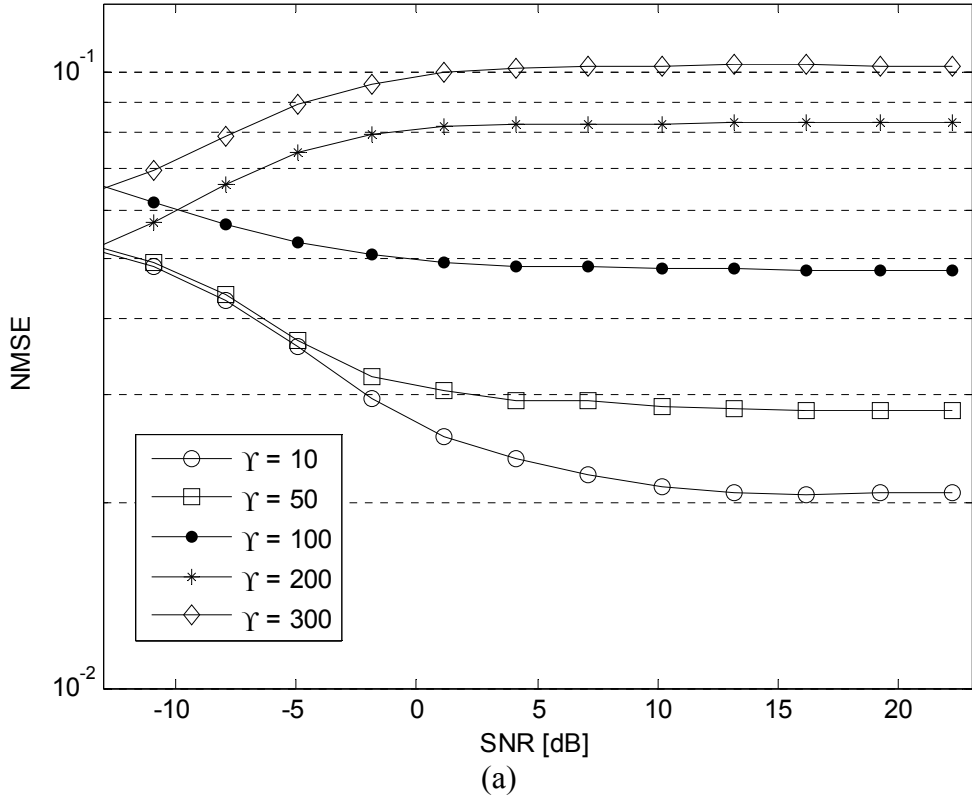
Şekil 2.9. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre çok yollu sönmülemeli kanallardaki çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta sembol sayısı 800, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 10, 25 ve 50, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle çevrimsel özilinti esaslı yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki farklı çevrimsel ilinti katsayı adetine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.10, şekil 2.11 ve şekil 12’de verilmektedir.

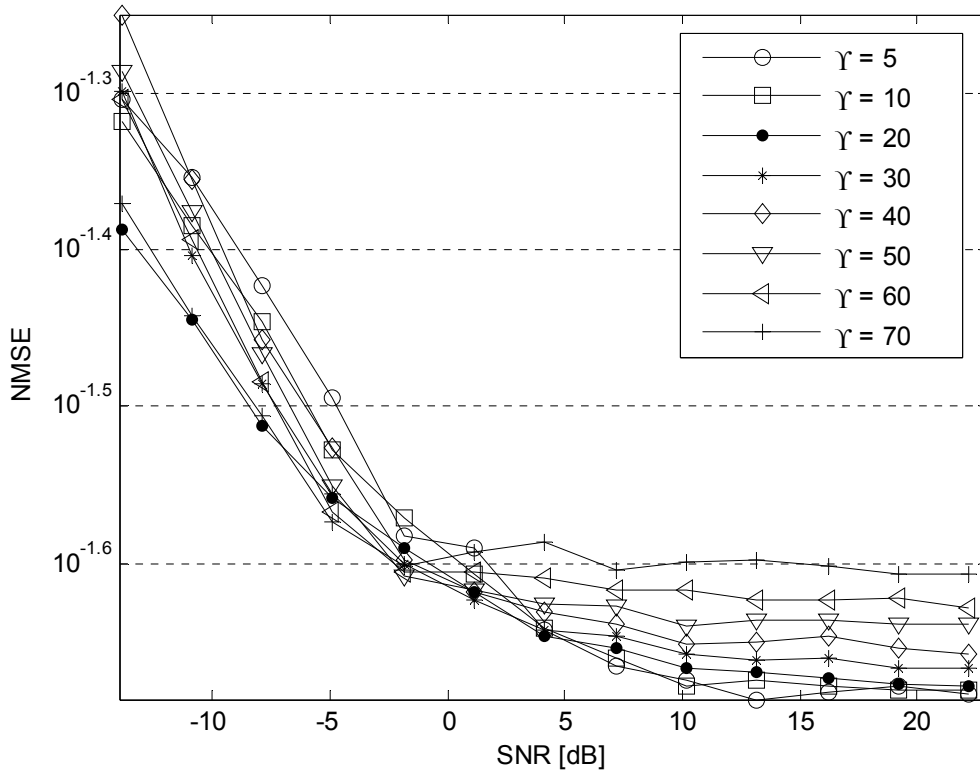


Şekil 2.10. Farklı çevrimsel ilinti katsayı adetlerine göre $N = 10$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 2.10, şekil 2.11 ve şekil 2.12’deki sonuçlar incelendiğinde çevrimsel ilinti katsayılarının adeti simge hızı kestirimi başarımını önemli olarak etkileyen parametrelerden birisi olduğu net olarak gösterilmektedir. Fakat bu parametrenin etkisi, seçilen yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre değişmemektedir. Farklı yüksek örnekleme oranlarında en iyi sonuçlar çevrimsel ilinti katsayılarının adetinin (γ) 10 ile 20 arasındaki değerlerinde olduğu görülmektedir. Ayrıca şekil 2.11.a’da gösterilen çevrimsel ilinti katsayılarının adetinin (γ) yüksek değerlerinde performans da belirgin bir düşüşe neden olduğu gösterilmektedir.



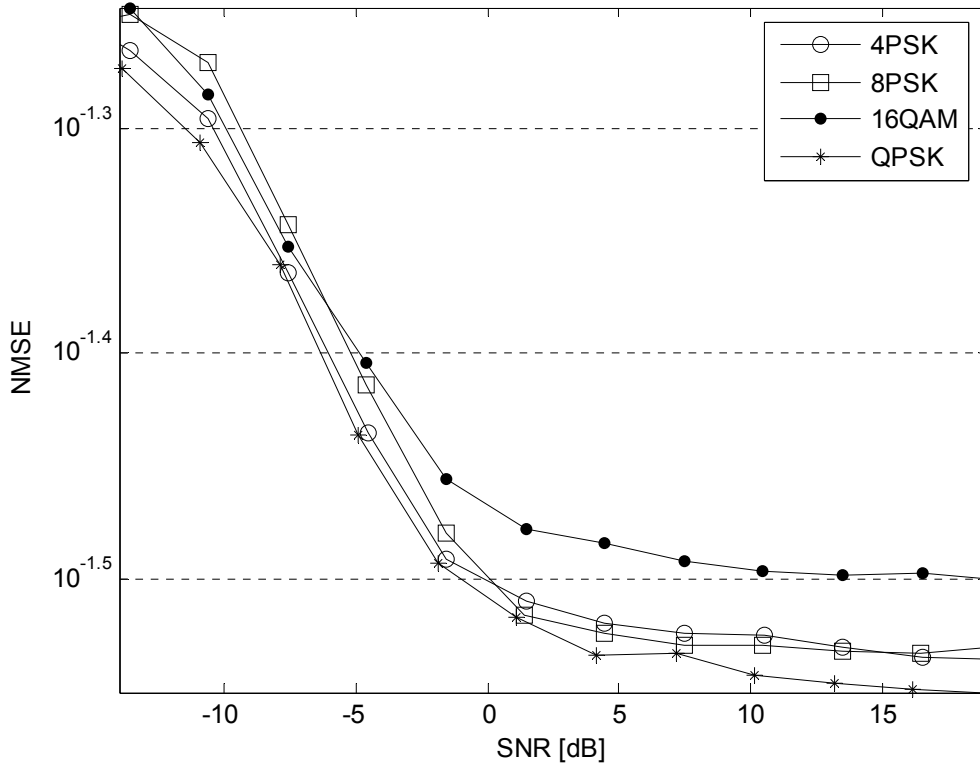
Şekil 2.11. Farklı çevrimsel ilinti katsayı adetine göre $N = 25$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.12. Farklı çevrimsel ilinti katsayısı adetine göre $N = 50$ için çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta sembol sayısı 800, çevrimsel ilinti katsayısı 15, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle çevrimsel özilinti esaslı yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki kullanılan farklı doğrusal modülasyonlu işaretlere göre simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.13’de verilmektedir.

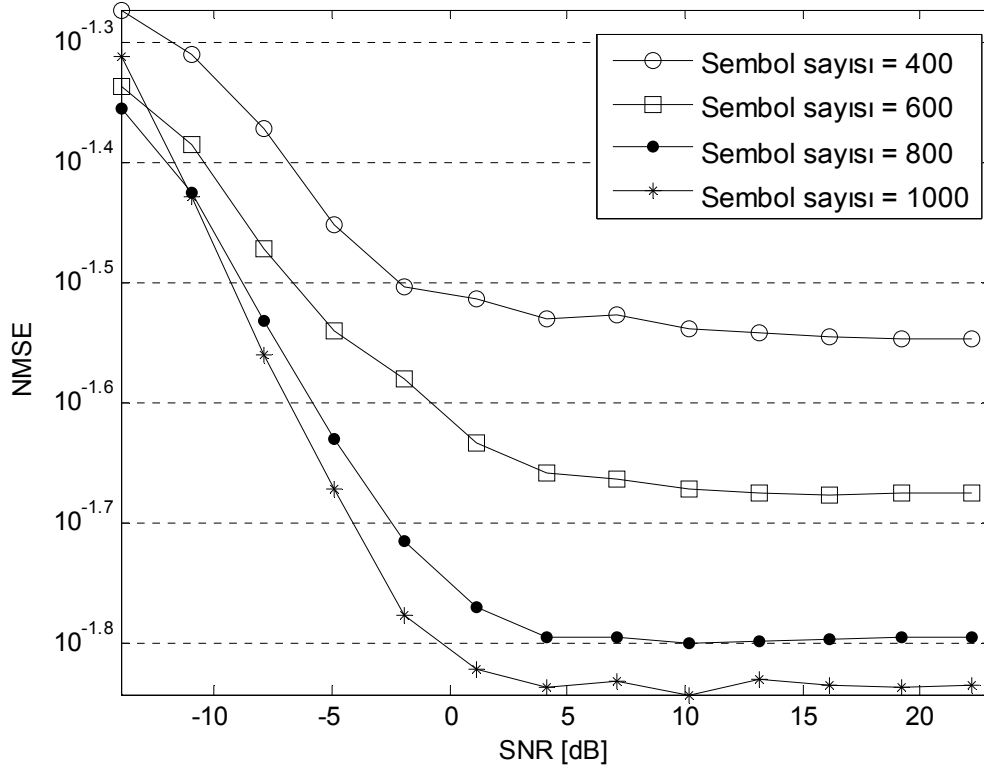
Çevrimsel durağan özelliğe sahip doğrusal modülasyonlu işaretlerin özilinti değerlerinin periyodik değişimlere sahip oldukları, doğrusal modülasyonlu işaretlerin bu özelliğinden faydalanarak simge hızı kestirimi yapan çevrimsel özilinti esaslı yöntem ile elde edilen şekil 2.13’deki sonuçlarla net olarak gösterilmektedir. 16QAM modülasyon sonuçlarının diğerlerine göre biraz daha kötü sonuç vermesinin nedeni olarak, modülasyon zarfında oluşan çok seviyelilik ve darbe biçimlendiriciden dolayı oluşan semboller arasındaki girişimler düşünülebilir.



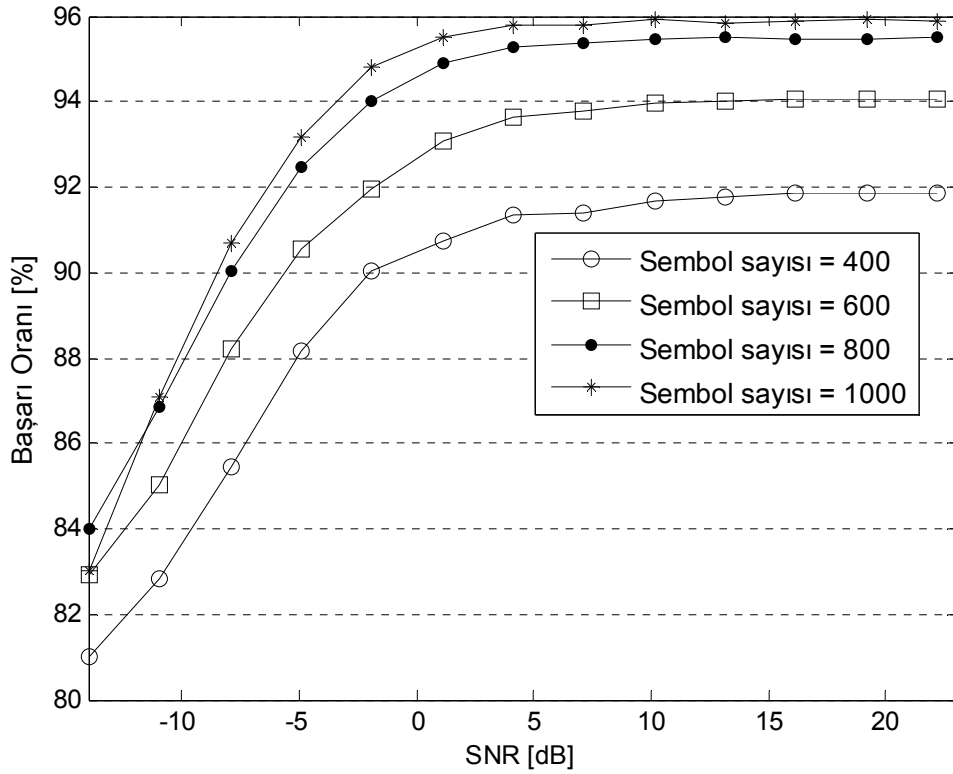
Şekil 2.13. Farklı modülasyon türlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta çevrimsel ilinti katsayısı 15, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle çevrimsel özilinti esaslı yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki farklı sembol sayısı değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.14’de ve başarı oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.15’de verilmektedir.

Elde edilen sonuçlardan özellikle şekil 2.15’de sembol sayısı parametresinin, simge hızı kestirim performansını etkileyen azalma faktörü ve çevrimsel ilinti katsayısı adeti parametreleri kadar önemli olduğu anlaşılmaktadır.



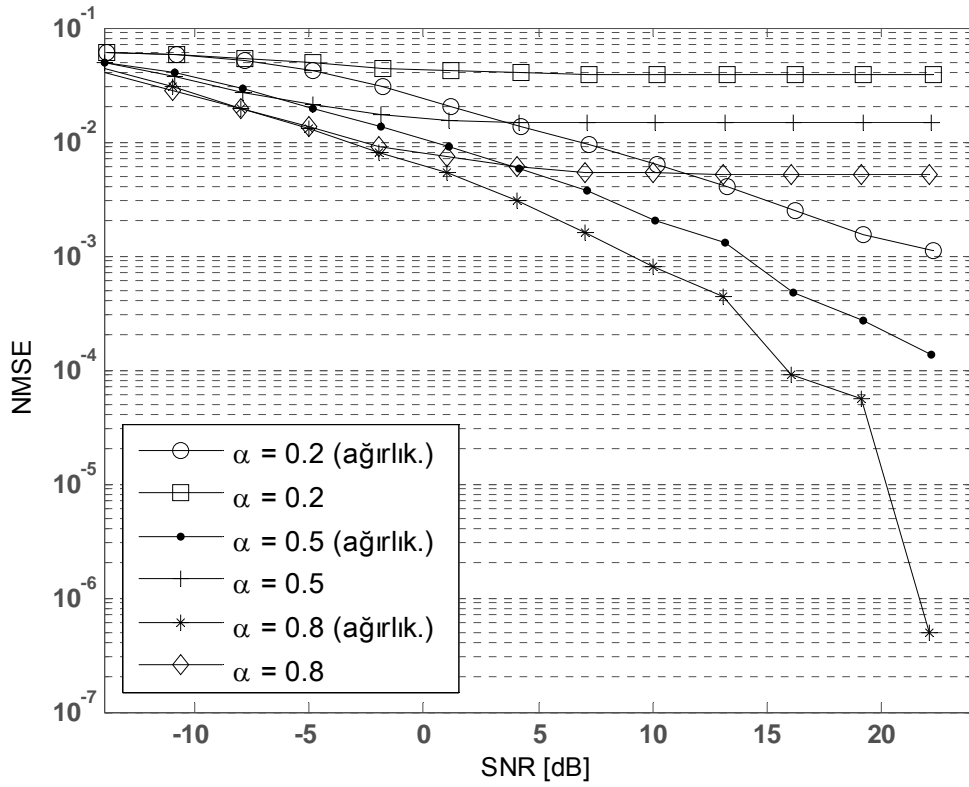
Şekil 2.14. Farklı sembol sayısı değerlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



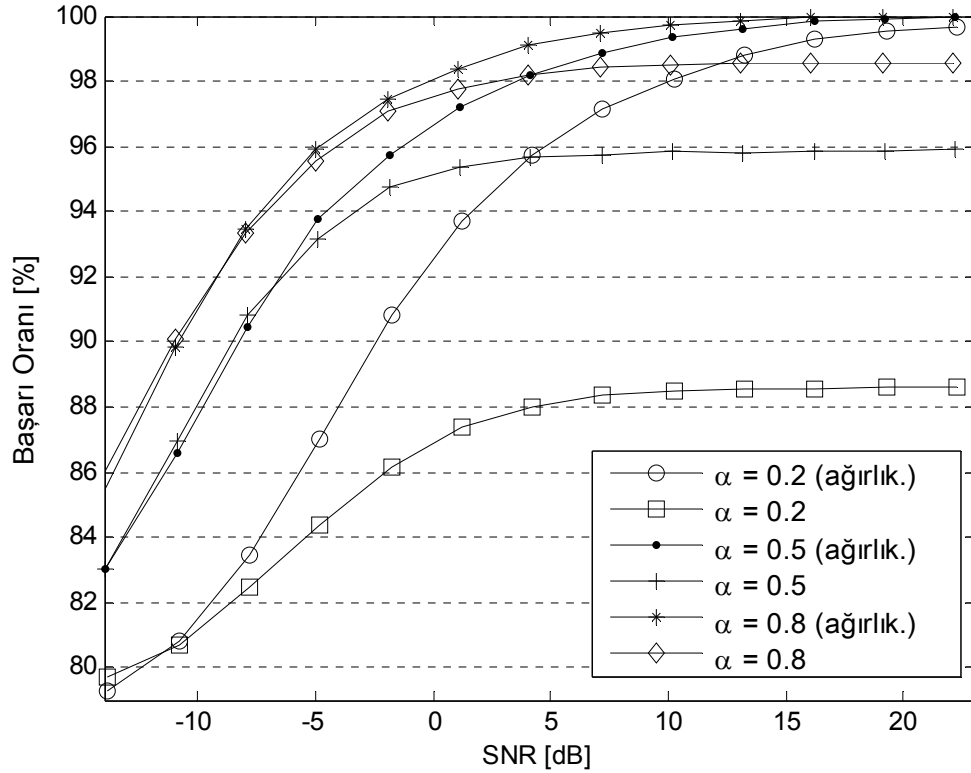
Şekil 2.15. Farklı sembol sayısı değerlerine göre çevrimsel ilinti esaslı yöntemle elde edilen Başarı oranı eğrilerinin karşılaştırılması

Ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti yönteminde, ağırlık kovaryans matrisiyle klasik yöntemde sıfır çevrimsel frekans çevresinde oluşan problemlili bölgeyi (şekil 1.27) bastırarak β_0 noktasındaki spektral çizginin daha belirginleştirilmesi (şekil 1.29) sağlanmaktadır. Ağırlıklandırılmış ve klasik çevrimsel ilinti yöntemlerinin, farklı SNR değerlerindeki performans karşılaştırması şekil 2.16'da ve başarımlı karşılaştırması şekil 2.17'de gösterilmektedir. Bu karşılaştırmalarda yapılan kabuller; çevrimsel ilinti katsayısı 15, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ve arama bölgesi $\pm\%50T$, iletim kanalı kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanal ve sembol sayısı 1000'dir.

Şekil 2.16 ve şekil 2.17 incelendiğinde ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti yöntemi performansta belirgin bir artış sağlamaktadır.



Şekil 2.16. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.17. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerin farklı α değerlerine göre elde edilen başarı oranı eğrilerinin karşılaştırılması

Ağırlıklandırılmış ve klasik çevrimsel ilinti yöntemlerinin SNR = 10dB değeri için şekil 2.17’de karşılık gelen başarı oranı değerleri tablo 2.3’de ayrı ayrı α değerleri için gösterilmektedir.

Tablo 2.3. SNR = 10dB için başarı oranı değerlerinin karşılaştırması

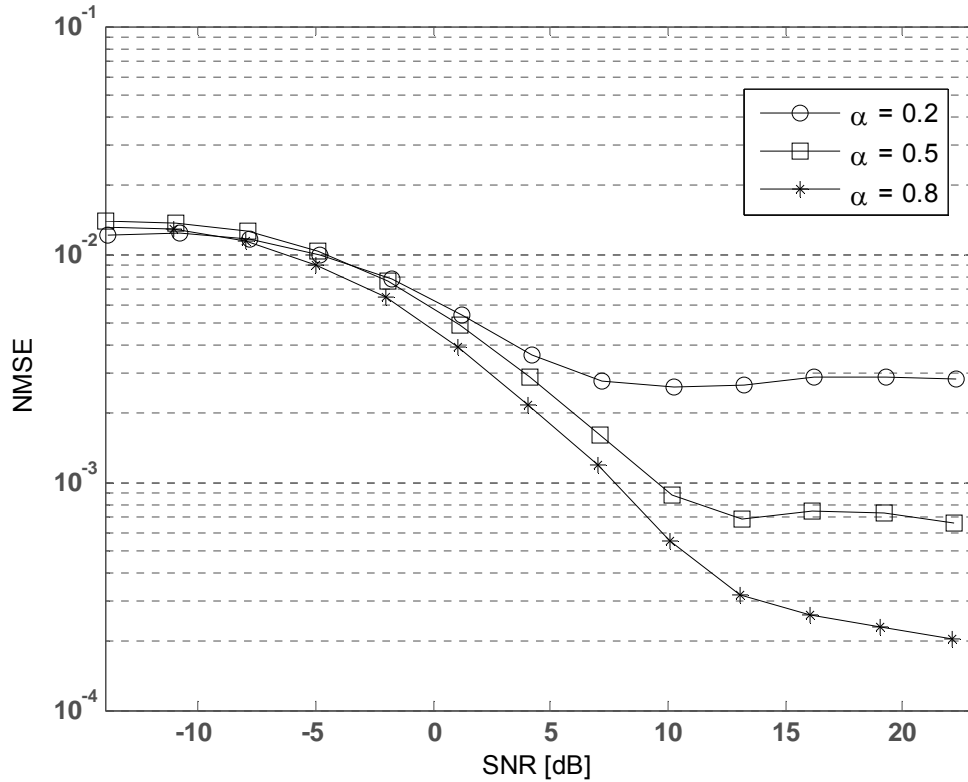
	$\alpha = 0.2$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 0.8$
Klasik	88,464	95,854	98,481
Ağırlıklandırılmış	98,083	99,360	99,742

2.3.3. Önerilen Yöntem İle Simge Hızı Kestirim Analizi

Bu bölümde öncelikle önerilen yöntemin, yöntem içerisinde kullanılan parametrelere göre ayrı ayrı elde edilen performans eğrileriyle analizi yapılmaktadır. Daha sonra farklı kanallar için çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile karşılaştırma yapılmaktadır. Ayrıca önerilen

yöntemin, taşıyıcı frekans kestiriminde veya alıcı tarafta kullanılan osilatörden dolayı meydana gelen frekans kayması veya ofset frekans değerinin farklı değerleri için durumu incelenmektedir.

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 800, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle önerilen yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki performansını karşılaştırmak için azalma değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.18’de verilmektedir.

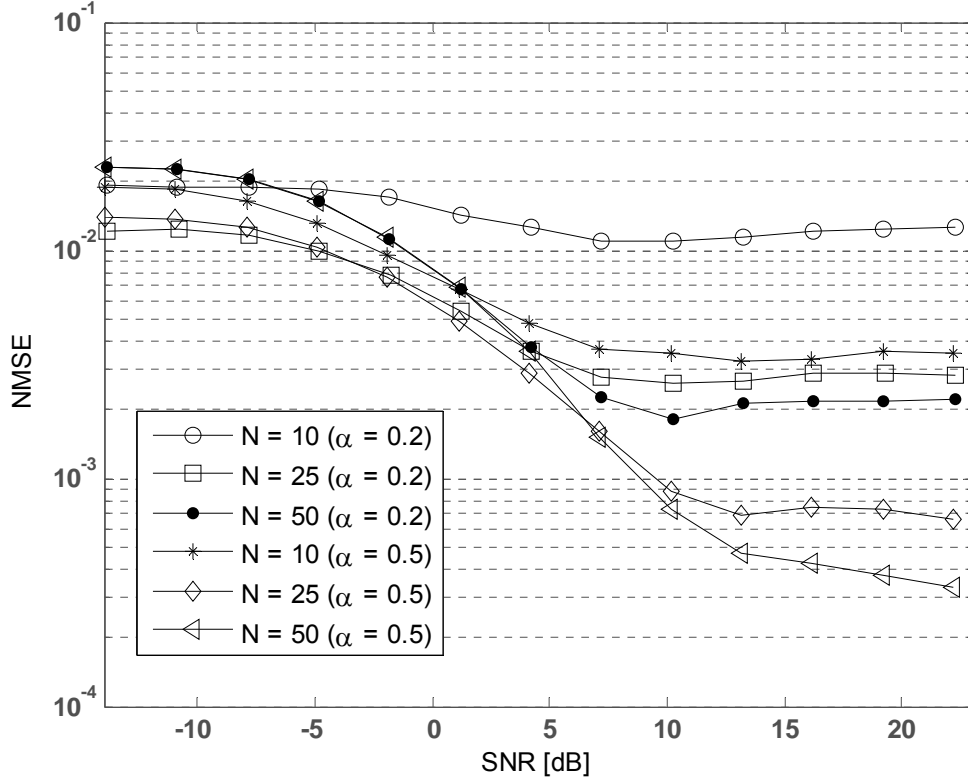


Şekil 2.18. Önerilen yöntemin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

α değerinin artmasıyla yükseltilmiş kosinüs filtresinin neden olduğu işaretler arası girişim etkisinin azalması ile önerilen yöntemin performansı şekil 2.18’de görüldüğü gibi artmaktadır. Yani çevrimsel ilinti esaslı yöntemde, darbe biçimlendiricinin simge hızı performansına olan etkisi önerilen yöntemde de görülmektedir.

Alıcı tarafta sembol sayısı 800, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.2$ ve $\alpha=0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulüyle önerilen yöntemin, kanal profili 3

dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.19’de verilmektedir.

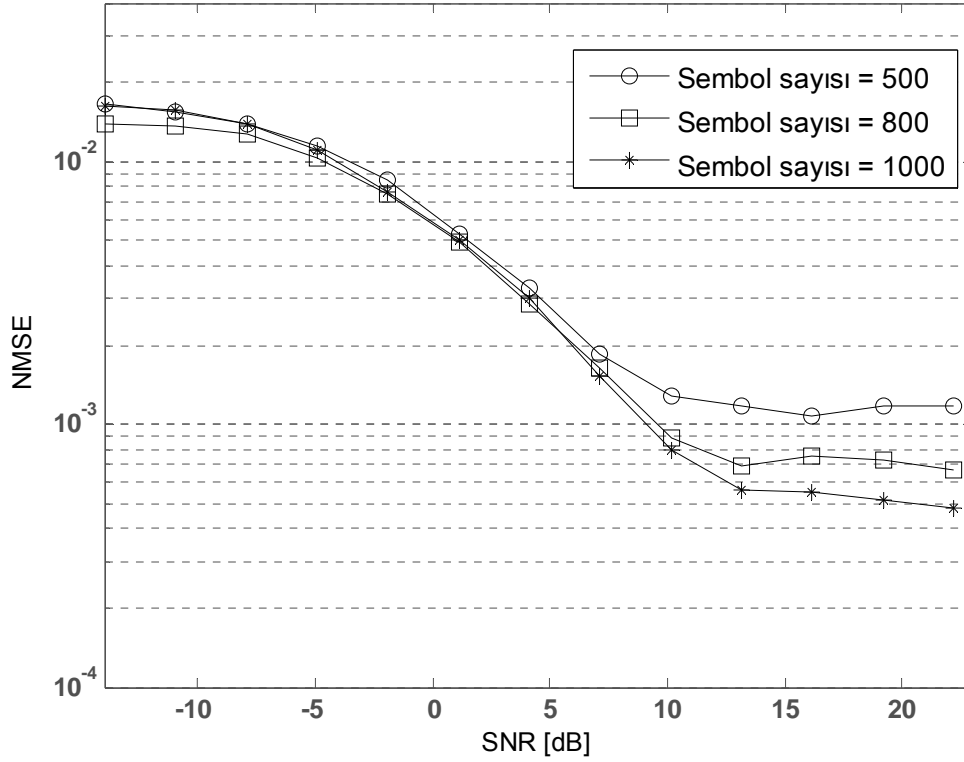


Şekil 2.19. Farklı yüksek oranlı örnekleme değerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 2.19’da, önerilen yöntemin yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre elde edilen eğriler incelendiğinde, yüksek oranlı örnekleme değerlerinin düşük değerlerinde önerilen yöntem düşük performans sergilerken, yüksek oranlı örnekleme değerinin artmasıyla önerilen yöntemin performansında belirgin bir artış olduğu görülmektedir. Önerilen yöntemde temel düşüncelerden birisi, yüksek oranlı örnekleme işleminin avantajını kullanabilmektir.

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulleriyle önerilen yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki farklı sembol sayısı değerlerine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize

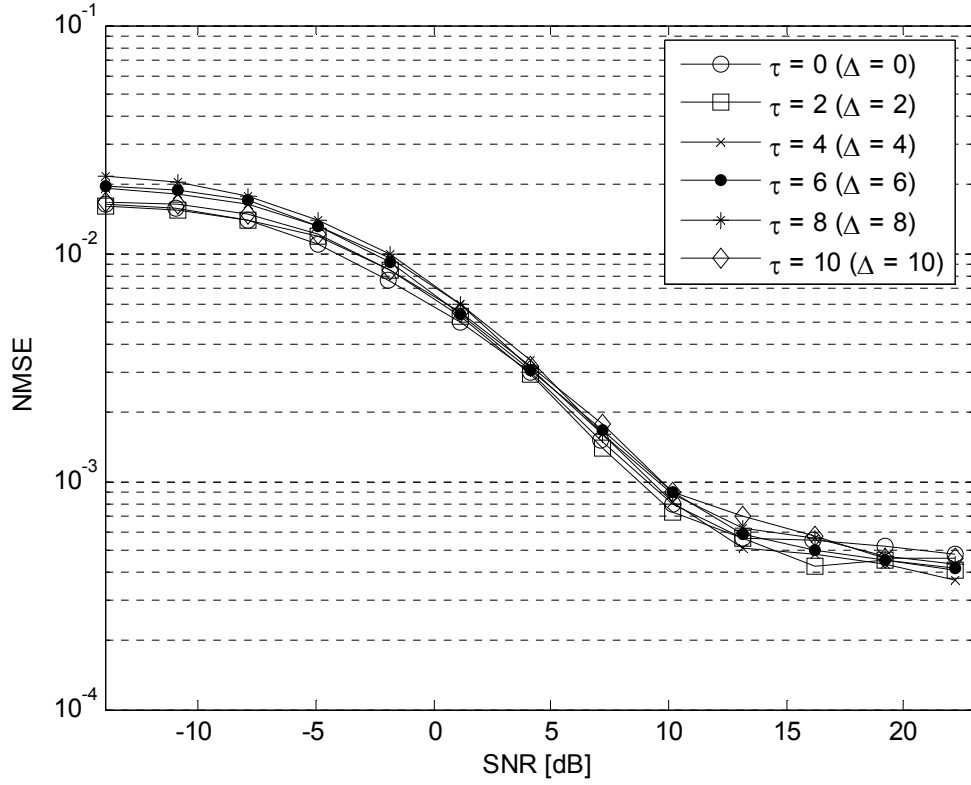
edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.20’de verilmektedir.



Şekil 2.20. Farklı sembol sayısı değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 1000, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulleriyle önerilen yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallardaki farklı (1.68) ifadesinde kullanılan τ parametresine göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.21’de verilmektedir.

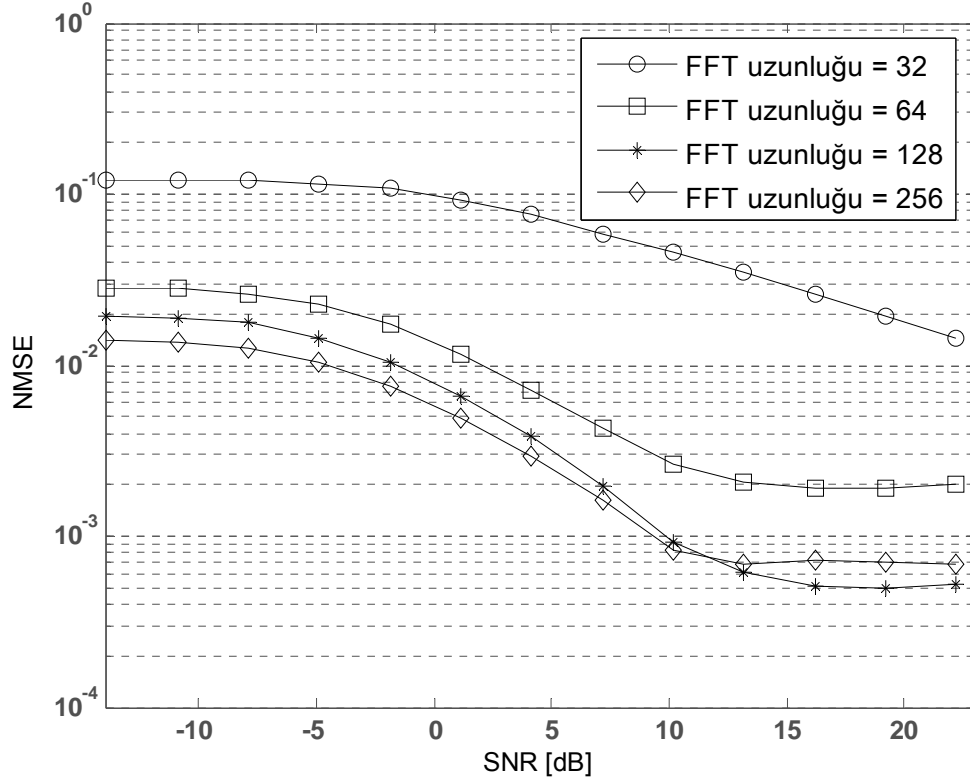
(1.51) ifadesiyle gösterilen çevrimsel durağan işaretlerin özilinti fonksiyonlarının kaydırma parametresinden (τ) bağımsız olarak periyodik bir değişim göstermesi, önerilen yöntemin de bu parametreden bağımsız olduğu manasına gelmektedir. Bu ifadenin doğruluğunu şekil 2.21’de farklı kaydırma τ değerlerine göre elde edilen eğrilerinin yaklaşık aynı değişime sahip olması göstermektedir.



Şekil 2.21. Farklı kaydırma parametre (τ) değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 800, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulleriyle önerilen yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki, (2.14) ifadesindeki Fourier dönüşümü almak için kullanılan FFT işlemindeki veri sayısına göre alınan işaretin simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.22’de verilmektedir.

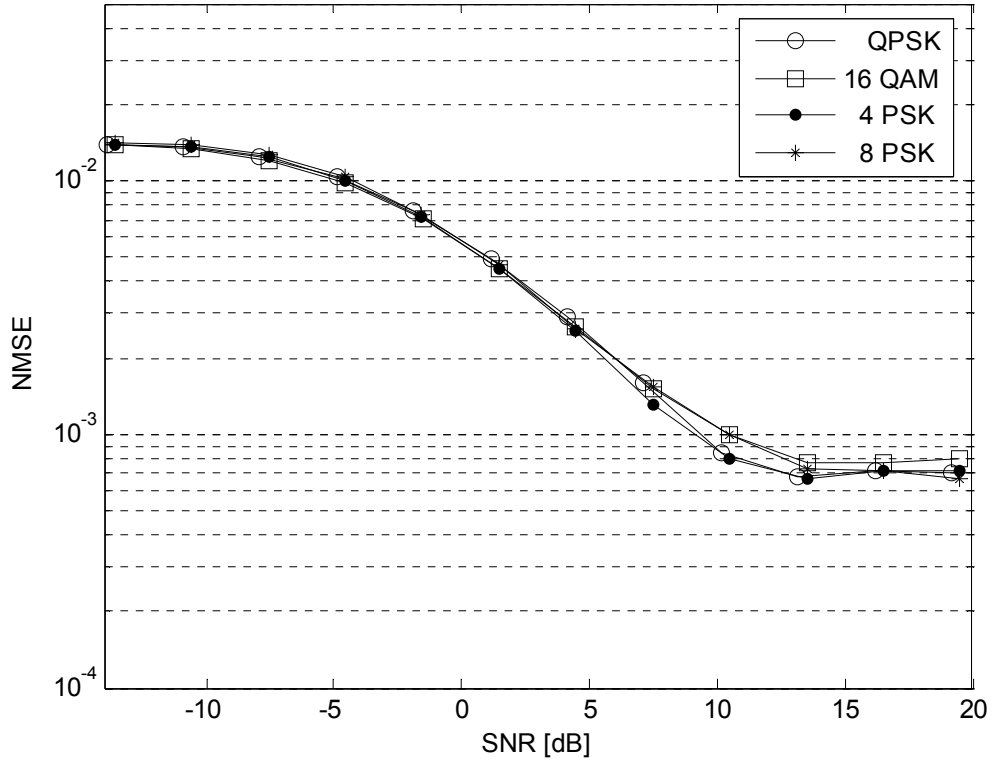
Periyodik değişime sahip işaretler için Fourier dönüşümü ile frekans düzleminde işaretin periyoduna karşılık bir tepe oluşmaktadır. Bu bilgi ışığında (2.14) ifadesindeki FFT işlemi periyodik değişimleri algılamak ve karşılık gelen tepe değerlerini hesaplamak için kullanılmaktadır. Şekil 2.22’de FFT işleminde kullanılan veri uzunluğunun farklı değerleri için elde edilen eğriler incelendiğinde, önerilen yöntemin FFT işleminde kullanılan veri uzunluğundan etkilenmektedir. Yapılan bütün analizlerde, iyi bir sonuç elde etmek için seçilen veri uzunluğunun en az yüksek oranlı örnekleme değerinin iki katından fazla olması gerektiği anlaşılmıştır.



Şekil 2.22. Farklı FFT veri uzunluğu değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 1000, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulleriyle önerilen yöntemin, kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki farklı doğrusal modülasyonlu işaretlere göre simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri şekil 2.23'de verilmektedir.

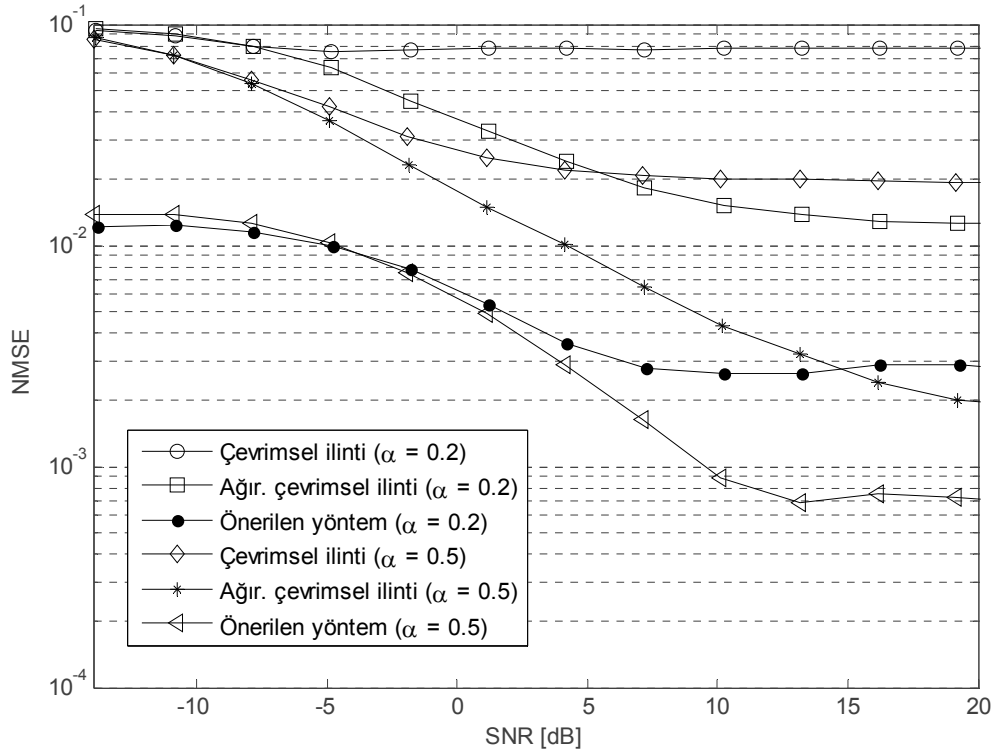
Doğrusal modülasyon türlerinden örnek olarak QPSK, 16 QAM, 4 PSK ve 8 PSK seçilerek farklı doğrusal modülasyon türleri için önerilen yöntemle şekil 2.23'de görülen performans incelemesi sonucunda hepsinde benzer sonuçlar elde edilmiştir. Aynı durumlar için çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile elde edilen şekil 2.13'deki sonuçlarla şekil 2.23'deki sonuçlar karşılaştırıldığında, şekil 2.13'deki 16QAM modülasyonlu işaretin başarımlar eğrisi diğerlerine göre biraz daha kötü iken, şekil 2.23'de bütün modülasyon türlerinin başarımlar eğrileri neredeyse üst üste gelmektedir. Buradan da önerilen yöntemin doğrusal modülasyon türlerinin farklılığından etkilenmeden aynı başarımları verdiği sonucuna varılmaktadır.



Şekil 2.23. Farklı modülasyon türlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Ağırlıklandırılmış ve klasik çevrimsel ilinti yöntemleri, ile önerilen yöntemin, farklı SNR değerlerindeki performans karşılaştırması şekil 2.24'de gösterilmektedir. Bu karşılaştırmada yapılan kabuller; çevrimsel ilinti katsayısı 15, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ve arama bölgesi $\pm 50T$, iletim kanalı kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanal ve sembol sayısı 800'dür.

Önerilen yöntem ile çevrimsel ilinti esaslı ve ağırlıklandırılmış versiyonu ile yapılan karşılaştırmalarda, önerilen yöntemin her iki yöntemden de daha iyi sonuç verdiği şekil 2.24'deki sonuçlardan anlaşılmaktadır. Önerilen yöntem içerisinde öz ilinti değerleri üzerinde kullanılan basit bir filtre ile önemli dereceden gürültü etkisi azaltılması ve FFT işlemiyle istenilmeyen bileşenlerin etkilerinin engellenmesi bu başarıma, özellikle düşük SNR değerlerinde, önemli bir katkı sağlamıştır. Ayrıca ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemin karmaşıklığına karşın daha basit bir yapıya sahip olan önerilen yöntem, darbe biçimlendirici filtresinin azalma faktörünün küçük değerlerinde oluşan probleme daha iyi bir çözüm sunmaktadır.

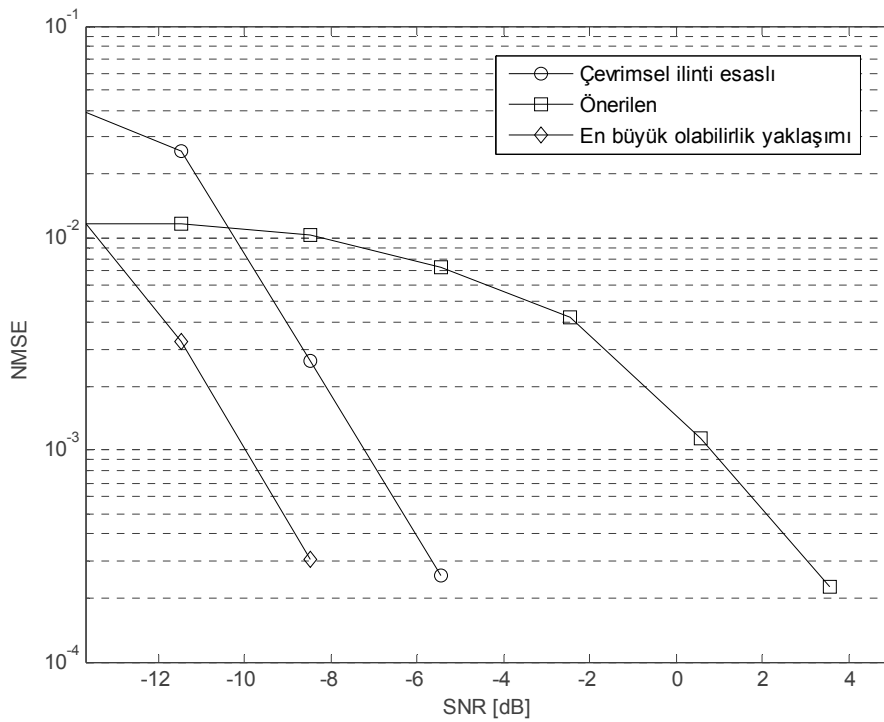


Şekil 2.24. Çevrimsel ilinti ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemler ile önerilen yöntemin farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

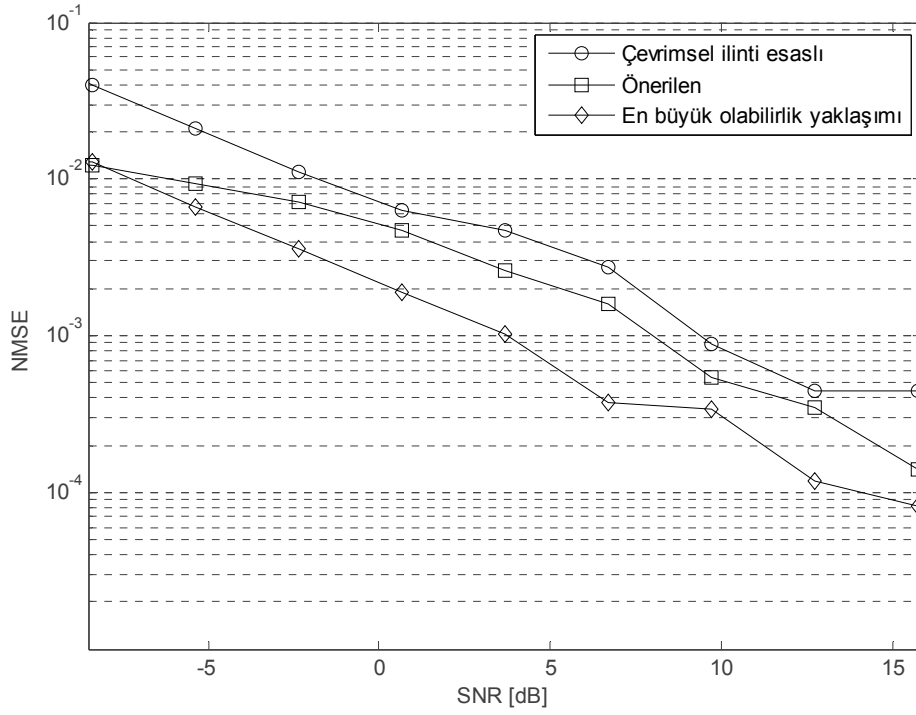
Ağırlıklandırılmış, klasik çevrimsel ilinti esaslı ve en büyük olabilirlik (ML) yaklaşımı yöntemler ile önerilen yöntemin, yükseltilmiş kosinüs fitresinin (α) azalma faktörünün 0.5 değerinde farklı SNR değerlerindeki performans karşılaştırması şekil 2.25, şekil 2.26 ve şekil 2.27’de gösterilmektedir. Bu karşılaştırmada yapılan kabuller; çevrimsel ilinti katsayısı 15, yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha=0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$, iletim kanalı şekil 2.25’de AWGN kanal, şekil 2.26’da düz sönümlenmeli kanal ve şekil 2.27’de profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanal ve sembol sayısı 800’dür.

Önerilen yöntemde, darbe biçimlendirici filtrenin ve taşıyıcı frekans kayması değerinin alıcıda bilinmeden veya bilinmesi gerekmeden simge hızı tespiti yapılmaktadır. En büyük olabilirlik (ML) yaklaşımı yöntemde, vericide kullanılan darbe biçimlendirici filtrenin ve alıcıda oluşan taşıyıcı frekans kayması değeri gibi parametrelerin bilindiği durumda işaretin çevrimsel durağanlık özelliğinden faydalanarak en büyük değeri veren örnekleme periyodu tespit edilmektedir. Bu nedenle ML yaklaşımı ile elde edilen sonuçlar en iyi sonuçlar yada en iyi sonuçlara yakın sonuçlar olması beklenmektedir.

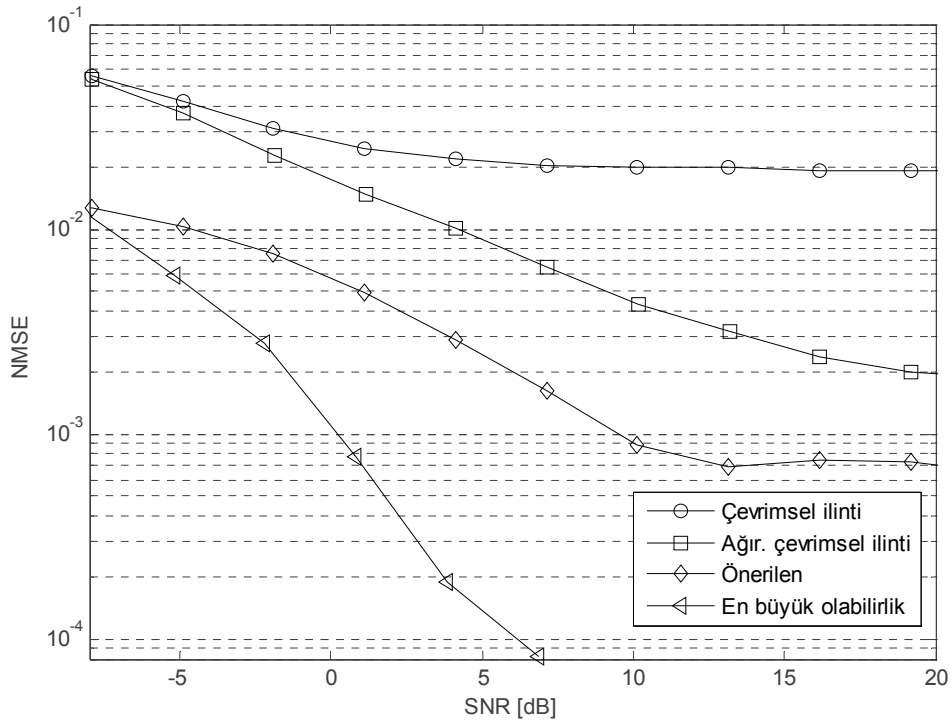
Bu durumlar göz önüne alınarak şekil 2.25, şekil 2.26 ve şekil 2.27'deki karşılaştırma sonuçlarına bakıldığında ML yaklaşımı yöntem farklı iletim kanallarında en iyi sonucu vermektedir. Gönderilen işarete ait ön bilgiye sahip olunmadığı durumda diğer yöntemlerle ML yaklaşımı yöntem karşılaştırıldığında, şekil 2.25'de gösterildiği gibi AWGN kanallarda çevrimsel ilinti esaslı yöntem, ML yaklaşımı yöntemeye yakın sonuçlar vermektedir. Şekil 2.26 ve şekil 2.27'de gösterilen sonuçlara göre düz sönümlenmeli ve frekans seçici sönümlenmeli kanallarda önerilen yöntem, ML yaklaşımı yöntemeye yakın sonuçlar vermektedir.



Şekil 2.25. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımı yöntemler ile önerilen yöntemin AWGN kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.26. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin düz sönümlmeli kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.27. Çevrimsel ilinti, ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin çok yollu kanallardaki NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Doppler frekans kaymasının olmadığı durum için Rayleigh dağılımlı iletim kanal filtresinin katsayıları aşağıdaki eşitlikle verilebilir.

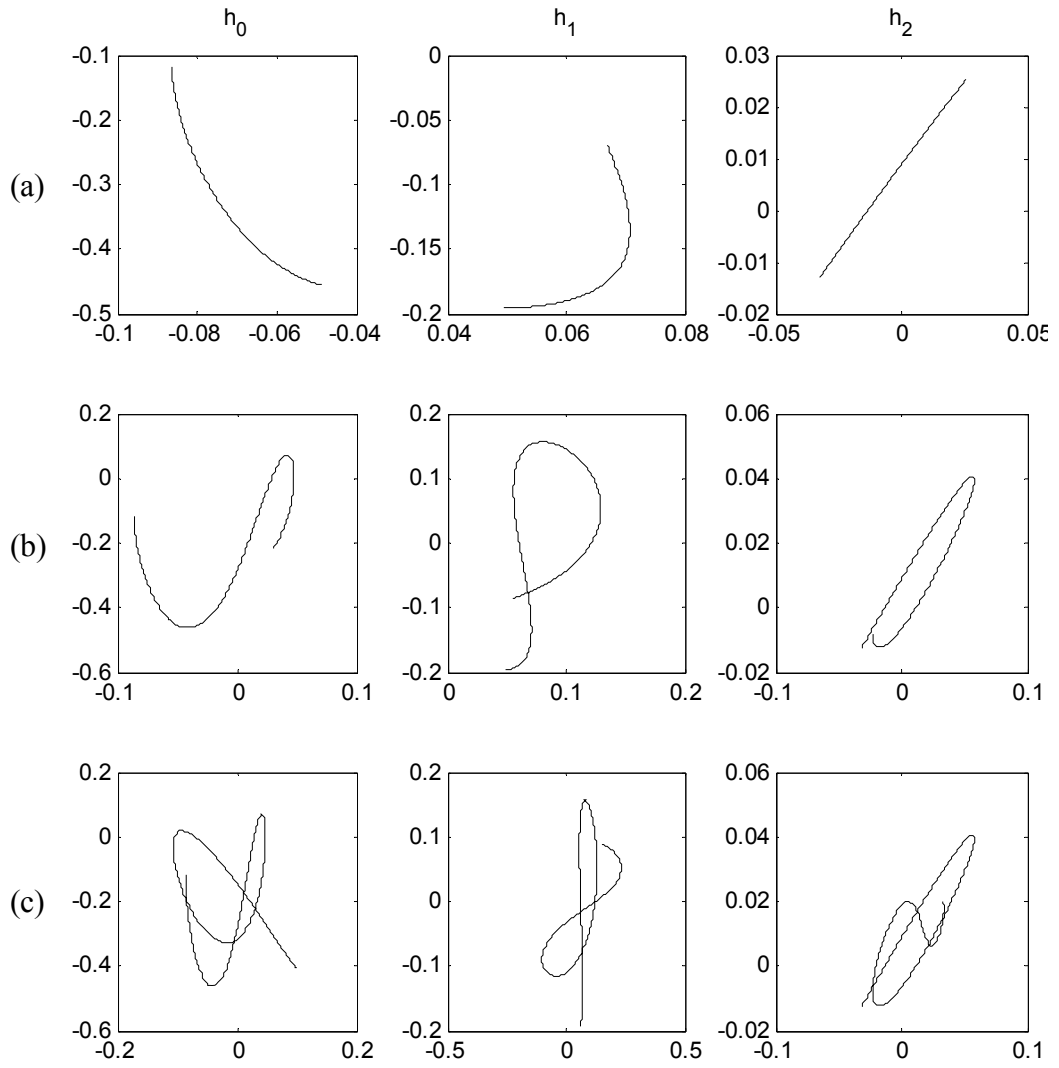
$$h_k = \sum_{i=1}^N A_k e^{j\alpha_i} \quad (2.21)$$

Burada N alıcı antene farklı α_i açılarından gelen ışınların sayısını, A_k kanalın güç gecikme profili katsayısını temsil etmektedir. α_i , $(0,2\pi)$ arasında rasgele değişmektedir. Tüm benzetimlerde N ışın sayısı 8 alınmıştır. Doppler kaymasının etkili olduğu durumda ise kanal katsayıları aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [49].

$$h_{k,l} = \sum_{i=1}^N A_k e^{j(\alpha_i + \frac{2\pi V l T_s \cos\theta_i}{\lambda})} \quad (2.22)$$

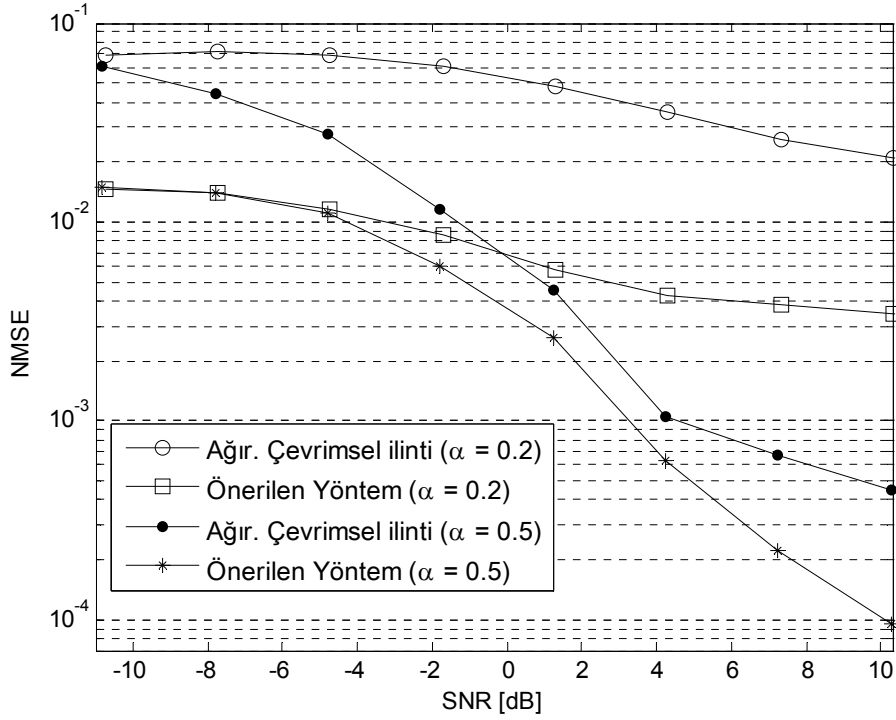
λ taşıyıcı işaretin dalga boyunu, T_s alıcıdaki örnekleme periyodunu, l veri paketi boyunca zaman indeksini, V hareketli alıcı yada vericinin hızını ve θ_i ise $(0,2\pi)$ arasında düzgün olarak değişen aracın hareket doğrultusuyla verici anten arasındaki açıyı göstermektedir. Bir veri paketinin iletimi boyunca kanal filtresinin tek bir kanal için mobil cihazın farklı hızlarına göre Doppler frekans kaymasının etkisiyle nasıl değiştiği Şekil 2.28'de gösterilmektedir.

Alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 500, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi $\alpha = 0.2$ ve $\alpha = 0.5$ olan, arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu ve 3.5 GHz taşıyıcı frekanslı işaret için bir mobil cihazın 90 km/h hız ile hareket ederken kanalın zamanla değiştiği kabulleriyle kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlmeli çok yollu kanallarda ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti yöntemi ile önerilen yöntemin farklı SNR değerlerindeki performans karşılaştırması şekil 2.29'da ve mobil cihazın 10 km/h, 45 km/h ve 90 km/h için önerilen yöntemin farklı SNR değerlerindeki performans karşılaştırması şekil 2.30'da verilmektedir.



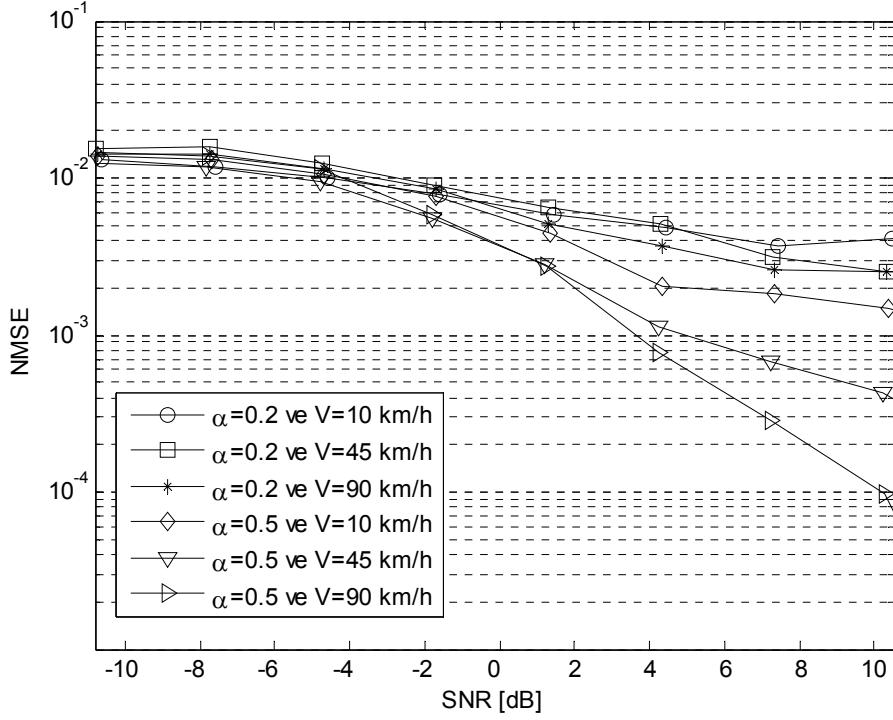
Şekil 2.28. Kanal katsayılarının tek bir kanal için Doppler frekans kaymasının etkisiyle veri paketi boyunca değişimi (a) $V = 10$ km/h (b) $V = 45$ km/h (c) $V = 90$ km/h

Şekil 2.28'de sonuçlar incelendiğinde, paket boyunun aynı olduğu durumda mobil cihazın hızındaki artış, kanal katsayı değerlerinin paketin başından sonuna kadarki değişim miktarının artışına neden olmaktadır. Doppler frekans kayması etkisinin olmadığı durumda kanal katsayılarının bir veri paketinin iletimi sırasında değişmediği kabul edilmektedir.



Şekil 2.29. Ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile önerilen yöntemin Doppler frekans kayması etkisiyle zamanla değişen kanallarda farklı α değerlerine göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 2.29'daki sonuçların, her iki yöntemin zamanla değişmeyen kanallardaki performanslarından daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca kanalın durumunun değişmesiyle her iki yöntem aynı şekilde etkilenmektedir. Şekil 2.30'daki sonuçlara bakıldığında, mobil cihazın hızındaki artışla beraber kestirim performansında da bir artış olmaktadır. Bu artış $\alpha=0.2$ değeri için elde edilen sonuçlardaki belirginlik az bir miktarda olurken, $\alpha=0.5$ için elde edilen sonuçlardaki değişimlerde bu durum daha belirgin gözlenmektedir. Bu durum şu şekilde açıklanabilir; (2.13) ifadesiyle çok yollu kanallardan geçerek alınan bir işaretin çevrimsel durağan olduğu matematiksel olarak gösterilmiştir. Bu ifadenin elde edilmesinde, kanalın birim vuruş cevabının $h(n)$ bağımsız özdeş dağılımlı ve her bir katsayının Gaussian rastgele değişkenler olduğu kabul edilmiştir. Mobil cihazın hızının artmasıyla kanal katsayılarının zamanla değişim göstermesi, kanal katsayılarının durumunun yapılan kabule daha fazla benzemesine ve alınan işaretin daha fazla çevrimsel durağan olmasına neden olmaktadır. Bu da şekil 2.30'daki eğrilerdeki değişimle gösterilmektedir.



Şekil 2.30. Önerilen yöntemin Doppler frekans kayması etkisiyle zamanla değişen kanallarda farklı α değerlerine ve mobil cihaz hızlarına göre elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Buraya kadar yapılan analizlerde, alıcı ve verici osilatörleri arasındaki uyumsuzluk gibi durumlar neticesinde ortaya çıkan taşıyıcı frekans kayması durumu yok kabul edilmiştir. Bu aşamada (2.33) ile ifade edilen taşıyıcı frekans kaymasının olduğu durumda önerilen yöntemin nasıl etkilendiği incelenmiştir.

$$v(n) = e^{j(2\pi f_o n + \theta)} \sum_{l=0}^L h(l, n) x(n-l) + \eta(n) \quad (2.23)$$

Matematiksel olarak incelendiğinde, (2.23) ile gösterilen alınmış işaretin $v(n)$ özilinti değerleri (2.24) ile gösterilmektedir.

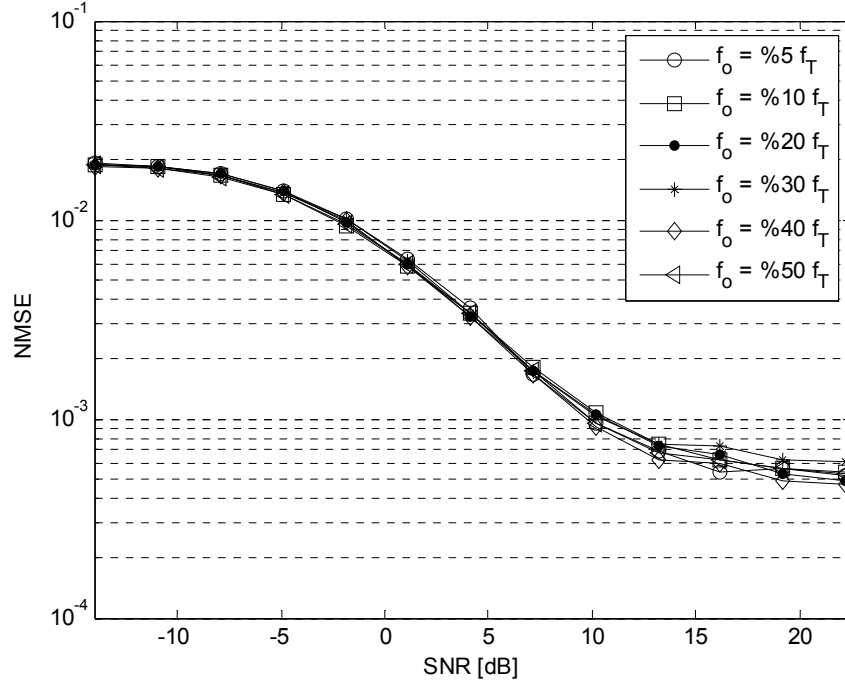
$$R_v(n, \hat{N}_s) = e^{j(2\pi f_o n)} \sum_l \sigma_h^2(l) R_x(n-l, \hat{N}_s) + R_\eta(n) \quad (2.24)$$

Verici tarafta oluşacak bir frekans kayması durumu, (2.24) ile gösterilen denklemi sadece bir sabit olarak etkilediği görülmektedir. Aynı durum benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmak istenildiğinde, benzetimlerde taşıyıcı frekans kayma değerlerinin, sembol

periyodunun %10 ile %50 arasında farklı değerlere sahip olduğu kabulü yapılmıştır. Ayrıca yapılan diğer kabuller, alıcı tarafta yüksek oranlı örnekleme (N) değeri 25, sembol sayısı 800, darbe biçimlendirici yükseltilmiş kosinüs filtresi ($\alpha = 0.5$) ve arama bölgesi $\pm 50T$ olduğu kabulleridir.

Yukarıdaki kabuller doğrultusunda, önerilen yöntemin kanal profili 3 dallı olarak üstel azalan Rayleigh sönümlenmeli çok yollu kanallardaki farklı taşıyıcı frekans kaymalarına göre simge hızı kestirimine ilişkin normalize edilmiş ortalama karesel hata (NMSE) oranının, işaret-gürültü oranına (SNR) göre değişim eğrileri Şekil 2.31’de verilmektedir.

Şekil 2.31’deki sonuçlarla ve (2.24) ifadesinde görünen duruma göre taşıyıcı frekans kayması olması durumunda, önerilen yöntem bu durumdan belirgin olarak etkilenmediği gösterilmektedir.



Şekil 2.31. Farklı taşıyıcı frekans kayması değerlerine göre önerilen yöntemle elde edilen NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

2.3.4. Simge Hızı Kestirim Yöntemlerinin Hesaplama Karmaşıklığı

Tablo 2.4 ve 2.5’de klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile önerilen yöntemin, simge hızı kestirimi işlemi esnasında yapılan toplama ve çarpma işlemlerinin sayısı, yöntemlerde kullanılan parametrelere bağlı olarak ifade edilmiştir. Her iki tabloda her bir satırda bir işlem adımı ve ona karşılık gelen toplama ve çarpma sayısı adedi yer almaktadır.

Tablo 2.4. Klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin hesaplama karmaşıklığı

İşlemler	Toplama	Çarpma
$\hat{R}_v^{(\beta)}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} v(n)v^*(n-\tau)e^{-2i\pi\beta n}$	$M-1$	$2M$
$\hat{R}_v^{(\beta)} = [\hat{R}_v^{(\beta)}(-Y), \dots, \hat{R}_v^{(\beta)}(Y)]^T \Rightarrow \tau = [-Y \dots Y]$	$(2Y+1)(M-1)$	$(2Y+1)2M$
$\beta = [\beta_{\min} \dots \beta_{\max}] \Rightarrow \beta$ sayısı D için $\hat{R}_v^{(\beta)} = [\hat{R}_v^{(\beta)}(-Y), \dots, \hat{R}_v^{(\beta)}(Y)]^T \Rightarrow \tau = [-Y \dots Y]$	$(2Y+1)(M-1)D$	$(2Y+1)2MD$
$\beta_0 = \arg \max_{\beta \in [\beta_{\min} \dots \beta_{\max}]} \ \hat{R}_v^{(\beta)}\ $	$2YD$	$(2Y+1)D$
Toplam İşlem Sayısı	$(2Y+1)(M-1)D + 2YD$	$(2Y+1)2MD + (2Y+1)D$

Tablo 2.5. Önerilen yöntemin hesaplama karmaşıklığı

İşlemler	Toplam	Çarpma
$R_v(n, \hat{N}_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} v(n+m\hat{N}_s)v^*(n+m\hat{N}_s-\tau)$ $n = [0 \dots n_{\max}], \hat{N}_s = [\hat{N}_{s,\min} \dots \hat{N}_{s,\max}] = \tilde{N}$	$n_{\max} \left\{ \left[\left(\frac{M}{\hat{N}_{s,\min}} \right) - 1 \right] + \dots + \left[\left(\frac{M}{\hat{N}_{s,\max}} \right) - 1 \right] \right\}$	$n_{\max} \left[\left(\frac{M}{\hat{N}_{s,\min}} \right) + \dots + \left(\frac{M}{\hat{N}_{s,\max}} \right) \right]$
$\hat{R}_v(\hat{N}_s) = R_v(\hat{N}_s) * f$ f filtresinin boyutu M_f	$n_{\max} \log_2(n_{\max} + M_f - 1)$	$n_{\max} \frac{1}{2} \log_2[8(n_{\max} + M_f - 1)]$
$\mathcal{F} \{ \hat{R}_v(\hat{N}_s) \}$	$n_{\max} \log_2(n_{\max})$	$(n_{\max}/2) \log_2(n_{\max})$
$\sigma_\Gamma = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\Gamma_{\max}(l) - \mu_\Gamma)^2}$	$2\tilde{N} - 1$	$\tilde{N} + 1$
$\mu_\Gamma = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \Gamma_{\max}(l)$	$\tilde{N} - 1$	-
$\lambda_\Gamma = \mu_\Gamma + \sigma_\Gamma$	1	-

Tablo 2.7’de, şekil 2.24’de gösterilen performans sonuçlarında kullanılan parametreler için farklı yüksek oranlı örnekleme değerlerine göre elde edilen toplama ve çarpma işlemlerinin toplam sayıları gösterilmektedir. Hesaplamalarda kullanılan parametre değerleri tablo 2.6’da verilmiştir.

Tablo 2.6. Klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemde ve önerilen yöntemde kullanılan parametreler

N_s (yüksek oranlı örnekleme değeri)	10,25,50
Sembol sayısı	800
γ sayısı (CC yönteminde gecikme τ sayısı)	20
β sayısı (çevrimsel frekans değeri sayısı)	11,25,48
$\hat{N}_s = [\hat{N}_{s,\min} \dots \hat{N}_{s,\max}]$	[6...16], [16...40], [33...80]
n_{\max}	128
M_f	25,61,121

Tablo 2.7. Önerilen yöntem ile klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması

Yöntemler	Toplama			Çarpma		
	$N_s = 10$	$N_s = 25$	$N_s = 50$	$N_s = 10$	$N_s = 25$	$N_s = 50$
Klasik Çevrimsel İlinti	3607989	20499975	78719952	7216451	41001025	157441968
Önerilen Yöntem	1123574	2455887	4636377	1124279	2458396	4642006

Tablo 2.8. Önerilen yöntem ile klasik çevrimsel ilinti temelli yöntemin hesaplama sürelerinin karşılaştırması

Yöntemler	$N_s = 10$	$N_s = 25$	$N_s = 50$
Klasik Çevrimsel İlinti	0.2605 sn	1.4555 sn	5.4436 sn
Önerilen Yöntem	0.0399 sn	0.0785 sn	0.1277 sn

Tablo 2.7 incelendiğinde, önerilen yöntemin klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemden, toplama ve çarpma işlem adedi noktasında daha az işlem gerektirdiği gösterilmiştir. Ayrıca yüksek oranlı örnekleme değerinin artmasıyla, her iki yöntem için gerekli işlem sayılarının oranı giderek büyümektedir. Çünkü çevrimsel ilinti esaslı yöntemdeki her bir işlem adımı, yeni bir örnekleme aralığı değerinde aynı veri dizisi boyutu ile işlemler baştan sona tekrar edilmektedir. Buda daha fazla işlem yapılması demektir. Önerilen yöntemde ise kullanılan

veri dizisinin boyutu her bir örnekleme aralığına göre değişmektedir. Buda gerekli işlem sayısındaki artış miktarının diğer yöntemlere göre daha az olmasını sağlamaktadır. Tablo 2.8'deki değerlere bakıldığında, yukarıdaki belirtilen sonuçları desteklediği anlaşılmaktadır.

Tablo 2.7 ve şekil 2.24 göz önüne alındığında önerilen yöntem, performans noktasında daha iyi olan ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemden daha iyi performans göstermekte ve daha az hesaplama karmaşıklığına sahip olan klasik çevrimsel ilinti esaslı yönteminden daha az hesaplama karmaşıklığına sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca tablo 2.7'de klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin sonuçlarıyla, çevrimsel ilinti yönteminin hesaplama karmaşıklığının yüksek oranlı örnekleme değerine göre daha karmaşık hale geldiği, [28] referansta ifade edildiği gibi gösterilmiştir.

2.3.5. Deneysel Çalışma

Burada gözü-kapalı simge hızı kestirimlerine ilişkin çevrimsel ilinti (CC) esaslı yöntemin ve önerilen yöntemin (PV) deneysel olarak test edilmiştir. Özellikle alıcı ve verici taşıyıcılar arasındaki frekans kaymasının tipik ve uç noktalarında yöntemlerin başarımları analizleri çıkartılmıştır. Çalışmada GSM (900 MHz) kanallarının deneysel verileri istatistiksel (teorik) kanallardakine yakın nitelikte değişik ortam koşullarında elde edilmiş ve bu durumda gözü kapalı simge hızı kestirimi başarımları teorik ve deneysel veriler üzerinden, Monte Carlo türünden benzetimlerde olduğu gibi, analizleri yapılmıştır.

Deneysel çalışmadaki amaç, GSM standardının fiziksel katmanının özelliklerine sahip deneysel bir radyo düzeneği oluşturularak doğrusal modülasyonlu işaretler için taşıyıcı frekans kaymasının olduğu ve olmadığı durumlarda simge hızı kestirim hata oranının önerilen yöntemi (PV) ve çevrimsel ilinti (CC) esaslı yöntemi kullanılarak hem deneysel hem de teorik olarak elde etmektir.

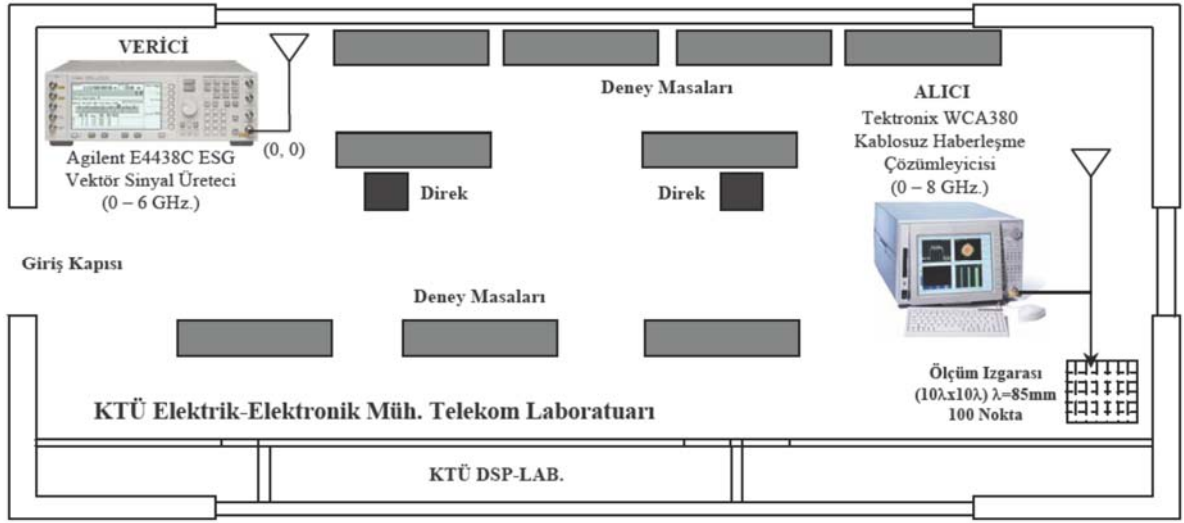
Çalışmada GSM (900 MHz) kanallarının deneysel verileri, istatistiksel (teorik) kanallardakine yakın nitelikte değişik ortam koşullarında elde edilmiş ve bu durumda gözü kapalı simge hızı kestirimi başarımları teorik ve deneysel veriler üzerinden, Monte Carlo türünden benzetimlerde olduğu gibi, analizleri yapılmıştır.

2.3.5.1. Deneysel Radyo Düzenegi

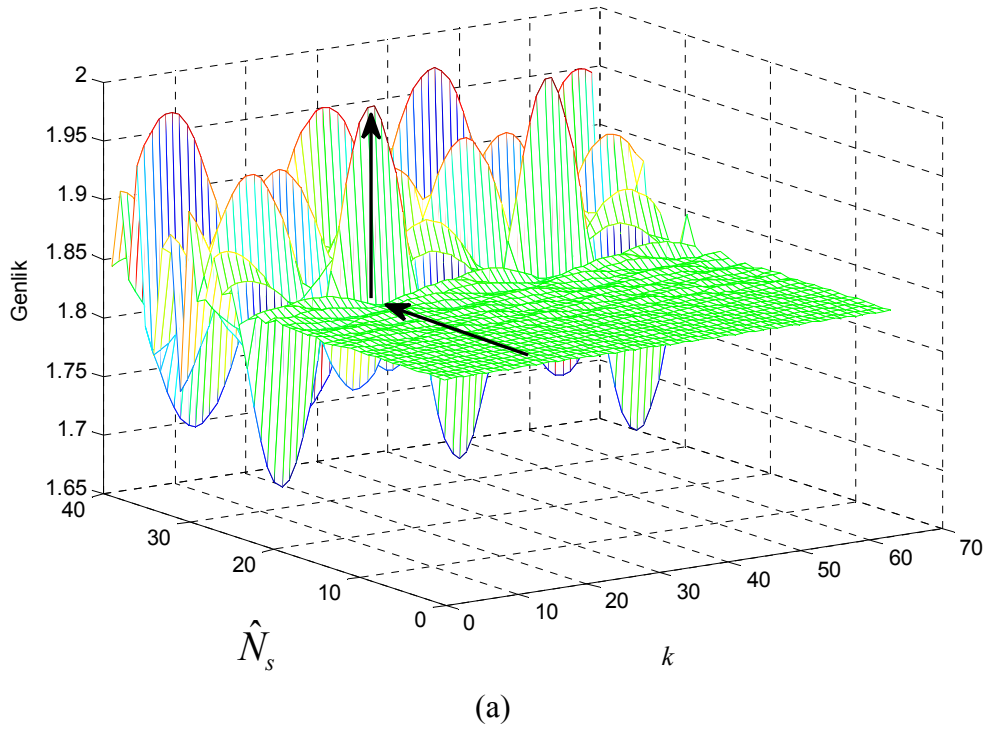
Yapılan deneysel çalışmada, kullanılan deneysel radyo düzeneginde verici ünitesi olarak, Agilent firmasının vektör işaret üretici E4438C ESG 0-6 GHz kullanılmaktadır. Bu üretic random veri üretimi, formatlanması ve GSM paketlerinin oluşturması işlemlerini yapabilmektedir. İletim sürecinde GSM standardının fiziksel katman özellikleri dikkate alınmıştır. Deneysel ölçümler sırasında iki farklı ölçüm verisi kullanılmıştır. Birincisinde taşıyıcı frekansı 900 MHz, simge hızı 270,833 kbps, modülasyon türü GMSK ve BT değeri 0.3 olan GSM standardının özelliklerine sahip verilerdir. İkincisinde taşıyıcı frekansı 900 MHz, simge hızı 270,833 kbps, modülasyon türü QPSK ve darbe biçimlendirici filtre olarak yükselen kosinüs filtresi ($\alpha = 0.35$) olan özelliklere sahip verilerdir. Verici 0 dBi yönsesiz ve alıcıda yaklaşık olarak 8-9 dBi kazançlı ve 60 derece açıklık açısına sahip biquad yönsel anten kullanılmıştır.

Alıcı tarafta, deneysel radyo alıcısı için kablosuz haberleşme çözümleyicisi Tektronix firmasının WCA380 0-8 GHz kullanılmıştır. Alınan temel bant işareti iletim bant genişliğine bağlı olarak 20.48, 10.24, 5.12 ve 1.28 MSample/s örnekleme frekanslarından biri ile örneklenmektedir. Bu çalışmada 5.12 MSample/s örnekleme frekansında örnekleme yapılmıştır. Analizler için gerekli örneklenmiş veriler çözümleyicide kaydedilmekte ve bu veriler temel bant işaret işleme ve analizler için bir PC türünden bilgisayara aktarılmaktadır. İnceleme süreci içerisindeki tüm işlemler için MATLAB yazılım programı kullanılmıştır.

İşaret gürültü oranının (SNR) kestiriminde kanalın gürültü gücünü hesaplamak için, 900 MHz'de işaret gönderilmediği zaman alıcıda demodülatörün çıkışında gürültü dizisi aynı örnekleme frekansı ile örneklenmektedir. Örneklenmiş gürültü dizisi, modüle edilmiş işaret gönderildiğinde alınan örneklenmiş veri dizisi üzerindeki gürültüye benzemektedir. Alınan verilerin gücü örneklenmiş gürültü dizisinin gücüne bölünerek SNR'nin kestirimi elde edilmektedir.

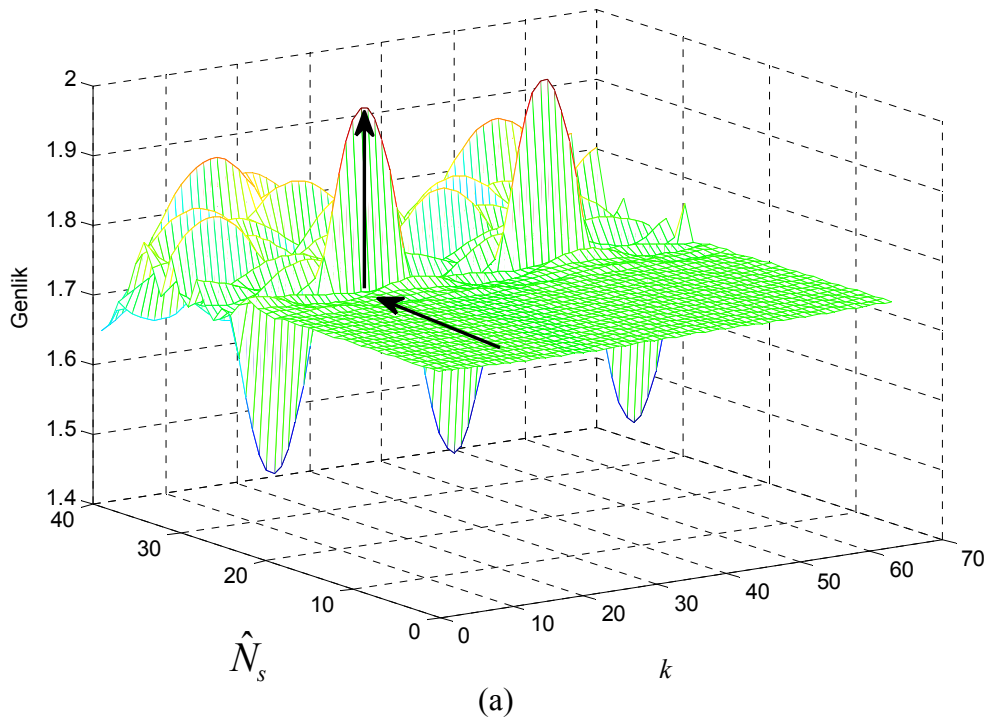
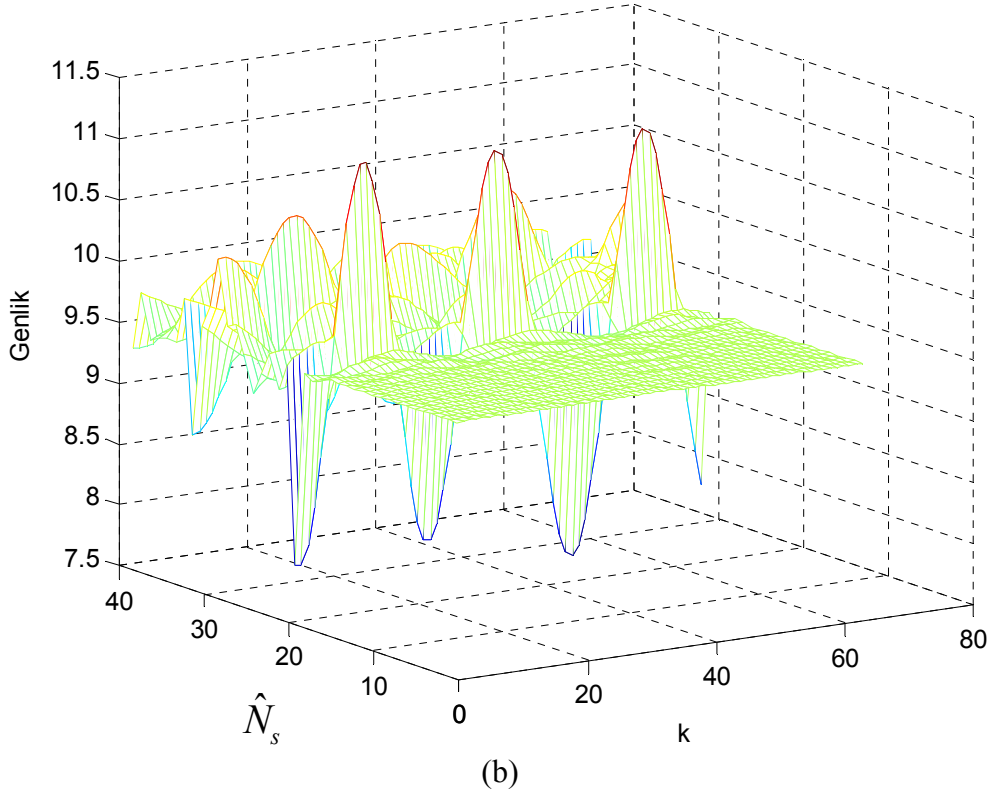


Şekil 2.32. Bina içi deneysel çalışma düzeneği



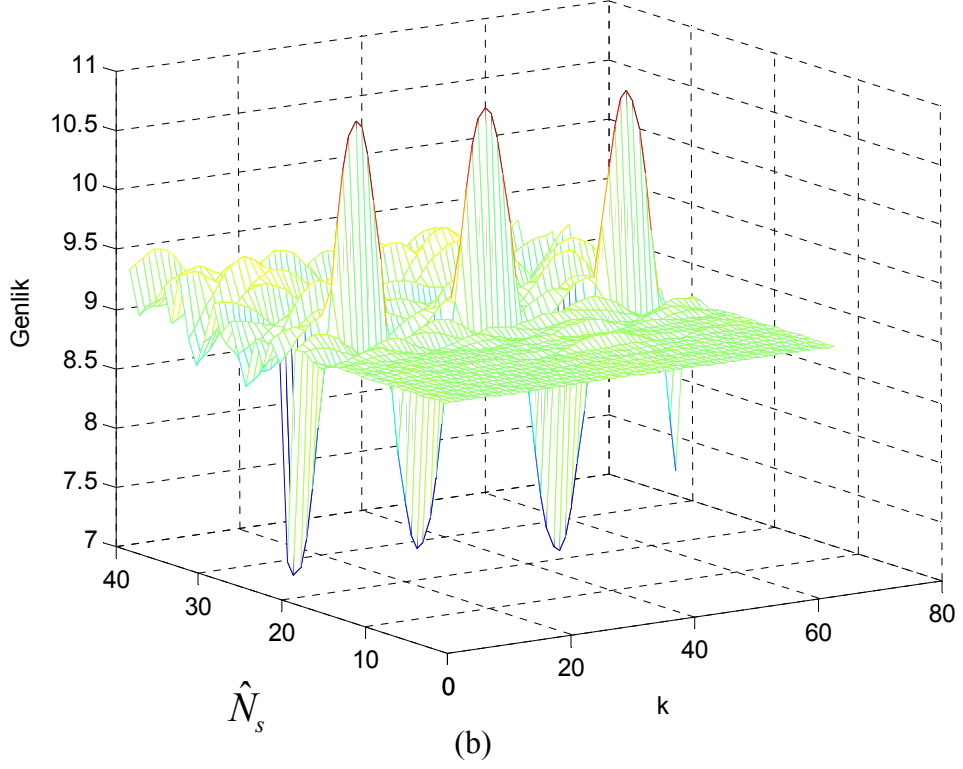
Şekil 2.33. Darbe biçimlendirici filtre $\alpha = 0.2$ için $\hat{R}_v(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi
(a) benzetim veriler (b) deneysel veriler

Şekil 2.33'ün devamı



Şekil 2.34. Darbe biçimlendirici filtre $\alpha = 0.5$ için $\hat{R}_v(\hat{N}_s)$ değerlerinin değişimi
 (a) benzetim verileri (b) deneysel veriler

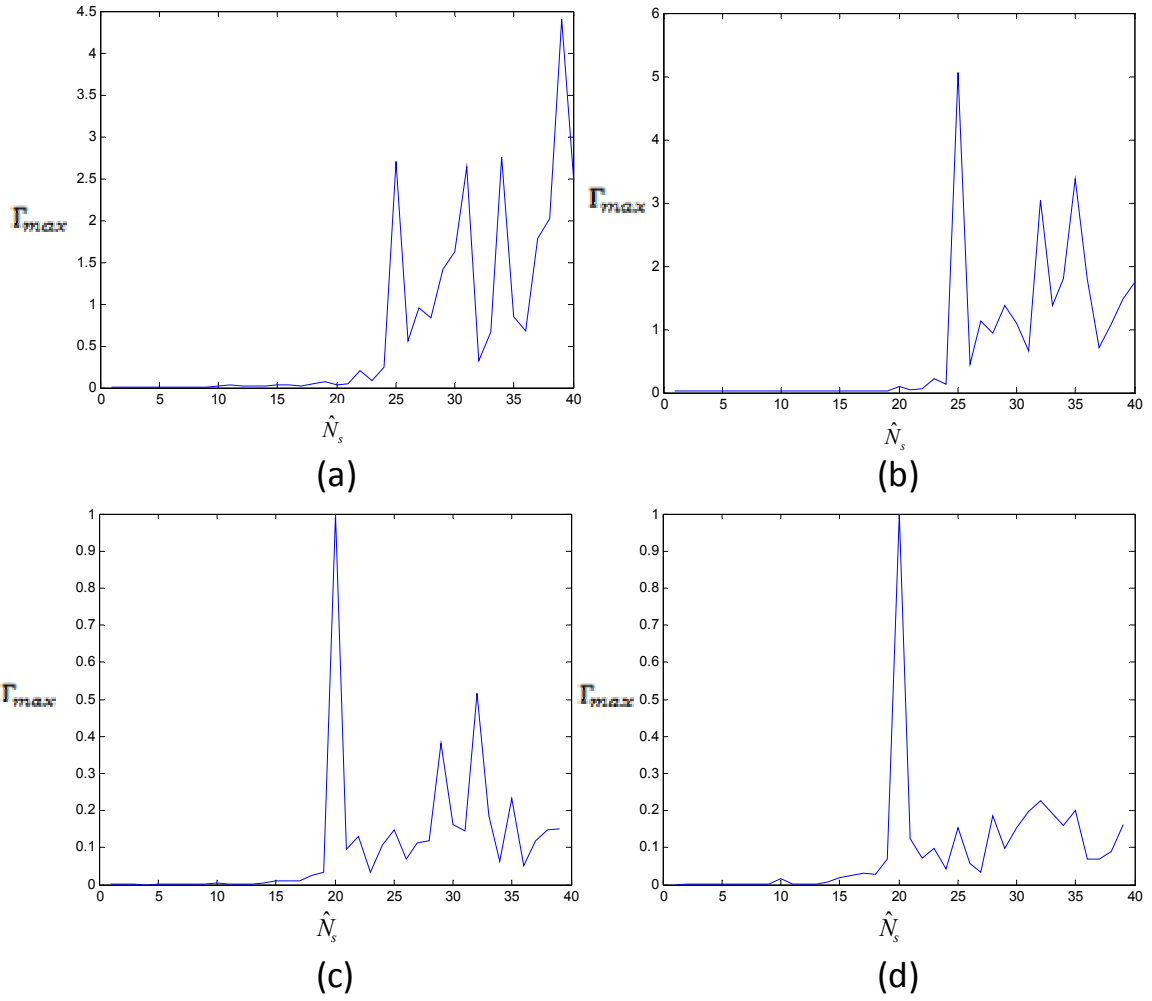
Şekil 2.34'ün devamı



2.3.5.2. Deneysel Sonuçlar

İlk olarak, taşıyıcı frekansı 900 MHz, simge hızı 270,833 kps, modülasyon türü QPSK ve darbe biçimlendirici filtre olarak yükselen kosinüs filtresi olan paket yapısı kullanılarak yükseltilmiş kosinüs filtresinin $\alpha = 0.2$ ve $\alpha = 0.5$ azalma değerlerine göre önerilen yöntem içerisinde kullanılan $\hat{R}_v(\hat{N}_s)$ grafikleri, benzetim ve deneysel verileri kullanarak şekil 2.33 ve şekil 2.34'de gösterilmektedir. Buradaki amaç, yapılan benzetimlerin gerçek çalışmalarla olan benzerliğini gösterebilmektir.

(2.16) ifadesindeki, her bir \hat{N}_s değerine karşılık gelen Γ_{\max} genlik değerlerinin değişimleri şekil 2.35'de gösterilmektedir.



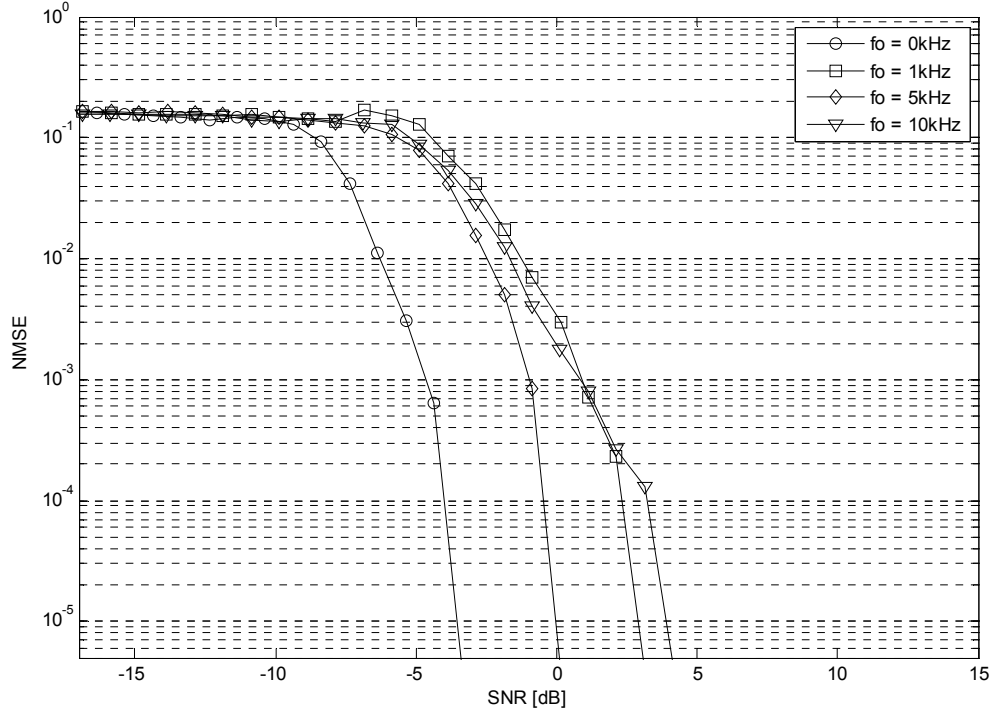
Şekil 2.35. Γ_{max} değerlerinin değişimi: (a) $\alpha=0.2$ için benzetim sonucu (b) $\alpha=0.5$ için benzetim sonucu (c) $\alpha=0.2$ için deneysel sonuç (d) $\alpha=0.5$ deney için deneysel sonuç

Deneysel çalışmalarda elde edilen verilerin simge hızını kestirmek için önerilen yöntem ve çevrimsel ilinti esaslı (CC) yöntem kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlarda, deneysel olarak elde edilen veriler ve bu verilerin özelliklerine sahip benzetim ortamında üretilen veriler kullanılmıştır. Veri paket uzunluğu olarak 330 sembol olarak seçilmiş ve benzetimlerde gürültü olarak Toplanır beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) kullanılmıştır. Burada teorik çalışma ile bilgisayar benzetim çalışmasının kastedildiği unutulmamalıdır.

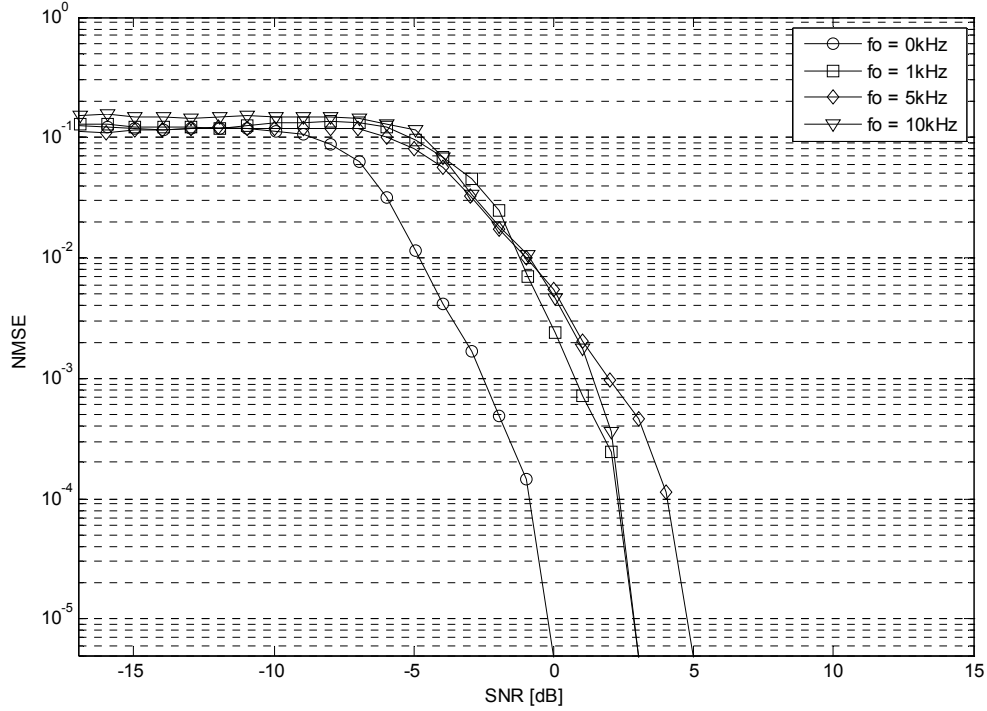
Benzetim çalışmalarında kullanılan veriler farklı modülasyon türü ve farklı frekans kayması değeri gibi durumlar göz önünde tutularak elde edilmiş ve farklı koşullar altında deneysel ve teorik sonuçlar incelenmek istenilmiştir.

Şekil 2.36 ve şekil 2.37'deki başarımlara göre deneysel veriler kullanılarak önerilen yöntemin farklı modülasyon türleri ve frekans kayması değerlerinde kullanılabilirliği

görülmektedir. Ayrıca şekil 2.38'deki başarımlar incelendiğinde veri paket boyutunun artırılmasıyla aynı başarımların daha düşük güçlerde elde edilebildiği ve farklı frekans kayması değerlerinde yakın başarımların elde edildiği görülebilmektedir.



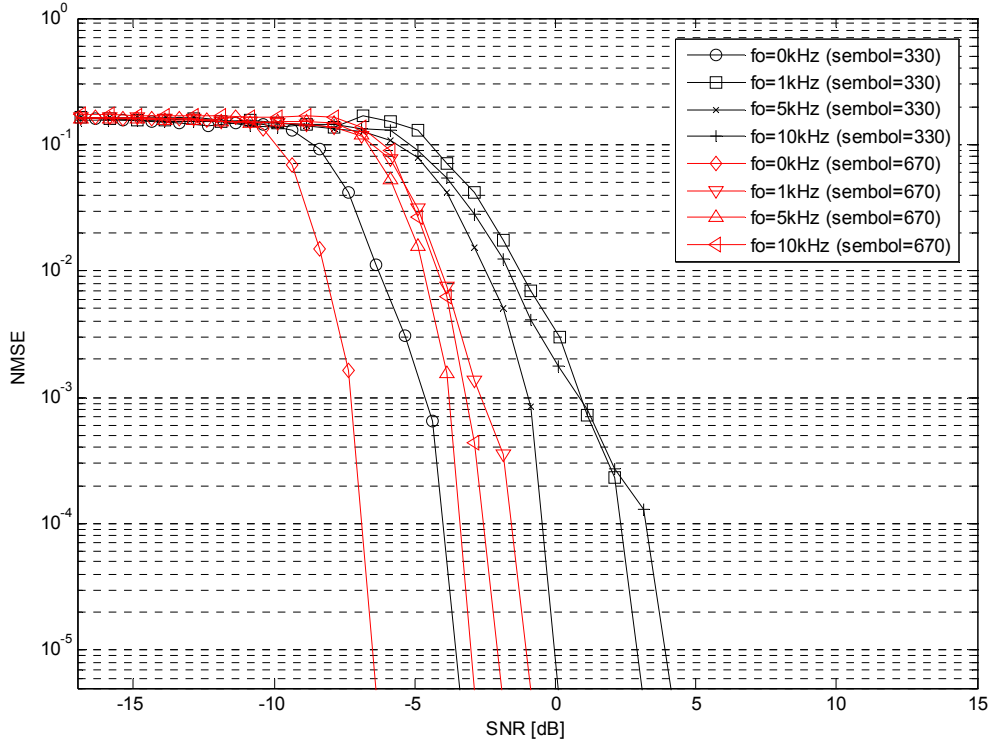
Şekil 2.36. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak önerilen yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



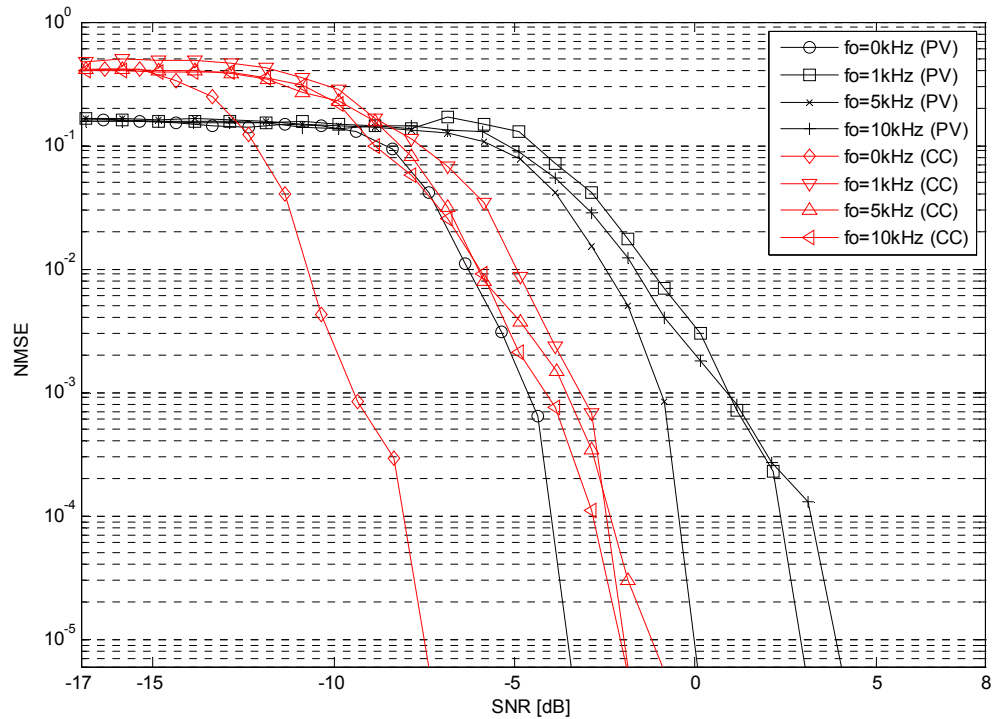
Şekil 2.37. GMSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak önerilen yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 2.39’de deneysel veriler kullanılarak iki farklı yöntemin simge hızı kestirim başarımlarının karşılaştırılması yapılmaktadır. Başarımlar incelendiğinde AWGN kanallarda CC yöntemi ile önerilen yöntemin arasında yaklaşık olarak 3dB ile 4dB’lik farkın olduğu görülmektedir. Fakat her iki yöntemin frekans seçici sönümlenmeli kanallardaki simge hızı kestirim başarımları şekil 2.24’de verilmekte ve önerilen yönteminin, CC yönteminden daha başarılı olduğu gösterilmektedir. Ayrıca iki yöntemin çok yollu sönümlenme etkisinin olduğu gerçek veriler ile karşılaştırması tablo 2.9’da gösterilmektedir. Gerçek veriler için direk GSM sisteminin 1800 MHz haberleşme bandında o anda bulunan haberleşme işaretlerinden kablosuz haberleşme çözümleyicisi Tektronix firmasının WCA380 0-8 GHz cihazı ile 86 paket örnek alınmıştır. Aldığımız gerçek verilerin bazılarının kanal vuruş tepkeleri şekil 2.42’de gösterilmektedir. Bu şekilden alınan verilerde çokyol etkisinin olduğu görülmektedir.

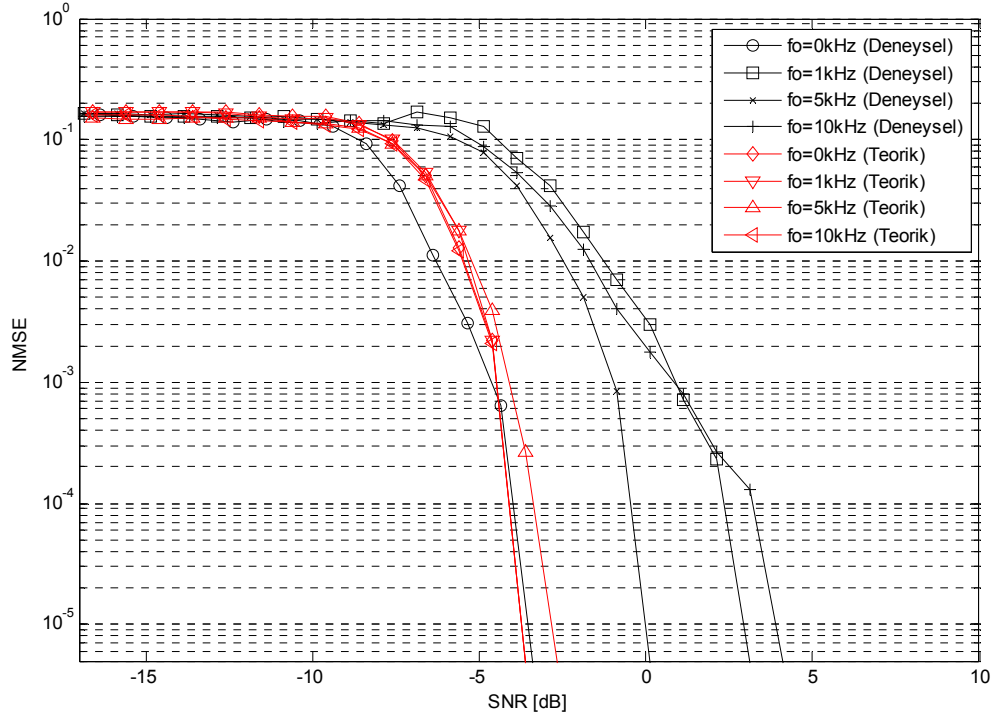
Şekil 2.40 ve şekil 2.41’deki başarımlarla teorik çalışmaların deneysel çalışmalarla karşılaştırılması yapılarak teorik çalışmaların gerçeğe yakınlığı gösterilmektedir.



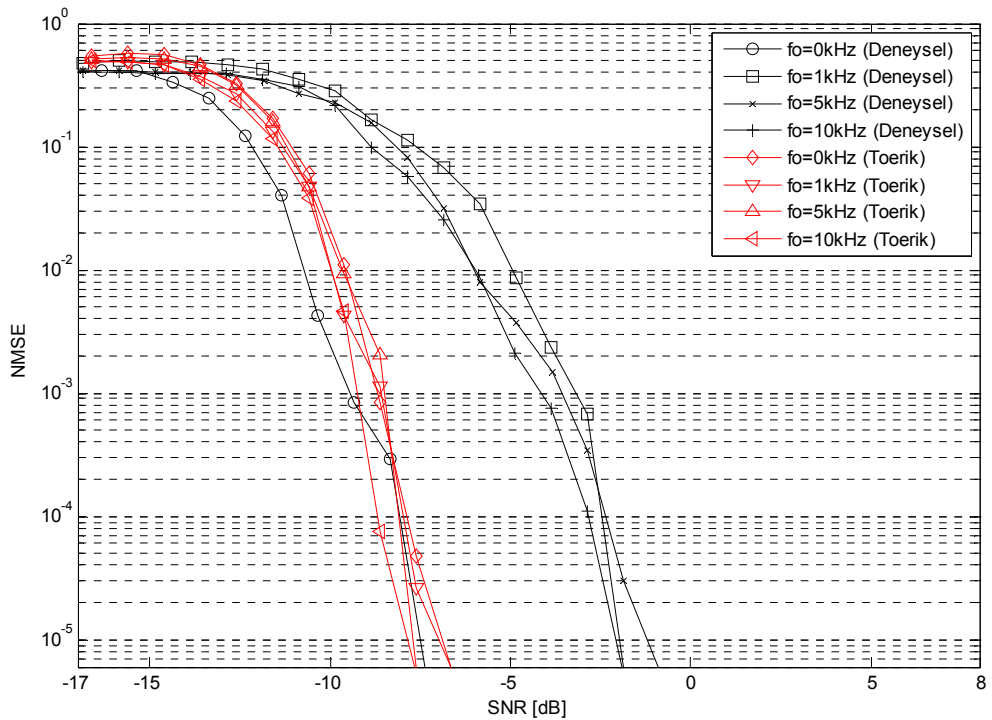
Şekil 2.38. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ve farklı sembol sayıları kullanılarak PV yöntem ile simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



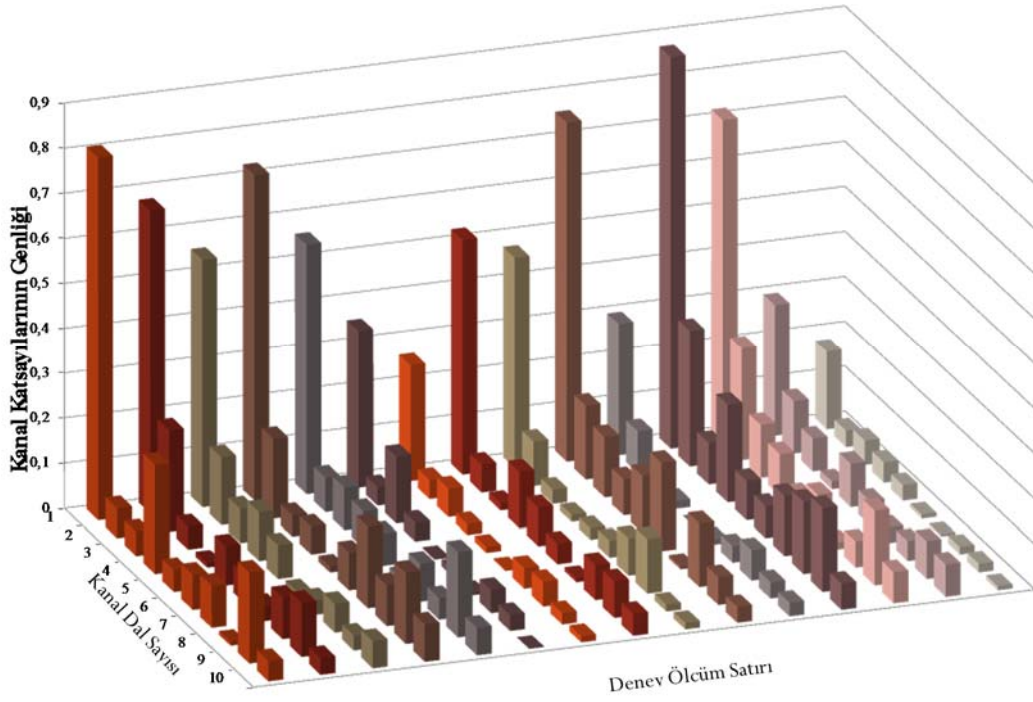
Şekil 2.39. QPSK modülasyonlu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri kullanılarak iki farklı yöntem ile elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.40. QPSK modülasyonu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ile PV yöntemi kullanılarak deneysel ve teorik olarak elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.41. QPSK modülasyonu işaretlerin farklı frekans kayması değerleri ile CC yöntemi kullanılarak deneysel ve teorik olarak elde edilen simge hızı kestirim başarımlarının NMSE eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 2.42.GSM (1800MHz) kanalı deneysel çalışmalarda ölçülen gerçek kanalın vuruş tepkisi

Tablo 2.9. GSM (1800MHz) kanalından elde edilen gerçek veriler kullanılarak simge hızı kestirim yöntemlerinin karşılaştırması.

Başarım\Yöntem	CC	PV
Simge Hızının %100 doğru kestirildiği paketler	62/86	67/86
Hatalı paketlerdeki ortalama normalize karesel hata oranı (NMSE)	0.075	0.060

2.4. Otomatik Modülasyon Sınıflayıcı Analizi

2.4.1. Öznitelik Çıkarma

Otomatik modülasyon sınıflama işleminde amaçlanan yüksek dereceden istatistik sınıflayıcılarda, n 'inci dereceden momentler ve n 'inci dereceden logaritmik momentler kullanılmaktadır. Bu istatistikler, gürültülü işaret yıldız kümelerinin veya gürültülü temel bant örneklerinin şeklini tanımlamaktadır. Bu öznitelikler, farklı doğrusal sayısal modüleli işaretlerin biçimini sınıflamak için hiyerarşik bir yapı içerisinde kolaylıkla uygulanabilmektedir. Ayrıca bu öznitelikler, PSK, ASK ve QAM modülasyonları farklı alt gruplara ayırmak ve her bir alt grup içerisinde modülasyon türlerini belirlemek için etkin uygulanabilmektedir [87].

Logaritmik momentlerin öznitelik olarak kullanılmasındaki asıl neden, Gaussian dağılımlı bir verinin yüksek dereceden logaritmik momentlerinin, hepsinin sıfır olmasıdır. Bu sebepten dolayı logaritmik moment kullanımıyla, AWGN gürültüsünün etkisini azaltabilmekte ve hiçbir dönüşüm gerektirmeden zaman düzleminde uygulanabilmektedir [88].

$$y(n) = he^{(j2\pi\Delta f n)}x(n) + w(n) \quad (2.25)$$

burada h düz sönümlemeli kanal etkisini, Δf normalize edilmiş frekans kaymasını göstermektedir. (2.25) ifadesinde Δf frekans kayması etkisi, yıldız kümesindeki noktaların dairesel olarak dağılmalarına neden olduğundan, yüksek derecen logaritmik momentleri etkilemektedir. Bu nedenden, öznitelik olarak logaritmik moment kullanan sınıflayıcılar için frekans kaymasının var olması önemli bir problem oluşturmaktadır.

Bu çalışmamızda, belirtilen problemin var olduğu durum göz önüne alınarak seçilen modülasyon kümesini sınıflandıran bir yöntem önerilmiştir.

2.4.2. Yüksek Dereceden İstatistikler

Olasılık dağılım momentleri, beklenen değer kavramının genelleştirilmiş halidir. Rastgele bir değişkenin i . momenti için genelleştirilmiş ifade (2.26) ile gösterilmektedir [85].

$$\mu_i = \int_{-\infty}^{\infty} (s - m)^i f(s) ds \quad (2.26)$$

burada m , rastgele değişkenin ortalamasını ve $f(\cdot)$, rastgele değişkenin (s) olasılık yoğunluk fonksiyonunu ifade etmektedir. Belli sayıda seviyeye sahip ayrık zamanlı işaretler için i . moment tanımı (2.27) ile gösterilmektedir.

$$\mu_i = \sum_{k=1}^N (s_k - m)^i f(s_k) \quad (2.27)$$

burada N veri uzunluğunu göstermektedir. İşaretlerin ortalamasının sıfır olduğu kabul edilirse (2.27) ifadesi sadeleşerek (2.28) ile gösterilen hale dönüşür.

$$\mu_i = \sum_{k=1}^N s_k^i f(s_k) \quad (2.28)$$

Rastgele değişkenlerin otomatik momentleri, (2.29) ifadesi ile tanımlanmaktadır.

$$M_{pq} = E[s^{p-q} (s^*)^q] \quad (2.29)$$

burada p , moment derecesini göstermekte ve $*$, karmaşık eşleniği ifade etmektedir. Otomatik moment tanımında kullanılan, $s = a + bj$ biçiminde olan sıfır ortalamalı ayrık işaret dizisi, farklı dereceler için moment ifadesinin elde edilmesinde kolaylık sağlamaktadır.

$$\hat{f}(t) = E\{e^{jts}\} \quad (2.30)$$

Karakteristik fonksiyonu (2.30) ile gösterilen skaler sıfır ortalamalı rastgele değişkenin, karakteristik fonksiyonunun logaritması Taylor serisi gibi açıldığında elde edilen ifade,

$$\log \hat{f}(t) = k_1(jt) + \dots + \frac{k_r(jt)^r}{r!} + \dots \quad (2.31)$$

(2.31) ifadesindeki k_r sabitlere, s rastgele değişkenin logaritmik momentleri denilmektedir. Logaritmik momentlerin p 'inci derecesini simgesel olarak ifade edilmesi, p 'inci dereceden momentlerin ifade edilmesine benzemektedir.

$$C_{pq} = \text{Cum} \left[\underbrace{s, \dots, s}_{(p-q) \text{ adet terim}}, \underbrace{s^* \dots s^*}_{(q) \text{ adet terim}} \right] \quad (2.32)$$

n 'inci dereceden logaritmik moment, n 'inci derece dahil olmak üzere bu dereceye kadarki momentlerin bir fonksiyonudur ve Leonov-Shiryayev formülünden elde edilebilen (2.33) ifadesi ile gösterilmektedir [86].

$$\text{Cum}[s_1, \dots, s_2] = \sum_{q=1}^n (-1)^{q-1} (q-1)! E \left[\prod_{j \in v_1} s_j \right] \dots E \left[\prod_{j \in v_q} s_j \right] \quad (2.33)$$

burada toplama indeksi, $(\mathbf{1}, \mathbf{2}, \dots, \mathbf{n})$ indisli kümeler için $\mathbf{v} = (\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_q)$ olan bütün çarpımsal parçaları kapsamaktadır ve q , verilen çarpımsal parça içerisindeki eleman sayısını göstermektedir.

$$\begin{aligned} \text{Cum}[s_1, s_2, s_3] &= (-1)^{1-1} (1-1)! E[s_1 s_2 s_3] + (-1)^{2-1} (2-1)! E[s_1] E[s_2 s_3] + \\ &\quad (-1)^{2-1} (2-1)! E[s_2] E[s_1 s_3] + (-1)^{2-1} (2- \\ &\quad 1)! E[s_3] E[s_1 s_2] + (-1)^{3-1} (3-1)! E[s_1] E[s_2] E[s_3] \\ &= E[s_1 s_2 s_3] - E[s_1] E[s_2 s_3] - E[s_2] E[s_1 s_3] - E[s_3] E[s_1 s_2] + \\ &\quad 2 E[s_1] E[s_2] E[s_3] \end{aligned} \quad (2.34)$$

$n=3$ olarak kabul edildiğinde, mevcut indis küme $(1,2,3)$ 'dür ve bu küme için elde edilebilecek beş farklı çarpımsal parça türü bulunmaktadır; $q=1$ iken oluşan çarpımsal parça $\{(1,2,3)\}$ şeklinde, $q=2$ iken oluşan çarpımsal parçalar $\{1,(2,3)\}$, $\{2,(1,3)\}$ ve

$\{3,(1,2)\}$ şeklinde ve $q=3$ iken oluşan çarpımsal parça $\{(1),(2),(3)\}$ şeklindedir. $n=3$ için (2.33) ifadesi açıldığı zaman (2.34) ifadesi elde edilmektedir.

Benzer şekilde, sekizinci dereceye kadarki logaritmik moment ifadeleri hesaplanabilmektedir.

$$\begin{aligned}
\text{Cum}[s_1, s_2, s_3, s_4] = & E[s_1 s_2 s_3 s_4] - E[s_1]E[s_2 s_3 s_4] - E[s_2]E[s_1 s_3 s_4] - \\
& E[s_3]E[s_1 s_2 s_4] - E[s_4]E[s_1 s_2 s_3] - E[s_1 s_2]E[s_3 s_4] - \\
& E[s_1 s_3]E[s_2 s_4] - E[s_1 s_4]E[s_2 s_3] + 2E[s_1]E[s_2]E[s_3 s_4] + \\
& 2E[s_1]E[s_3]E[s_2 s_4] + 2E[s_1]E[s_4]E[s_2 s_3] + \\
& 2E[s_2]E[s_3]E[s_1 s_4] + 2E[s_2]E[s_4]E[s_1 s_3] + \\
& 2E[s_3]E[s_4]E[s_1 s_2] - 6E[s_1]E[s_2]E[s_3]E[s_4] \quad (2.35)
\end{aligned}$$

(2.35) ile gösterilen dördüncü dereceden logaritmik moment ifadesinde bulunan tek dereceli momentlerin değerleri sıfır olmaktadır. Bu nedenle (2.35) ifadesi tekrar düzenlendiğinde (2.36) ifadesi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\text{Cum}[s_1, s_2, s_3, s_4] = & E[s_1 s_2 s_3 s_4] - E[s_1 s_2]E[s_3 s_4] - E[s_1 s_3]E[s_2 s_4] - \\
& E[s_1 s_4]E[s_2 s_3] \quad (2.36)
\end{aligned}$$

Benzer işlemler yapıldıktan sonra, altıncı dereceden logaritmik moment ifadesi (2.37) ile gösterilen şekilde elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
\text{Cum}[s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6] = & E[s_1 s_2 s_3 s_4 s_5 s_6] - E[s_1 s_2]E[s_3 s_4 s_5 s_6] - \\
& E[s_1 s_3]E[s_2 s_4 s_5 s_6] - E[s_1 s_4]E[s_2 s_3 s_5 s_6] - E[s_1 s_5]E[s_2 s_3 s_4 s_6] - \\
& E[s_1 s_6]E[s_2 s_3 s_4 s_5] - E[s_2 s_3]E[s_1 s_4 s_5 s_6] - E[s_2 s_4]E[s_1 s_3 s_5 s_6] - \\
& E[s_2 s_5]E[s_1 s_3 s_4 s_6] - E[s_2 s_6]E[s_1 s_3 s_4 s_5] - E[s_3 s_4]E[s_1 s_2 s_5 s_6] - \\
& E[s_3 s_5]E[s_1 s_2 s_4 s_6] - E[s_3 s_6]E[s_1 s_2 s_4 s_5] - E[s_4 s_5]E[s_1 s_2 s_3 s_6] - \\
& E[s_4 s_6]E[s_1 s_2 s_3 s_5] - E[s_5 s_6]E[s_1 s_2 s_3 s_4] + 2E[s_1 s_2]E[s_3 s_4]E[s_5 s_6] + \\
& 2E[s_1 s_2]E[s_3 s_5]E[s_4 s_6] + 2E[s_1 s_2]E[s_3 s_6]E[s_4 s_5] + 2E[s_1 s_3]E[s_2 s_4]E[s_5 s_6] + \\
& 2E[s_1 s_3]E[s_2 s_5]E[s_4 s_6] + 2E[s_1 s_3]E[s_2 s_6]E[s_4 s_5] + 2E[s_1 s_4]E[s_2 s_3]E[s_5 s_6] + \\
& 2E[s_1 s_4]E[s_2 s_5]E[s_3 s_6] + 2E[s_1 s_4]E[s_2 s_6]E[s_3 s_5] + 2E[s_1 s_5]E[s_2 s_3]E[s_4 s_6] + \\
& 2E[s_1 s_5]E[s_2 s_4]E[s_3 s_6] + 2E[s_1 s_5]E[s_2 s_6]E[s_3 s_4] + 2E[s_1 s_6]E[s_2 s_3]E[s_4 s_5] + \\
& 2E[s_1 s_6]E[s_2 s_4]E[s_3 s_5] + 2E[s_1 s_6]E[s_2 s_5]E[s_3 s_4] \quad (2.37)
\end{aligned}$$

(2.36) ve (2.37) ile gösterilen farkı dereceli logaritmik moment ifadeleri ile (2.26) ve (2.32) ifadeleri kullanılarak aynı moment ve logaritmik momentler farklı yollarla elde edilebilmektedir. Örneğin karmaşık değerli durağan rastgele $x(n)$ değişkeninin (2.38) ve (2.39) ile gösterilen ikinci ve dördüncü dereceden logaritmik momenti için iki farklı yol ve dördüncü dereceden logaritmik momenti için üç farklı yol kullanılabilir.

$$\begin{aligned} C_{20} &= M_{20} = E[x(n)x(n)] = E[x^2(n)] \\ C_{21} &= M_{21} = E[x(n)x^*(n)] = E[|x(n)|^2] \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} C_{40} &= \text{Cum}[x(n), x(n), x(n), x(n)] \\ C_{41} &= \text{Cum}[x(n), x(n), x(n), x^*(n)] \\ C_{42} &= \text{Cum}[x(n), x(n), x^*(n), x^*(n)] \end{aligned} \quad (2.39)$$

Moment ve logaritmik moment ile ilgili bilgiler ışığında, moment ile logaritmik moment arasındaki ilişki kullanılarak yüksek dereceden logaritmik momentlerin daha sadeleştirilmiş tanımları (2.40) ile (2.47) arasındaki ifadelerle gösterilmektedir.

$$C_{40} = M_{40} - 3M_{20}^2 \quad (2.40)$$

$$C_{41} = M_{41} - 3M_{20}M_{21} \quad (2.41)$$

$$C_{42} = M_{42} - |M_{20}|^2 - 2M_{21}^2 \quad (2.42)$$

$$C_{60} = M_{60} - 15M_{20}M_{40} + 30M_{20}^3 \quad (2.43)$$

$$C_{61} = M_{61} - 5M_{21}M_{40} - 10M_{20}M_{41} + 30M_{20}^2M_{21} \quad (2.44)$$

$$C_{62} = M_{62} - 6M_{20}M_{42} - 8M_{21}M_{41} - M_{22}M_{40} + 6M_{20}^2M_{22} + 24M_{21}^2M_{22} \quad (2.45)$$

$$C_{63} = M_{63} - 9M_{21}M_{42} + 12M_{21}^3 - 3M_{20}M_{43} - 3M_{22}M_{41} + 18M_{20}M_{21}M_{22} \quad (2.46)$$

$$C_{80} = M_{80} - 35M_{40}^2 - 630M_{21}^4 + 420M_{20}^2M_{40}^2 \quad (2.47)$$

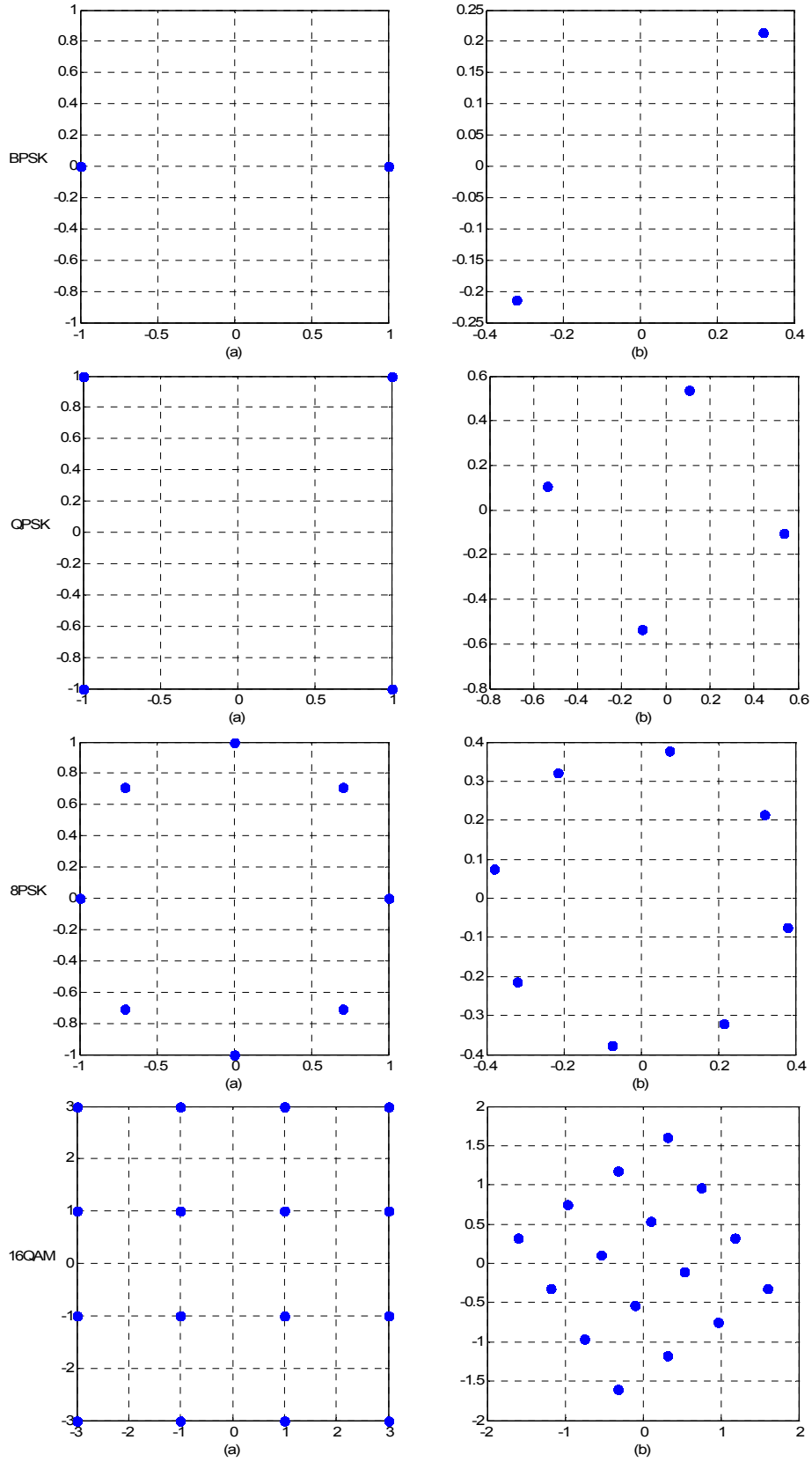
Hesaplanan yüksek dereceden istatistiklerin, bu çalışmada düşünülen sayısal işaret türleri için teorik değerleri tablo 2.10'da gösterilmektedir. Bu değerler, gürültü yokken birim varyansa sahip, teorik işaret gücü ile normalize edilmiş ve işaretin boyutu sonsuz kabulleri altında hesaplanmaktadır.

2.4.2.1. Logaritmik Momentlerde Ölçekleme Ve Döndürme Etkisi

Yıldız kümesi diyagramı üzerindeki noktaların konumlarında kayma ve dönme gibi yer değişikliklerine neden olan durumlar bulunmaktadır. Yıldız kümesi noktaları üzerindeki bu değişiklikler, iletim ortamının zayıflatma ve yansıma etkilerinden, alıcıda oluşan faz ve frekans kaymalarından dolayı oluşmaktadır. İletim ortamı dar bantlı (düz sönümlenmeli) kanal olarak kabul edildiğinde iletim kanalının yıldız kümesi diyagramındaki etkisi ölçekleme ve döndürme olarak ifade edilmektedir. Ölçekleme ve döndürme etkisi, logaritmik moment değerlerini etkilememektedir. Bunun nedeni olarak logaritmik momentlerin, modülasyonların yıldız kümesi şekilleriyle ilişkili olması ve yıldız kümesi içerisinde bulunan noktaların genliklerinin aynı anda büyüme ve küçülmesi yada konumlarının aynı şekilde kayması, noktaların bir birleriyle olan konumlarını etkilememesinden dolayıdır. Şekil 2.43’de oluşan ölçekleme ve kayma etkisi farklı modülasyon türlerine göre gösterilmektedir. Aynı şekilde logaritmik moment değerleri de tablo 2.11’de verilmektedir. Tablo 2.10 ve tablo 2.11’deki değerlere bakıldığında logaritmik momentlerin, ölçekleme ve döndürme etkisinden etkilenmedikleri görülmektedir. ((2.25) ifadesindeki h katsayısının etkisi).

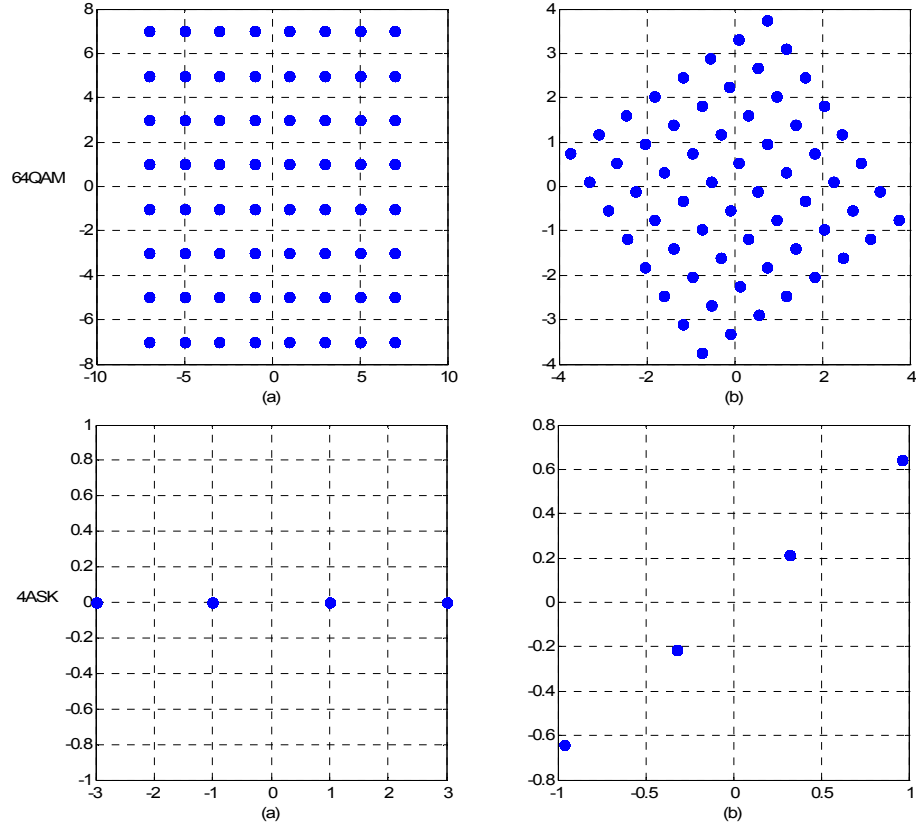
Tablo 2.10. Değişik yıldız kümesi türleri için logaritmik momentlerin teorik değerleri

C_{pq}	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
C_{20}	1	0	0	0	0	1
C_{21}	1	1	1	1	1	1
C_{40}	-2	1	0	-0.68	-0.619	-1.36
C_{41}	-2	0	0	0	0	-1.36
C_{42}	-2	-1	-1	-0.68	-0.619	-1.36
C_{60}	16	0	0	0	0	8.32
C_{61}	16	-4	0	2.08	1.7972	8.32
C_{62}	16	0	0	0	0	8.32
C_{63}	16	4	4	2.08	1.7972	8.32
C_{80}	-272	-34	1	-13.9808	-11.5022	-111.8464



Şekil 2.43. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) normal durum (b) Ölçekleme ve döndürme etkisinin olduğu durum

Şekil 2.43'ün devamı

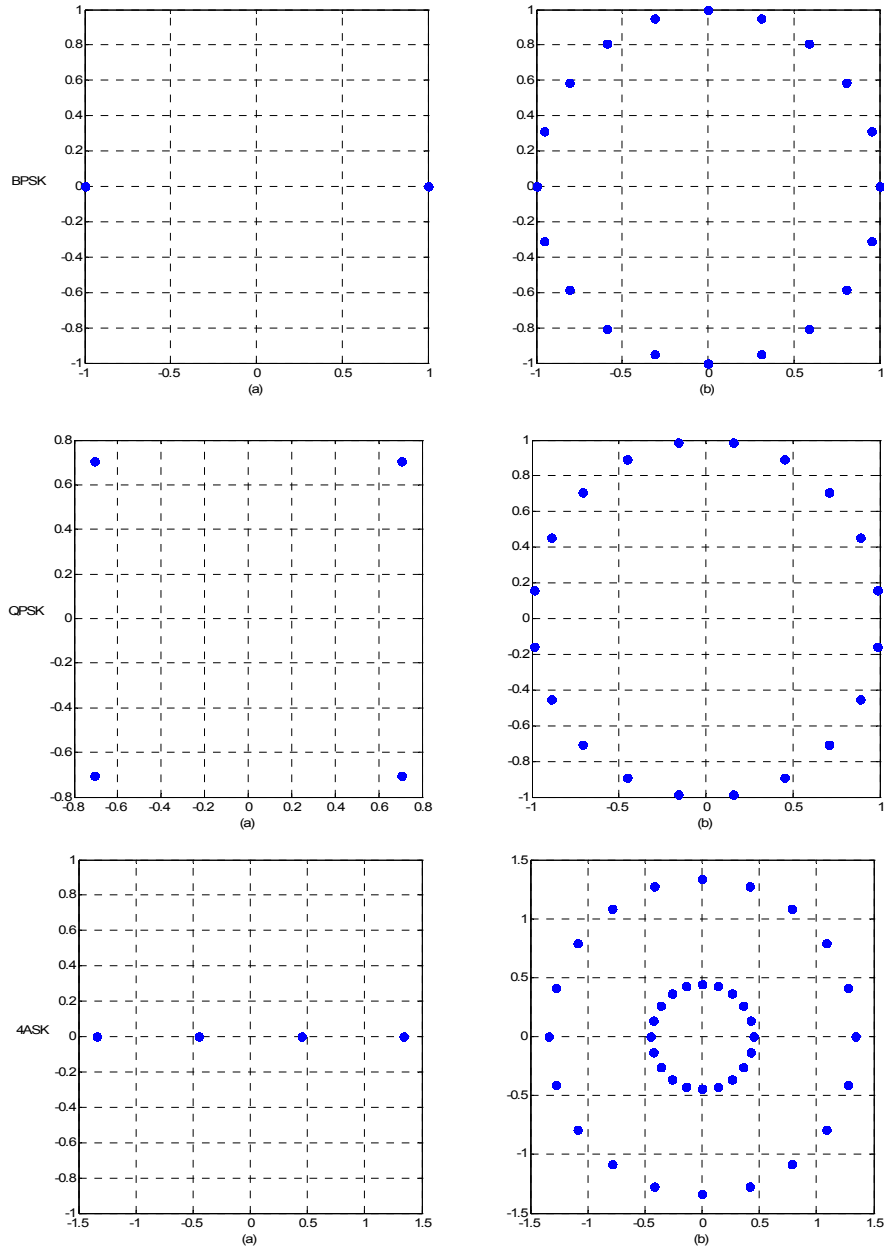


Tablo 2.11. Ölçekleme ve döndürme etkisinin olduğu durum için değişik yıldız kümesi türlerinin logaritmik momentlerin teorik değerleri

C_{pq}	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
C_{20}	1	0	0	0	0	1
C_{21}	1	1	1	1	1	1
C_{40}	-2	1	0	0.68	0.63	-1.38
C_{41}	-2	0	0	0	0	-1.38
C_{42}	-2	-1	-1	-0.67	-0.61	-1.38
C_{60}	16	0	0	0	0	8.55
C_{61}	16	-4	0	-2.07	-1.83	8.55
C_{62}	16	0	0	0	0	8.55
C_{63}	16	4	4	2.04	1.75	8.55
C_{80}	-272	-34	1	-13.98	-11.93	-116.18

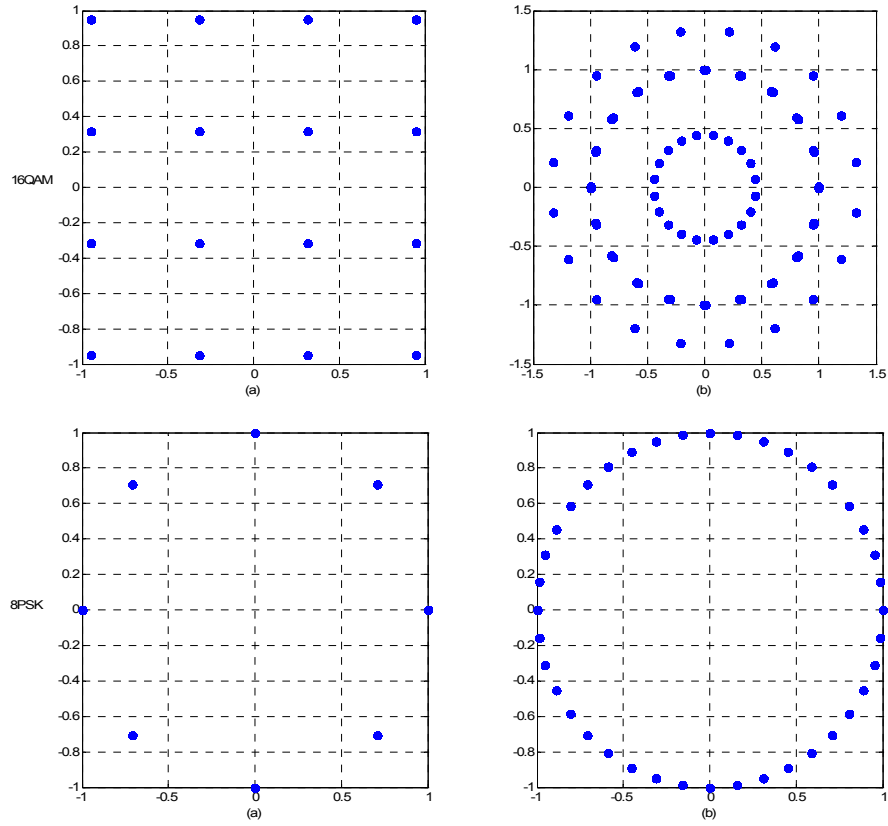
2.4.2.2. Logaritmik Momentlerde Frekans Kayması Etkisi

Kararlı sistemlerde, yerel osilatörden dolayı oluşan frekans ve faz kayması gibi senkronizasyon hataları sistem bozulmalarına neden olmaktadır. Bu etki (2.25) ifadesindeki Δf ile gösterilmektedir. Frekans kayması alınan işaretin yıldız kümesi noktalarının yayılmasına yani bu noktaların birim çember üzerinde yer alarak yıldız kümesi şeklinin bir daire olmasına neden olmaktadır (şekil 2.44).



Şekil 2.44. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) normal durum (b) frekans kaymasının olduğu durum ($\Delta f=0.05$)

Şekil 2.44'ün devamı



Tablo 2.12. Frekans Kayması olduğu durum için değişik yıldız kümesi türlerinin logaritmik momentlerin teorik değerleri

C_{pq}	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
C_{20}	0	0	0	0	0	0
C_{21}	1	1	1	1	1	1
C_{40}	0	0	0	0	0	0
C_{41}	0	0	0	0	0	0
C_{42}	-1	-1	-1	-0.675	-0.619	-0.369
C_{60}	0	0	0	0	0	0
C_{61}	0	0	0	0	0	0
C_{62}	0	0	0	0	0	0
C_{63}	4	4	4	2.053	1.803	0.203
C_{80}	0	0	0	0	0	0

Frekans kayması etkisinin yıldız kümesi şeklinde oluşturduğu değişiklik logaritmik moment değerlerini de etkilemektedir. Bu etki tablo 2.12’de gösterilen sonuçlarla anlaşılmaktadır.

2.4.3. Frekans Kayması Sonucu Yıldız Kümesindeki Dairesel Dağılım Histogramı

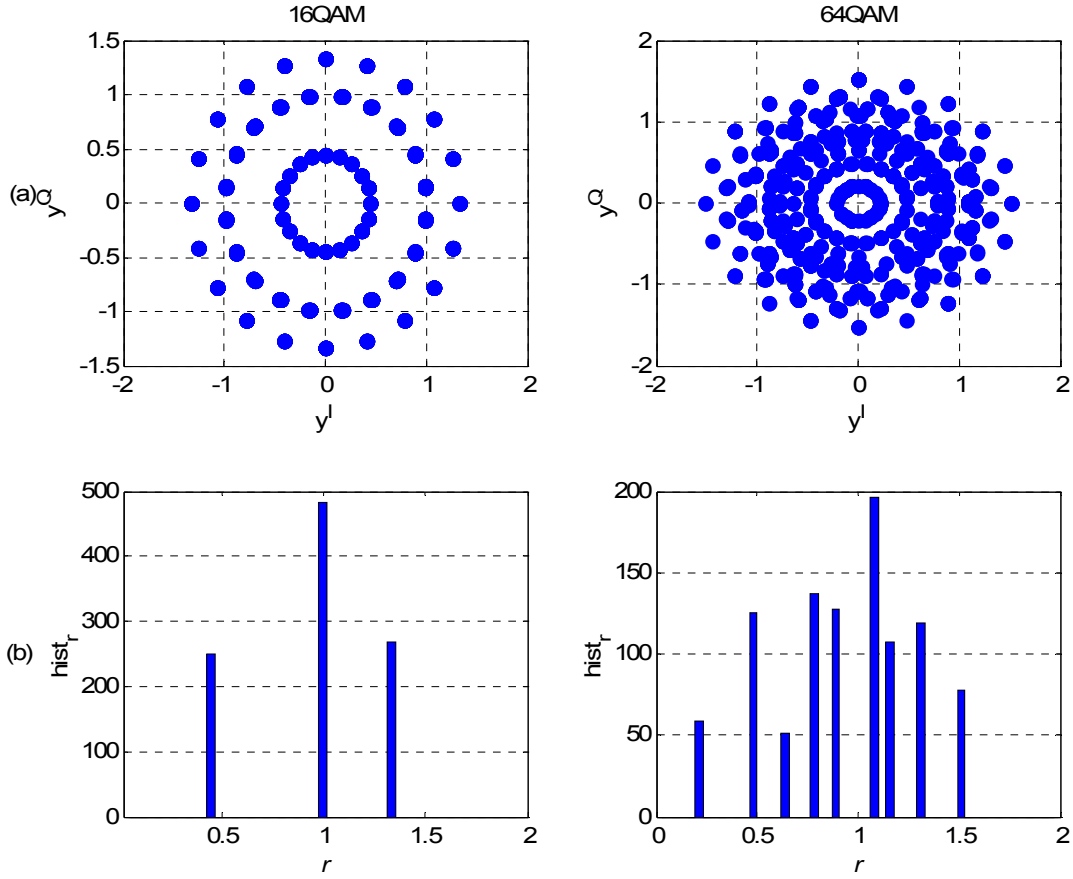
Şekil 2.44’de frekans kaymasının etkisi sonucunda yıldız kümesi üzerindeki noktalar dairesel olarak dağılmaktadır. BPSK, QPSK ve 8PSK için noktaların dağılımları tek bir çember üzerindeyken, 16QAM ve 64QAM için noktaların dağılımları birden çok sayıda çember üzerinde bulunmaktadır (şekil 2.45.a). Yıldız kümesi üzerindeki her bir dairesel dağılım üzerinde kaç adet nokta bulunduğu, histogram yardımıyla birlikte gösterilebilmektedir. Burada alınan işaret, ortalama gücü ile normalize edildiği için yıldız kümesi diyagramındaki koordinat sınırları benzer aralıklarda olmaktadır. Bu nedenle histogramın sütunları, 0 ile 2 arasında eşit boşluklara sahiptirler. Her bir sütunun genişliği, seçilen adım büyüklüğüne (Δr) bağlıdır.

Tablo 2.13. Histogramın oluşturulması

$$\begin{array}{l}
 y_i = y_i^I + jy_i^Q \\
 \text{for } r = 0: \Delta r: 2 \\
 \quad \text{if } \sqrt{(y_i^I)^2 + (y_i^Q)^2} \in r \\
 \quad \quad \text{hist}_r + 1 \\
 \text{end} \\
 \text{hist} = \text{tepesayısı}\{\text{hist}_r\}
 \end{array}$$

Çemberin yarıçapı, adım büyüklüğüne göre artırılarak, belli aralıktaki noktaların sayı adedi belirlenmektedir. Histogramın oluşturulması tablo 2.13’deki belirtilen işlem adımlarından oluşmaktadır. Histogram değişimi, seçilen adım büyüklüğüne yada sütun genişliğine hassasiyet göstermektedir. Eğer adım büyüklüğü çok geniş seçilirse, önemli bilgiler kaybolabilmekte, yada çok dar seçilirse, ekstra rastgele bilgiler fazla vurgulanmış olabilmektedir. En uygun adım büyüklüğünü teorik olarak belirlemek çok zor olmaktadır. Bu nedenle, uygulamamız için adım büyüklüğü ile histogram sonuçları arasındaki ilişki incelenerek seçilen farklı adım büyüklükleri içerisindeki en uygun olana karar verilmiştir. Şekil 2.45.a’da 16QAM ve 64QAM modülasyonlar için frekans kayması

olduğundaki yıldız kümesi diyagramı ve şekil 2.45.b’de amaçlanan histogram diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 2.45. 16QAM ve 64QAM için frekans kayması varken (a) yıldız kümesi dağılımı (b) histogram dağılımı

Frekans kayması sonucunda oluşan bu çemberlerin sayısı QPSK, 16QAM ve 64QAM modülasyonlarını frekans kayması varlığında sınıflamak için kullanılacak yeni bir özniteliktir. Şekil 2.45.b’de gösterilen histogramlar üzerindeki tepe noktalarının sayısı (*hist*), modülasyon sınıflandırıcıda yeni bir öznitelik olarak kullanılmaktadır.

Frekans kayması olmadığı durumlarda bu özneliğin kullanılabilmesi için alınan verinin, öznitelik çıkarma işleminden önce $e^{j(2\pi\Delta f n)}$ ile çarpılarak yıldız kümesi diyagramı değişimi bir çembersel hale getirilmesi gerekmektedir. Bu işlem şekil 2.54’de belirtilen karar ağacı yapısı içerisinde gösterilmektedir.

2.4.4. Karar Ağacı Yapısı İle Sınıflandırma

Son yıllarda sınıflandırma işlemlerinde kullanılmaya başlanılan karar ağaçları, akış şemalarına benzeyen yapılarıyla birçok alanda başarıyla kullanılan bir kontrollü sınıflandırma yapısıdır. Yöntemin parametrik olmayan yapısı ve problem çözümündeki hızı, kullanımını yaygın hale getirmektedir.

Fakat bir dezavantajı, her bir aşamada bulunan karşılaştırmalarda kullanılan her bir öznitelik için uygun bir eşik değeri belirlenmesi gerekmektedir. Sınıflayıcı olarak yapay sinir ağları veya destek vektör makinaları gibi yapılar kullanılarak bu gereksinim ortadan kaldırılmış olunur. Fakat karar ağacı yapısına karşın bu tür sınıflayıcı yapılarının farklı işaret gürültü seviyelerinde birden çok dezavantajları bulunmaktadır. Yapay sinir ağları ve destek vektör makinaları sınıflayıcılarında eğitim dizileri kullanılması gerekmektedir. Kullanılan modülasyon biçimleri için oluşturulan eğitim dizileri ile eğitilmeden sınıflayıcı uygulanılamamaktadır. Modülasyon türü ilgili parametrelerde bir değişiklik olduğunda sınıflayıcının tekrar eğitilmesi gerekmektedir. Bu da özellikle işaret gürültü seviyesinin değiştiği kör sistemlerde bu tür sınıflayıcıların uygulanabilirliğinin azalması manasına gelmektedir.

Karar ağacı sınıflayıcılarının eğitim dizisi kullanımı gerektirmeden, yaygın olarak kullanımının en önemli nedenlerinden biriside ağaç yapılarının oluşturulmasında kullanılan kuralların anlaşılabilir ve sade olmasıdır. Karar ağacı sınıflandırma işleminin gerçekleştirilmesinde çok aşamalı veya ardışık bir yaklaşım kullanılmaktadır. Yöntem, birçok karışık sınıflandırma problemini aşamalı bir hale getirerek basit bir karar verme işlemi gerçekleştirmektedir [92].

2.4.5. Önerilen Yöntem

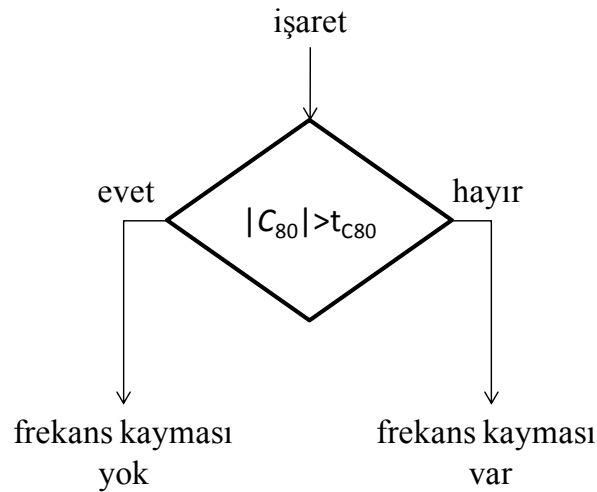
Önerilen yöntemin amacı, düz sönümlenmeli kanallarda ve frekans kaymasının olduğu durumda, altıncı ve sekizinci dereceden logaritmik moment öznitelikleri ve histogram özniteliğiyle hiyerarşik karar ağacı sınıflayıcı yapısı kullanarak BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM ve 4ASK modülasyon türlerini içeren modülasyon kümesinin tanımlanması ve sınıflandırılmasıdır. Önerilen yöntem, AWGN ve düz sönümlenmeli kanallar için amaçlanmıştır.

Özellikle altıncı dereceden logaritmik momentin öznitelik olarak seçilmesindeki en önemli faktör, tablo 2.10 ve tablo 2.12’de gösterilen değerler incelendiğinde dördüncü dereceden logaritmik moment değerlerine göre daha hassas değerler üretmesidir. Dördüncü dereceden logaritmik momentin hassasiyeti onda birler seviyesinde iken, altıncı dereceden logaritmik momentin hassasiyeti tam sayılar mertebesinde olmaktadır.

Önerilen yöntemde ilk olarak alıcıda, yerel osilatörden veya taşıyıcı kestirimi sonucunda oluşabilecek etkin bir frekans kayması etkisinin olup olmadığı belirlenmektedir.

Frekans kayması olduğu durum göz önüne alınarak, sınıflama üç alt seviye ayrılmıştır. Birinci seviyede, seçilen modülasyon kümesi MQAM, MPSK ve 4ASK olmak üzere üç alt kümeye ayrıştırılmaktadır. İkinci seviyede, MQAM kümesi 16QAM ve 64QAM için histogram özniteliği ile sınıflama yapılmaktadır. Üçüncü seviyede, MPSK kümesi önce faz farkı yöntemi ile yıldız kümesi üzerindeki frekans kayması etkisi, yıldız kümesinin dönmesine neden olan sabit bir faz kayması etkine dönüştürülmekte ve sonrada yeni yıldızkümesi değerleriyle BPSK, QPSK ve 8PSK için sınıflama yapılmaktadır.

Frekans kayması olmadığı durum göz önüne alındığında, aynı öznitelikle ile oluşturulan yeni bir karar ağacı yapısı ile seçilen modülasyon kümesi için sınıflama yapılmaktadır. Oluşturulan karar ağacı yapısı içerisinde kullanılan eşik değerleri, Monte-Carlo benzetim programı yoluyla deneysel olarak tespit edilmiştir.



Şekil 2.46. Frekans kayması varlığının belirlenmesi için kullanılan karar ağacı yapısı

2.4.5.1. Frekans Kayması Varlığının Belirlenmesi

Alıcı tarafta temel bant işaretinde frekans kaymasının olup olmadığını belirlemek için öznitelik olarak sekizinci dereceden logaritmik moment (C_{80}) kullanılmıştır.

Tablo 2.10 ve tablo 2.12'deki C_{80} değerleri incelendiğinde seçilen tüm modülasyon türleri için C_{80} logaritmik moment, frekans kayması varken sıfır ve frekans kayması yokken sıfırdan farklı değerler almaktadır. Bu bilgi kullanılarak şekil 2.46'da gösterilen karar ağacı ile frekans kayması varlığı tespit edilmektedir.

Şekil 2.46'daki karar ağacı yapısı kullanılarak, seçilen modülasyon kümesi için AWGN ve düz sönümlmeli Rayleigh kanallardaki bir paket içerisinde bulunan farklı sembol sayıları ve farklı SNR değerleri için frekans kayması varlığının belirlenmesindeki başarımlar tablo 2.14 ve tablo 2.15'de gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Şekil 2.47'de gösterilen eşik değeri (t_{c80}), 0.75 olarak belirlenmiştir.

Tablo 2.14. AWGN kanallarda frekans kayması varlığının belirlenmesinin başarımlar yüzdeleri

	Frekans kayması varken ($\Delta f=0.05$)			Frekans kayması yokken ($\Delta f=0$)		
	250 Sembol	500 Sembol	1000 Sembol	250 Sembol	500 Sembol	1000 Sembol
SNR = 5dB	%65.21	%83.12	%93.74	%95.6	%93.26	%89.46
SNR = 8dB	%81.73	%95.58	%99.68	%91.86	%89.06	%86.75
SNR = 10dB	%87.56	%97.66	%99.89	%91	%88.43	%87.5
SNR = 15dB	%90.97	%98.39	%99.91	%91.66	%94.96	%98.03
SNR = 20dB	%91.62	%98.51	%99.92	%93.9	%97.45	%99.46
SNR = 30dB	%91.97	%98.57	%99.96	%94.13	%98	%99.52

Tablo 2.14'deki sonuçlar incelendiğinde frekans kayması varlığının belirlenmesinde SNR = 8dB değerinde %90'ın üzerinde başarımlar elde edilmektedir. Fakat frekans kayması yokken SNR değerinin 8dB ve 10dB olduğunda başarımlarda oluşan azalış ve artışın nedeni, 8PSK modülasyonunun C_{80} değerinin eşik değerine yakın olmasıdır.

Tablo 2.15. Düz sönümlmeli kanallarda frekans kayması varlığının belirlenmesinin başarımları yüzdeleri

	Frekans kayması varken ($\Delta f=0.05$)			Frekans kayması yokken ($\Delta f=0$)		
	250 Sembol	500 Sembol	1000 Sembol	250 Sembol	500 Sembol	1000 Sembol
SNR = 0dB	%15.58	%20.45	%24.48	%98.45	%97.85	%96.95
SNR = 5dB	%23.73	%31.21	%39.75	%98.58	%98.38	%97.56
SNR = 8dB	%31.98	%42.66	%52.63	%98.80	%98.05	%97.13
SNR = 10dB	%38.93	%50.71	%60.8	%98.26	%97.35	%95.48
SNR = 15dB	%59.9	%73.76	%82.13	%95.71	%93.41	%91.81
SNR = 20dB	%77.85	%88.28	%93.78	%93.20	%92.18	%91.75
SNR = 30dB	%90.31	%97.63	%99.53	%93.13	%96.26	%97.90

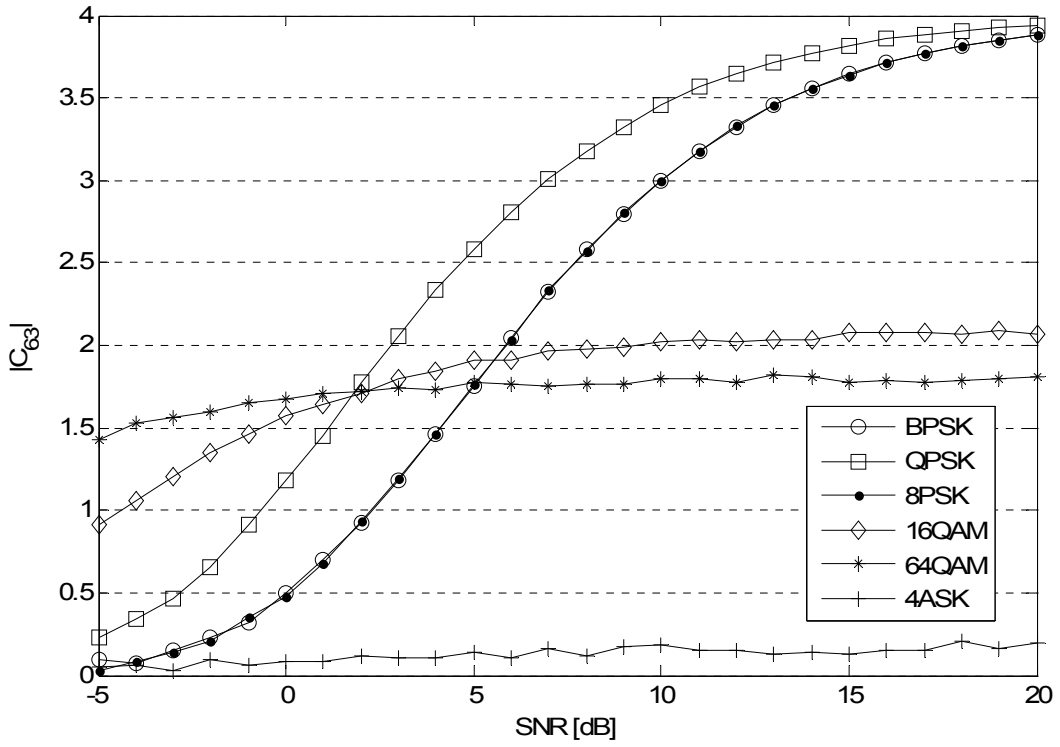
AWGN kanallarda SNR = 8dB olduğunda elde edilen başarımların, düz sönümlmeli kanallarda tablo 2.15'deki sonuçlara göre SNR = 20dB değeri civarında elde edilmektedir.

2.4.5.2. Frekans Kaymasının Olduğu Durum İçin Modülasyon Sınıflama

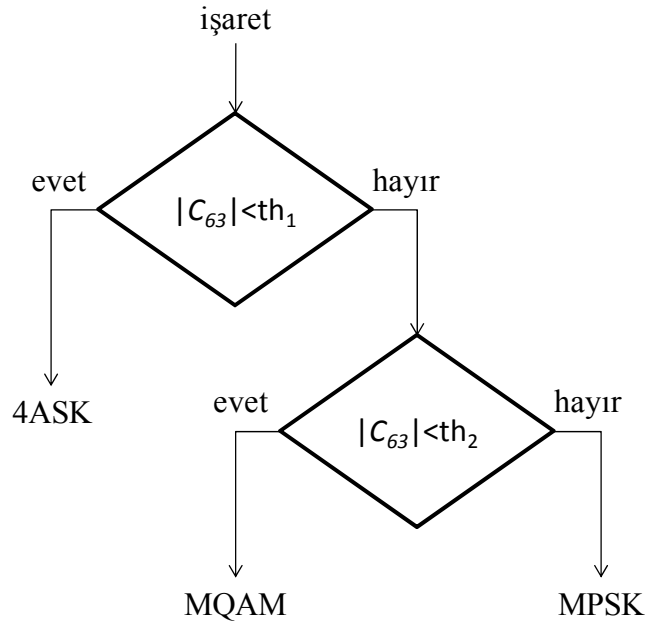
2.4.5.2.1. Ana Modülasyon Kümesinin Alt Kümelere Bölünmesi

Seçilen modülasyon kümesinin alt kümelere ayrıştırılmasında, öznitelik olarak altıncı dereceden logaritmik moment (C_{63}) kullanılmıştır. C_{63} logaritmik momentin tablo 2.12'deki değerleri ve şekil 2.47'deki farklı SNR'ler için elde edilen değişimleri incelendiğinde seçilen modülasyon türlerinden yakın değerlere sahip olanlar gruplandırıldığında ortaya üç alt grup çıkmaktadır.

Bu alt gruplar yada kümeler, MQAM, MPSK ve 4ASK modülasyon türlerinden oluşmaktadır. Şekil 2.48'de gösterilen karar ağıcı yapısı ile frekans kayması varken seçilen modülasyon kümesi üç alt kümeye ayrıştırılabilir.



Şekil 2.47. Frekans kayması olduğu durumda farklı modülasyon türleri için $|C_{63}|$ 'ün değişimi



Şekil 2.48. Alt kümeleri belirlemek için kullanılan karar ağacı yapısı

Şekil 2.48'deki karar ağacı kullanılarak, seçilen modülasyon kümesi için AWGN ve düz sönümlenmeli Rayleigh kanallardaki farklı SNR değerleri için alt kümelerin sınıflama

başarımları tablo 2.16 ve tablo 2.17’de gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Şekil 2.49’da kullanılan th_1 eşik değeri için 1, th_2 eşik değeri için 2.4, Δf normalizeli frekans kayması için 0.1 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.

Tablo 2.16. AWGN kanallarda frekans kayması olduğu durumda alt kümelere sınıflama başarımlarının yüzdeleri

	SNR = 5dB			SNR = 8dB			SNR = 10dB			SNR = 15dB		
	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK
BPSK	%0	%100	%0	%97.5	%2.5	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0
QPSK	%97.6	%2.4	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0
8PSK	%0	%100	%0	%97.4	%2.6	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0
16QAM	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0
64QAM	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0
4ASK	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100

Tablo 2.17. Düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması olduğu durumda alt kümelere sınıflama başarımlarının yüzdeleri

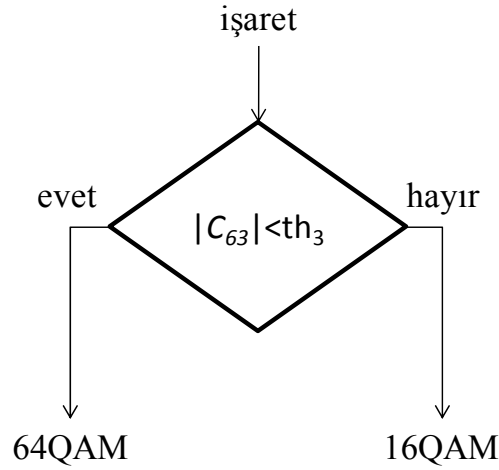
	SNR = 10dB			SNR = 15dB			SNR = 20dB			SNR = 25dB		
	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK	MPSK	MQAM	4ASK
BPSK	%0.8	%26.9	%72.3	%28	%40.3	%31.7	%68.3	%20.1	%11.6	%88.7	%8.1	%3.2
QPSK	%13	%42.7	%44.3	%55.3	%27.1	%17.6	%82.3	%11.9	%5.8	%94.1	%4.6	%0
8PSK	%1.1	%26.2	%72.7	%27.9	%41.5	%30.6	%68.5	%19.5	%12	%88.5	%7.7	%0
16QAM	%0	%76.1	%23.9	%0	%91.4	%8.6	%0.1	%98.2	%1.7	%0	%99.5	%0.5
64QAM	%0	%92.1	%7.9	%0	%98.1	%1.9	%0	%99.5	%0.5	%0	%99.9	%0.1
4ASK	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100	%0	%0	%100

Tablo 2.16’deki sonuçlara göre, şekil 2.48’deki karar ağacı yapısı kullanılarak modülasyon türlerinin alt kümelere ayırma işlemindeki başarımların AWGN kanalları için SNR = 8dB olduğunda modülasyon türlerinin hepsi için %97 üzerinde sınıflama başarımlarını elde

edilmektedir. Düz sönümlenmeli kanallarda %90 üzerinde bir sınıflama başarımı için SNR değerinin 25dB ve 30dB olması gerekmektedir.

2.4.5.2.2. MQAM Altkümesinin Sınıflandırılması

Karesel modülasyon (QAM) türlerini sınıflandırmak için şekil 2.49'daki karar ağacı yapısında öznitelik olarak ilk önce C_{63} logaritmik moment kullanılarak MQAM altkümesinde bulunan 16QAM ve 64QAM modülasyon türleri sınıflandırılmaktadır. C_{63} logaritmik momentini öznitelik olarak kullanılırken tablo 2.12'deki değerler referans alınmıştır.



Şekil 2.49. MQAM altkümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı

Tablo 2.18. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin C_{63} olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları yüzdelere

	SNR = 5dB		SNR = 10dB		SNR = 15dB		SNR = 20dB		SNR = 25dB	
	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
16QAM	%48	%52	%85.8	%14.2	%90.1	%9.9	%91.9	%8.1	%92.4	%7.6
64QAM	%14	%86	%18.9	%81.1	%21.6	%78.4	%21.2	%78.8	%21.8	%78.2

Tablo 2.19. Düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması ve özniteliğin C_{63} olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları yüzdeleri

	SNR = 5dB		SNR = 10dB		SNR = 15dB		SNR = 20dB		SNR = 25dB	
	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
16QAM	%1.1	%98.9	%11.2	%88.8	%39.7	%60.3	%69.1	%30.9	%82.5	%17.5
64QAM	%1.5	%98.5	%5.7	%94.3	%11.5	%88.5	%17.1	%82.9	%21.2	%78.8

Şekil 2.49'daki karar ağacı yapısı kullanılarak, MQAM modülasyon kümesi için AWGN ve düz sönümlenmeli Rayleigh kanallardaki farklı SNR değerleri için modülasyon sınıflama başarımları tablo 2.18 ve tablo 2.19'da gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Şekil 2.50'de kullanılan th_3 eşik değeri için 1.9, Δf normalizeli frekans kayması için 0.05 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.

Tablo 2.18 ve tablo 2.19'daki sonuçlara göre, şekil 2.49'daki sınıflayıcı kullanıldığında %80 üzerinde sınıflama başarımları için AWGN kanallarda en az 10dB ve düz sönümlenmeli kanallarda en az 25dB'lik bir SNR değeri gerekmektedir. Yapılan çalışmalarda, şekil 2.49'daki sınıflayıcı için logaritmik moment özniteliği yerine yeni bir öznitelik kullanılmaktadır. Bu öznitelik, güç normalizasyonu yapılmış işaretin yıldız kümesi diyagramındaki dairesel değişimler üzerindeki nokta sayısını gösteren histogram özniteliğidir.

Tablo 2.20. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin *hist* olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları yüzdeleri

	SNR = 0dB		SNR = 5dB		SNR = 8dB		SNR = 10dB		SNR = 15dB	
	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
16QAM	%58.6	%41.4	%94.6	%5.4	%99.5	%0.5	%100	%0	%100	%0
64QAM	%62.6	%37.4	%7.2	%92.8	%0.4	%99.6	%0.4	%99.6	%0.3	%99.7

Şekil 2.49'daki karar ağacında yeni öznitelik (*hist*) kullanılarak, seçilen modülasyon kümesi için AWGN ve düz sönümlenmeli Rayleigh kanallardaki farklı SNR değerleri için modülasyon sınıflama başarımları tablo 2.20 ve tablo 2.21'de gösterilmektedir. Bu

başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Şekil 2.49’da kullanılan th_3 eşik değeri için 6, Δf normalizeli frekans kayması için 0.05 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.

Tablo 2.20 ve tablo 2.21’deki sonuçlara göre *hist* özneliğiyle şekil 2.49’daki karar ağacı yapısı kullanılarak 16QAM ve 64QAM modülasyon türlerinin sınıflama işlemindeki başarımı, AWGN kanallar için SNR = 5dB ve düz sönümlenmeli kanallar için SNR = 20dB olduğunda %90 üzerinde sınıflama başarımı elde edilmektedir. C_{63} logaritmik moment özneliğiyle yeni *hist* özneliği karşılaştırıldığında yeni özneliğin daha başarılı sonuçlar verdiği gösterilmektedir.

Tablo 2.21. Düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması ve özneliğin *hist* olduğu durumda MQAM altkümesinin sınıflama başarımları yüzdeleri

	SNR = 5dB		SNR = 10dB		SNR = 15dB		SNR = 20dB		SNR = 25dB	
	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
16QAM	%27.3	%72.7	%53	%47	%79.4	%20.6	%93.2	%6.8	%97.4	%2.6
64QAM	%45.2	%54.8	%40.2	%59.8	%22.5	%77.5	%8.2	%91.8	%3.9	%96.1

2.4.5.2.3. Faz Farkı Yöntemi

Karmaşık temel bant işareti (2.48) ifadesi ile gösterilmektedir.

$$y(n) = a_n e^{j(2\pi\Delta f n T + \varphi_n)} + w(n) \quad (2.48)$$

burada φ_n modülasyon fazı, a_n modülasyon genliğini ve Δf normalize edilmiş frekans kaymasını ifade etmektedir. n 'inci ve $(n-1)$ 'inci sembollerin fazları (2.49) ifadesindeki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \theta_n &= 2\pi\Delta f n T + \varphi_n \\ \theta_{n-1} &= 2\pi\Delta f (n-1)T + \varphi_{n-1} \end{aligned} \quad (2.49)$$

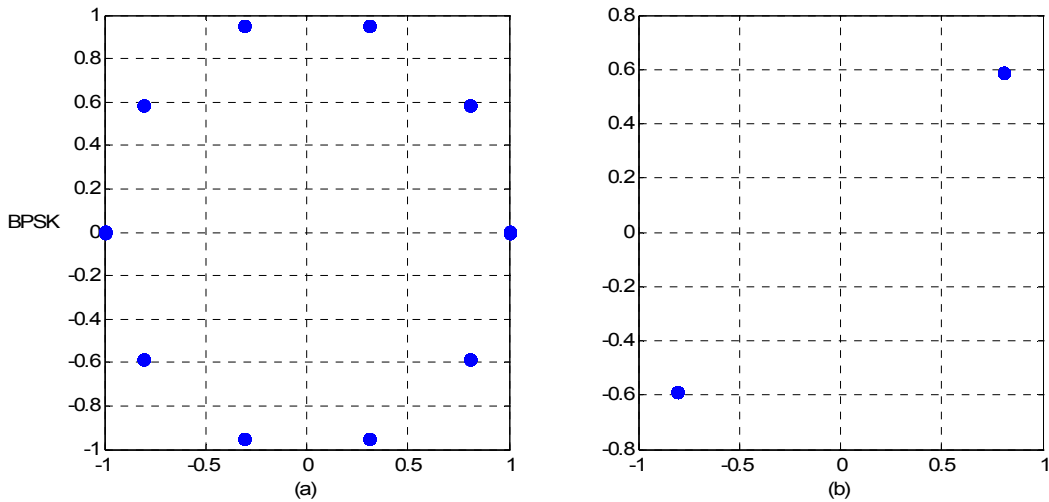
n 'inci sembolün fark fazı (2.50) ifadesinde olduğu gibi elde edilebilir.

$$\theta_n - \theta_{n-1} = 2\pi\Delta fT + \Delta\varphi_n \quad (2.50)$$

(2.50) ifadesi incelendiğinde, o anki sembolün fazı bir önceki sembolün fazı ile karşılaştırıldığında, $2\pi\Delta fT$ kadar bir artış olduğu görülmektedir. Bu oluşan artış, yıldız kümesi düzleminde $2\pi\Delta fT$ kadar bir açısal dönme neden olmaktadır. Zaman ilerledikçe, bu dönüş bir önceki konuda ifade edildiği gibi bir yıldız kümesi noktalarının bir dairesel dağılıma sahip olmasına neden olmaktadır. Faz farkı yöntemi, dönmüş olan yıldız kümesi noktalarının tekrar düzenlenmesi için kullanılmaktadır. Bu yöntemin işlem adımları şu şekilde gerçekleştirilir [89];

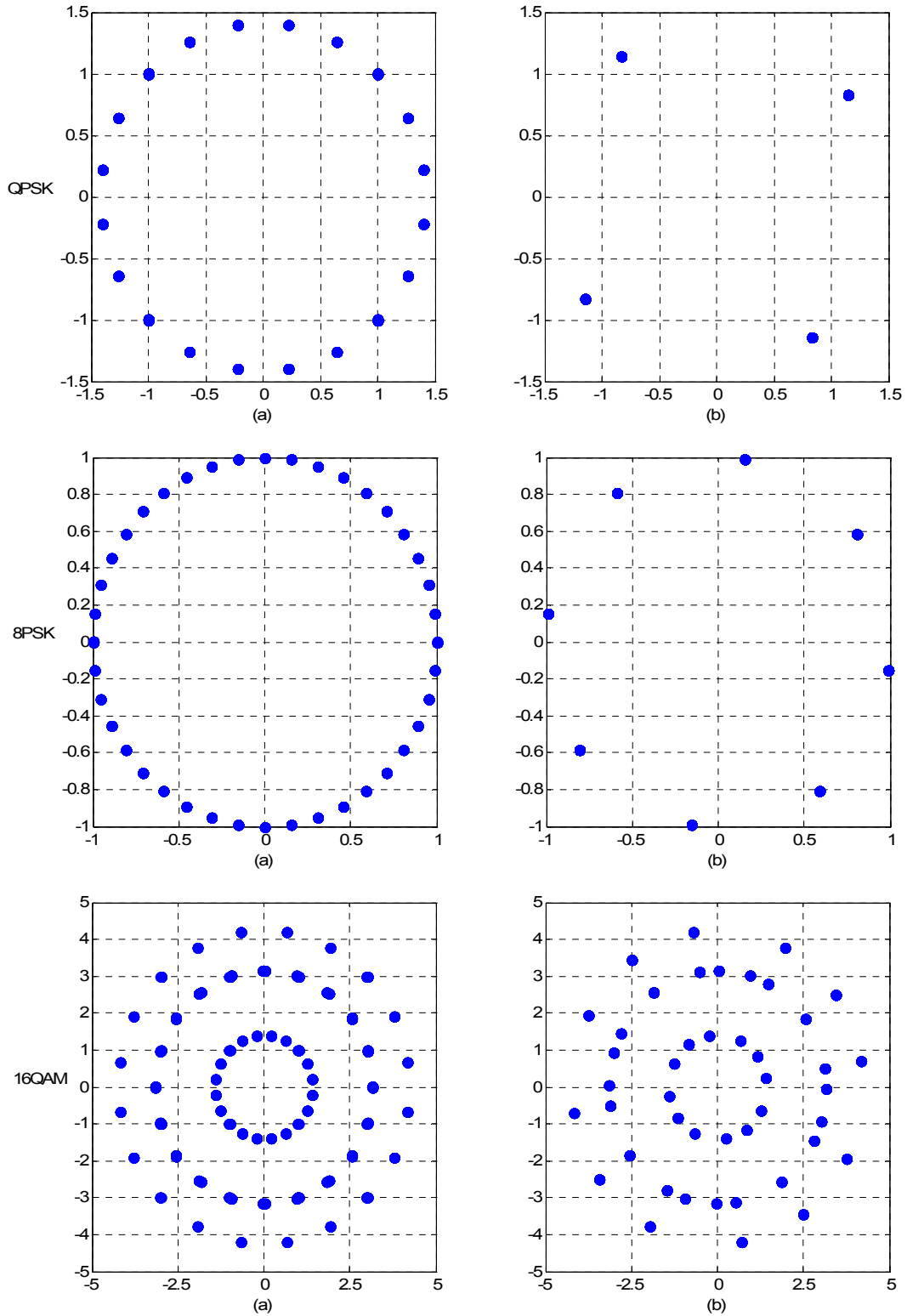
- Her bir sembolün genlik $Y(n) = \sqrt{y(n)y^*(n)}$ ve fazları $\theta(n) = \angle y(n)$ hesaplanır.
- $\theta(n)$ değerlerinin farkları $D_\theta(n) = \theta(n) - \theta(n-1)$ hesaplanır.
- Yeni veri serisi $y(n) = Y(n)e^{jD_\theta(n)}$ hesaplanır

Yukarıdaki işlemler sonunda yıldız kümesinin şekli, sabit bir faz değeri etkisine dönüşmüş olmaktadır. Faz farkı yöntemi farklı modülasyon türlerine uygulandığında, şekil 2.50’de gösterildiği gibi kurtarma işleminin PSK modülasyon türlerinde (BPSK, QPSK ve 8PSK) başarılı olduğu ama QAM modülasyon türlerinde (16QAM ve 64QAM) başarısız olduğu gösterilmektedir.

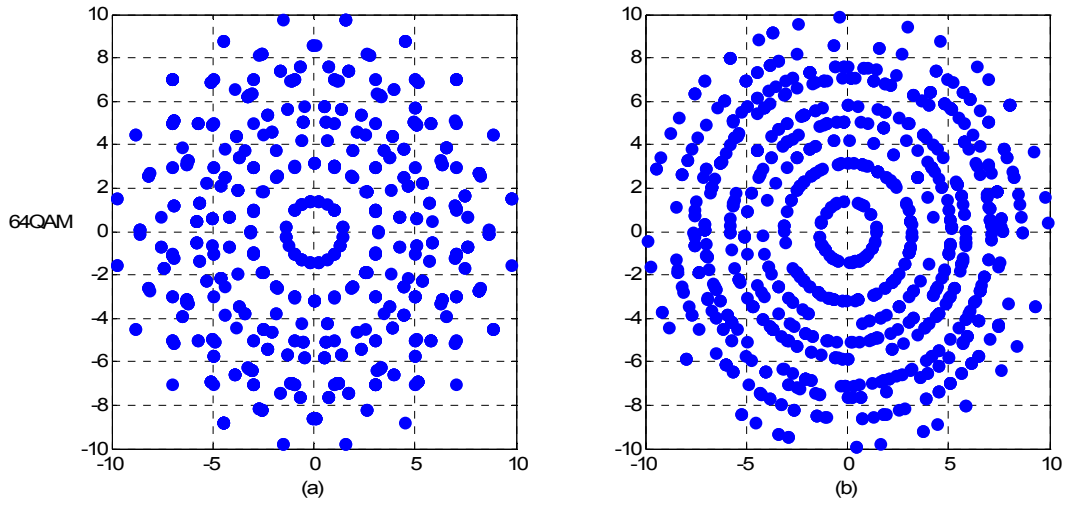


Şekil 2.50. Farklı modülasyon türlerinin yıldız kümesi diyagramı (a) frekans kaymasının olduğu durum ($\Delta f=0.1$) (b) düzeltilmiş durum

Şekil 2.50'in devamı

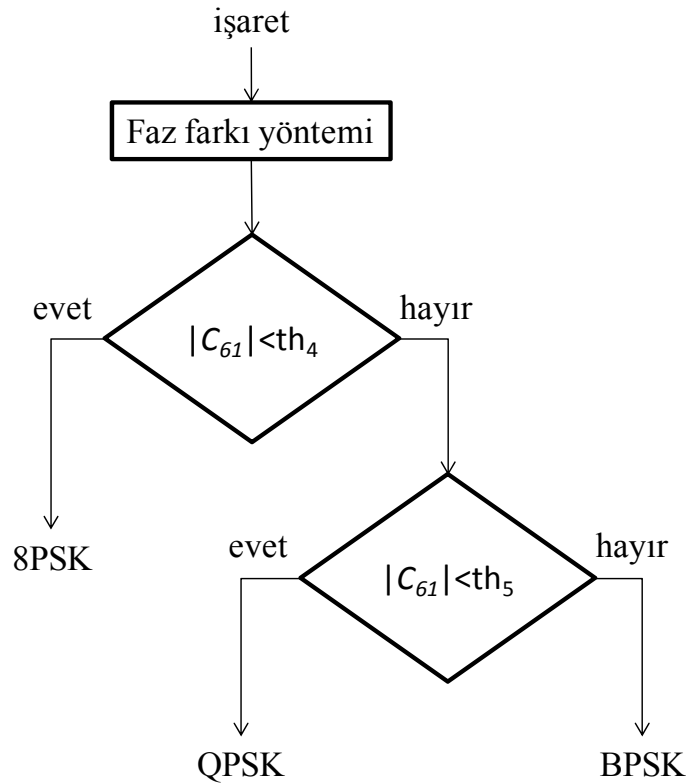


Şekil 2.50'in devamı

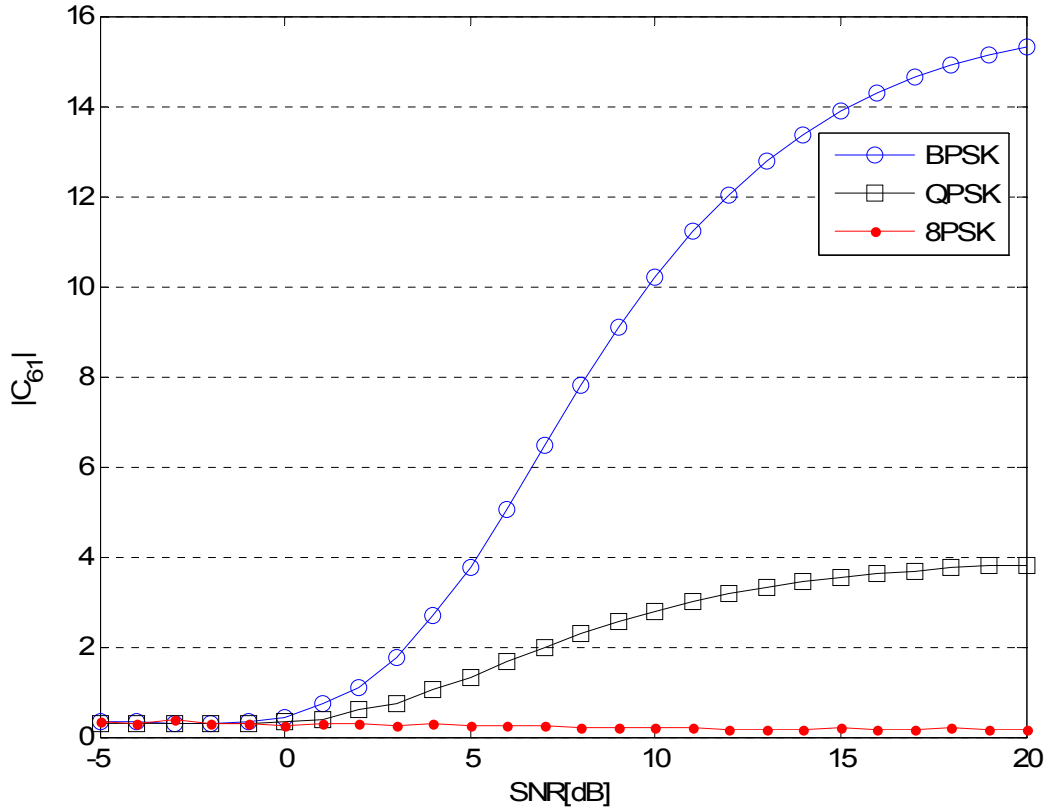


2.4.5.2.4. MPSK Altkümesinin Sınıflandırılması

MPSK modülasyon türlerine dairesel modülasyon denilmektedir. Bu nedenle frekans kayması etkisinin neticesinde yıldız kümesi diyagramları şekil 2.44'de gösterildiği gibi aynı dağılıma sahip olmakta ve öznitelik olarak logaritmik moment değerleri benzerlik göstermektedir. MPSK modülasyonları faz bilgisini kullanmakta ve frekans kayması yıldız kümesi üzerindeki noktalar üzerinde bir tür değişken faz etkisi oluşturmaktadır. Faz farkı yöntemiyle sürekli değişen faz bilgisi sabit faz bilgisine dönüştürülerek, yıldız kümesindeki noktalar şekil 2.50.b'de gösterildiği gibi belli bir faz değerine göre dönmüş olarak elde edilebilmektedir. Faz farkı yönteminden sonra elde edilen yeni verilere ait C_{61} logaritmik moment özniteliği ile şekil 2.51'de gösterilen karar ağacı yapısı kullanılarak BPSK, QPSK ve 8PSK modülasyon türleri sınıflandırılmaktadır. C_{61} logaritmik moment öznitelik olarak kullanılırken şekil 2.52'deki değişimler referans alınmıştır.



Şekil 2.51. MPSK altkümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı



Şekil 2.52. Faz farkı işleminden sonra MPSK modülasyon türleri için $|C_{61}|$ 'in değişimi

Şekil 2.51'deki karar ağacı yapısında $|C_{61}|$ öznitelik kullanılarak, seçilen modülasyon kümesi için AWGN ve düz sönümlmeli Rayleigh kanallardaki farklı SNR değerleri için modülasyon sınıflama başarımları tablo 2.22 ve tablo 2.23'de gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Şekil 2.52'de kullanılan th_4 eşik değeri için 1, th_5 eşik değeri için 5, normalizeli frekans kayması (Δf) 0.1 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.

Tablo 2.22 ve tablo 2.23'deki sonuçlara göre, şekil 2.52'deki sınıflayıcı kullanıldığında %95 üzerinde sınıflama başarımları için AWGN kanallarda en az 8dB ve düz sönümlmeli kanallarda en az 25dB'lik bir SNR değeri gerekmektedir

Tablo 2.22. AWGN kanallarda frekans kayması ve özniteliğin $|C_{61}|$ olduğu durumda MPSK altkümesinin sınıflama başarımları yüzdeleri

SNR (%)	SNR = 0dB			SNR = 3dB			SNR = 6dB			SNR = 8dB			SNR = 10dB		
	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK
BPSK	0	1.1	98.9	0	99.1	0.9	55.6	44.4	0	100	0	0	100	0	0
QPSK	0	0	100	0	9.6	90.4	0	100	100	0	100	0	0	100	0
8PSK	0	0.2	99.8	0	0	100	0	0	100	0	0	100	0	0	100

Tablo 2.23. Düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması ve özniteliğin $|C_{61}|$ olduğu durumda MPSK altkümesinin sınıflama başarımları yüzdeleri

SNR (%)	SNR = 5dB			SNR = 10dB			SNR = 15dB			SNR = 20dB			SNR = 25dB		
	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK	BPSK	QPSK	8PSK
BPSK	0	4.2	95.8	4.9	26.7	68.4	39.8	32.2	28	76	13.5	10.5	91.2	5.8	3
QPSK	0	1	99	0	15.8	84.2	0	57.4	42.6	0	83.3	16.7	0	95	5
8PSK	0	2	98	0	0.4	99.6	0	0.6	99.4	0	0	100	0	0	100

2.4.5.3. Frekans Kayması Varken Seçilen Modülasyon Kümesinin Tümünün Sınıflandırılması

Bu aşamaya kadar ki farklı modülasyon türleri için ele alınan her bir karar ağacı yapıları aynı koşullar altında incelenmiştir. Aynı koşullar için seçilen bütün modülasyon türlerini sınıflamayı amaçlayan ve önceki karar ağacı yapılarının bir bütünü olan şekil 2.53'de gösterilen yeni bir karar ağacı yapısı sunulmaktadır. Bu karar ağacı yapısı içerisinde öznitelik olarak C_{63} ve C_{61} olan altıncı dereceden logaritmik momentler ve histogram (*hist*) kullanılmaktadır. Şekil 2.53'deki karar ağacı yapısı üç aşamadan oluşmaktadır.

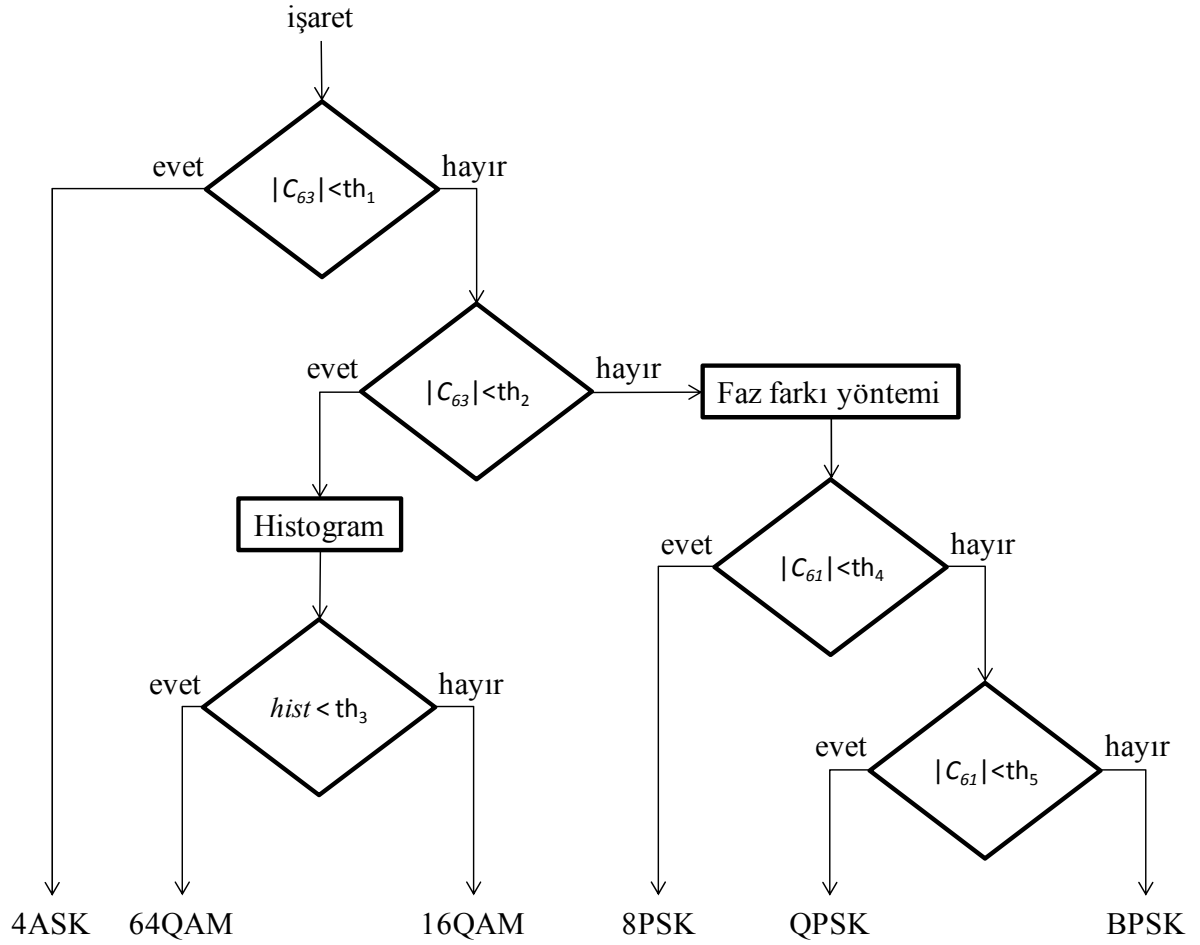
Birinci aşamada, alınan işaretin 4ASK modülasyon türüne mi yoksa PSK/QAM modülasyon türüne mi sahip olduğu kararı verilmektedir. Alınan işaretten elde edilen C_{63} özniteliği birinci eşik değerinden (th_1) küçükse, modülasyon kararı 4ASK olarak belirlenir.

Eğer büyükse belirlenecek modülasyon türü, PSK veya QAM modülasyon gruplarından biri olacağı belirlenir.

İkinci aşamada, birinci aşamada elde edilen öznitelik ikinci eşik değeri (th_2) ile karşılaştırılarak sınıflama işlemi iki alt sınıflamaya ayrıştırılmaktadır. Öznitelik ikinci eşik değerinden küçükse sınıflama işlemi karesel modülasyon türü olan QAM modülasyon grubu içerisinde gerçekleştirilmekte, eğer büyükse dairesel modülasyon türü olan PSK modülasyon grubu içerisinde gerçekleştirilmektedir.

Üçüncü aşamada, eğer sınıflama işlemi QAM modülasyon grubu içerisinde yapılacaksa öncelikle işarete ait histogram özniteliği belirlenir ve sonrada elde edilen histogram özniteliği üçüncü eşik değeri (th_3) karşılaştırılarak modülasyon türünün 16QAM veya 64QAM olduğu kararı verilir. Eğer sınıflama işlemi PSK modülasyon grubu içerisinde yapılacaksa, öncelikle alınan işarete faz farkı yöntemi uygulanır ve yeni veriler elde edilir, sonrada C_{61} özniteliği hesaplanarak dördüncü ve beşinci eşik değerleriyle karşılaştırılarak modülasyon türünün BPSK, QPSK ve 8PSK'dan birisi olduğu karar verilir.

Şekil 2.53'deki karar ağacı yapısı ile frekans kayması varken seçilen modülasyon kümesi için SNR=4dB, 6dB, 8dB, 10dB, 15dB değerlerinde AWGN ve SNR=10dB, 15dB, 20dB, 25dB değerlerinde düz sönümlmeli Rayleigh kanallardaki modülasyon sınıflama başarımları tablo 2.24 ile tablo 2.32'de gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Bu tabloların satır ve sütunlarında, alınan işaretin modülasyon türleri ile sınıflama sonucunda belirlenen modülasyon türleri bulunmaktadır. Şekil 2.53'deki karar ağacı yapısı içerisinde kullanılan th_1 eşik değeri için 1, th_2 eşik değeri için 2.4, th_3 eşik değeri için 6, th_4 eşik değeri için 1, th_5 eşik değeri için 5, normalizeli frekans kayması (Δf) 0.1 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.



Şekil 2.53. Frekans kayması varken seçilen modülasyon kümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı

Tablo 2.24. SNR = 4dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%7.3	%0	%42.6	%50.1	%0	%0
QPSK	%0	%11.7	%11.1	%69.5	%7.7	%0
8PSK	%0	%0	%5.2	%55.4	%40.3	%0.1
16QAM	%0	%0	%0	%91.4	%8.6	%0
64QAM	%0	%0	%0	%18.1	%81.9	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.25. SNR = 6dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%20.3	%0	%0	%60.7	%19.3	%0
QPSK	%0	%100	%0	%0	%0	%0
8PSK	%0	%0	%14.1	%65.5	%20.4	%0
16QAM	%0	%0	%0	%91.7	%2.3	%0
64QAM	%0	%0	%0	%1.9	%98.1	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.26. SNR = 8dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%97.9	%0	%0	%2	%0.1	%0
QPSK	%0	%100	%0	%0	%0	%0
8PSK	%0	%0	%97.7	%2.2	%0.1	%0
16QAM	%0	%0	%0	%99.8	%0.2	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.6	%99.4	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.27. SNR = 10dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%100	%0	%0	%0	%0	%0
QPSK	%0	%100	%0	%0	%0	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0	%0	%100	%0	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.2	%99.8	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.28. SNR = 15dB için AWGN kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%100	%0	%0	%0	%0	%0
QPSK	%0	%100	%0	%0	%0	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0	%0	%100	%0	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.1	%99.9	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.29. SNR = 10dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%1	%0	%0	%15	%13.3	%70.7
QPSK	%0	%11.6	%0.6	%25.1	%17.5	%45.2
8PSK	%0	%0	%1.3	%13.7	%13.2	%71.8
16QAM	%0	%0	%0	%51.7	%26.2	%22.1
64QAM	%0	%0	%0	%40.5	%51.9	%7.6
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.30. SNR = 15dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%27.2	%0	%0	%27.3	%14.5	%31
QPSK	%0	%53.5	%1.5	%19.6	%8.1	%17.3
8PSK	%0	%0	%28.3	%25.8	%14.5	%31.4
16QAM	%0	%0	%0	%79.8	%12.4	%7.8
64QAM	%0	%0	%0	%22.6	%75.5	%1.9
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.31. SNR = 20dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%68.7	%0	%0	%12.7	%7.2	%11.4
QPSK	%0	%82	%1	%7.5	%3.8	%5.7
8PSK	%0	%0	%68.7	%13.3	%6.5	%11.5
16QAM	%0	%0	%0.1	%92.5	%5.4	%2
64QAM	%0	%0	%0	%8.2	%91.2	%0.6
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.32. SNR = 25dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması varken sınıflandırıcı başarımları

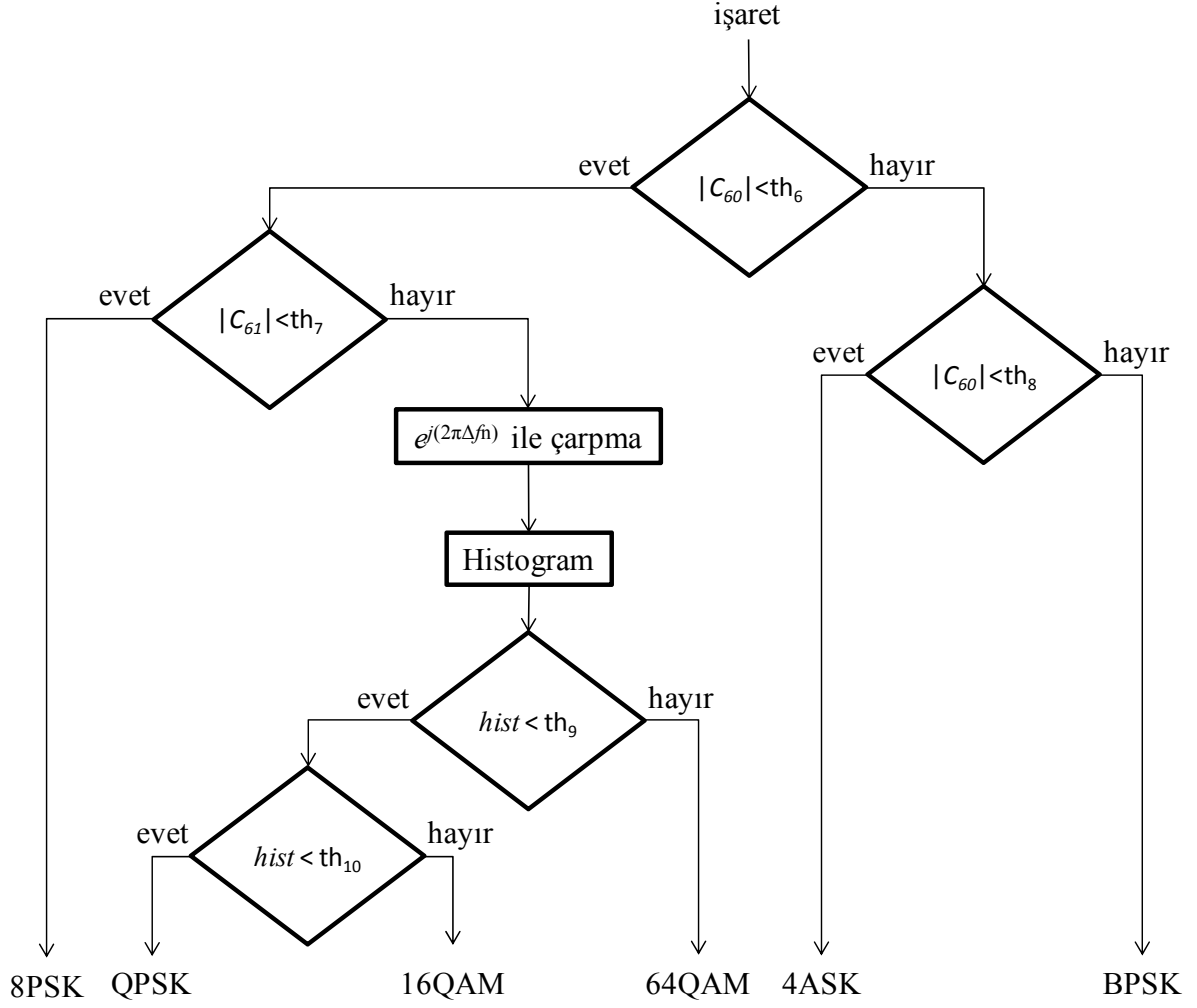
	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%88.1	%0	%0	%5.8	%2.6	%3.5
QPSK	%0	%94.1	%0.3	%2.5	%1.8	%1.3
8PSK	%0	%0	%88.1	%6.7	%1.8	%3.4
16QAM	%0	%0	%0	%97.7	%1.6	%0.6
64QAM	%0	%0	%0	%2.9	%97	%0.1
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

2.4.5.4. Frekans Kayması Yokken Seçilen Modülasyon Kümesinin Tümünün Sınıflandırılması

Şekil 2.53’de gösterilen karar ağacı yapısı ile frekans kayması varken seçilen modülasyon türleri sınıflandırılmaktadır. Şekil 2.54’de gösterilen karar ağacı yapısı ile frekans kayması yokken seçilen modülasyon türleri sınıflandırılmaktadır. Bu karar ağacı yapısı içerisinde öznitelik olarak C_{60} ve C_{61} olan altıncı dereceden logaritmik momentler ve histogram (*hist*) kullanılmaktadır.

Şekil 2.54’deki karar ağacı yapısı içerisinde farklı olarak, frekans kayması olmadığı için karesel modülasyon türlerinde yıldız kümesi diyagramında noktaların dağılımı dairesel olmayacaktır. Bu noktaların dağılımlarının dairesel yapmak için belli bir Δf değeriyle çarpılmaktadır. Daha sonrada histogram özniteliği veriden elde edilerek sınıflama işlemi gerçekleştirilmektedir.

Şekil 2.54’deki karar ağacı yapısı ile frekans kayması varken seçilen modülasyon kümesi için SNR=2dB, 4dB, 6dB, 8dB, 10dB, 15dB değerlerinde AWGN ve SNR=5dB, 10dB, 15dB, 20dB, 25dB değerlerinde düz sönümlmeli Rayleigh kanallardaki modülasyon sınıflama başarımları tablo 2.33 ile tablo 2.45’de gösterilmektedir. Bu başarımların elde edilmesinde 50000 farklı paket kullanılmıştır. Bu tabloların satır ve sütunlarında, alınan işaretin modülasyon türleri ile sınıflama sonucunda belirlenen modülasyon türleri bulunmaktadır. Şekil 2.54’deki karar ağacı yapısı içerisinde kullanılan th_6 eşik değeri için 2, th_7 eşik değeri için 1, th_8 eşik değeri için 10, th_9 eşik değeri için 6, th_{10} eşik değeri için 3, normalizeli frekans kayması (Δf) 0.05 ve sembol sayısı 500 seçilmiştir.



Şekil 2.54. Frekans kayması yokken seçilen modülasyon kümesinin sınıflandırılmasında kullanılan karar ağacı yapısı

Tablo 2.33. SNR = 2dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%0	%0	%0	%0	%0.5	%99.5
QPSK	%0	%6.9	%0	%58.1	%35	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0.7	%0	%76.7	%22.6	%0
64QAM	%0	%0.7	%0.1	%50.2	%49	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.34. SNR = 4dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%5.2	%0	%0	%0	%0	%94.8
QPSK	%0	%23.9	%0	%66.9	%9.2	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0.4	%0	%91.1	%8.5	%0
64QAM	%0	%0	%0	%15.5	%84.5	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.35. SNR = 6dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%18.1	%0	%0	%0	%0	%81.9
QPSK	%0	%55.8	%0	%43.3	%0.9	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0.9	%0	%96.7	%2.4	%0
64QAM	%0	%0	%0	%1.5	%98.5	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.36. SNR = 8dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%80.8	%0	%0	%0	%0	%19.2
QPSK	%0	%84	%0	%16	%0	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0.9	%0	%99.7	%0.2	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.4	%99.6	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.37. SNR = 10dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%100	%0	%0	%0	%0	%0
QPSK	%0	%96	%0	%4	%0	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0	%0	%99.9	%0	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.1	%99.6	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.38. SNR = 15dB için AWGN kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%100	%0	%0	%0	%0	%0
QPSK	%0	%99.8	%0	%0	%0	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0	%0	%100	%0	%0
64QAM	%0	%0	%0	%0.1	%99.9	%0
4ASK	%0	%0	%0	%0	%0	%100

Tablo 2.39. SNR = 5dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%0	%0	%74.4	%1.6	%10.5	%13.5
QPSK	%0	%0.5	%83.6	%5.9	%8.6	%1.4
8PSK	%0	%0	%97.2	%0	%0.1	%2.7
16QAM	%0	%0.7	%52.9	%18.4	%27.2	%0.8
64QAM	%0	%1.5	%22.8	%37.9	%37.5	%0.3
4ASK	%0	%0	%32.4	%1.2	%16.1	%50.3

Tablo 2.40. SNR = 10dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%0.7	%0.1	%34.2	%1.4	%12.3	%51.3
QPSK	%0	%10.7	%42.5	%26.9	%19.2	%0.7
8PSK	%0	%0	%97.9	%0	%0.2	%1.9
16QAM	%0	%0.8	%22.6	%52.1	%24.3	%0.2
64QAM	%0	%1.5	%8.6	%38.4	%51.5	%0
4ASK	%0	%0	%11.9	%0.5	%7.6	%80

Tablo 2.41. SNR = 15dB için düz sönümlenmeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%23.8	%0.	%13.2	%0.6	%5.4	%56.9
QPSK	%0	%43.5	%17.2	%29.5	%9.6	%0.2
8PSK	%0	%0	%99.1	%0	%0	%0.9
16QAM	%0	%0.3	%8.2	%78.6	%12.7	%0.2
64QAM	%0	%0.7	%2.4	%19.3	%77.6	%0
4ASK	%0	%0	%4	%0.2	%2.7	%93.1

Tablo 2.42. SNR = 20dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%66	%0	%3.7	%0.1	%2.8	%27.4
QPSK	%0	%76.2	%5.5	%14.6	%3.7	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0.1	%2	%91.4	%6.5	%0
64QAM	%0	%0.4	%0.5	%8.6	%90.5	%0
4ASK	%0	%0	%1	%0	%0.1	%98.9

Tablo 2.43. SNR = 25dB için düz sönümlemeli kanallarda frekans kayması yokken sınıflandırıcı başarımları

	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
BPSK	%87.3	%0	%1	%0	%0.5	%11.2
QPSK	%0	%91.1	%1.4	%6.1	%1.4	%0
8PSK	%0	%0	%100	%0	%0	%0
16QAM	%0	%0	%0.5	%97.3	%2.2	%0
64QAM	%0	%0	%0.2	%2.8	%97	%0
4ASK	%0	%0	%0.2	%0	%0.4	%99.4

Tablo 2.24 ile tablo 2.43 arasında bulunan sonuçlar tablo 2.44 ve tablo 2.45’de bir özet olarak gösterilmektedir. Bu sonuçlar, tüm modülasyon türlerinin %90 ve üzerinde sınıflama başarımları, frekans kayması varken ve yokken AWGN kanallar için SNR=8dB ve düz sönümlemeli kanallar için SNR=25dB olduğunda elde edilmektedir.

Tablo 2.44. AWGN kanallarda sınıflandırıcı başarımları

SNR		BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
2dB	$\Delta f=0.1$	0	0	0	75.9	49.3	100
	$\Delta f=0$	0	6.9	100	76.7	49	100
4dB	$\Delta f=0.1$	7.3	11.7	5.2	91.4	81.9	100
	$\Delta f=0$	5.2	23.9	100	91.1	84.5	100
6dB	$\Delta f=0.1$	20.3	100	14.1	91.7	98.1	100
	$\Delta f=0$	18.1	55.8	100	96.7	98.5	100
8dB	$\Delta f=0.1$	97.9	100	97.7	99.8	99.4	100
	$\Delta f=0$	80.8	84	100	99.7	99.6	100
10dB	$\Delta f=0.1$	100	100	100	100	99.8	100
	$\Delta f=0$	100	96	100	100	99.9	100
15dB	$\Delta f=0.1$	100	100	100	100	99.9	100
	$\Delta f=0$	100	100	100	100	99.9	100

Tablo 2.45. Düz sönümlemeli kanallarda sınıflandırıcı başarımları

SNR		BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM	4ASK
10dB	$\Delta f=0.1$	1	11.6	1.3	51.7	51.9	100
	$\Delta f=0$	0.7	10.7	97.9	52.	51.5	80
15dB	$\Delta f=0.1$	27.2	53.5	28.3	79.8	75.5	100
	$\Delta f=0$	23.8	43.5	99.1	78.6	77.6	93.1
20dB	$\Delta f=0.1$	68.7	82	68.7	92.5	91.2	100
	$\Delta f=0$	66	76.2	100	91.4	90.5	98.9
25dB	$\Delta f=0.1$	88.1	94.1	88.1	97.7	97	100
	$\Delta f=0$	87.3	91.1	100	97.3	97	99.4

Literatürde, frekans kayması varken sayısal modüleli işaretleri sınıflamak için 2010 yılında V. Chaithanya ve V.U. Reddy tarafında bir sınıflayıcı yöntemi [99] sunulmuştur. Tablo 2.46'da bu çalışmada elde edilen sonuçlarla, referans çalışmadaki sonuçların karşılaştırması bulunmaktadır.

Tablo 2.46. Frekans kayması varken önerilen algoritma ile [99]'de sunulan algoritmanın sınıflandırıcı başarımları

SNR	6dB		8dB		10dB	
	Önerilen	Karşı.	Önerilen	Karşı.	Önerilen	Karşı.
BPSK	%20.3	%100	%97.9	%100	%100	%100
QPSK	%100	%99.7	%100	%100	%100	%100
8PSK	%14.1	%97.8	%97.7	%100	%100	%100
16QAM	%91.7	%72.6	%99.8	%80.7	%100	%88.2
64QAM	%98.1	%82	%99.4	%88.5	%99.8	%92.6
4ASK	%100	%90.8	%100	%93.8	%100	%95.1

Tablo 2.46'da verilen sonuçlar her iki çalışmada farklı durumlara göre elde edilmiştir. Önerilen algortmada 500 sembol ve sembol başına bir örnek kullanılırken, karşılaştırılan algortmada 1000 sembol ve sembol başına iki örnek kullanılmaktadır. Ayrıca önerilen algortmada üç adet öznitelik kullanılırken, karşılaştırılan algortmada beş adet öznitelik kullanılmaktadır. Fazla öznitelik kullanmak, otomatik modülasyon sınıflamada başarımın artması noktasında direkt olarak etkilemektedir. Bu durumlar dikkate alındığında tablo 2.46'daki sonuçlar değerlendirildiğinde, önerilen algortma SNR=8dB için MPSK işaretler için yakın başarımlar elde edilirken, MQAM işaretleri için önerilen algortma SNR = 6dB'de daha iyi başarımlar göstermektedir.

Literatürde, öznitelik olarak yüksek dereceden logaritmik moment kullanılarak sınıflama yapan referans kaynak A. Swami ve Brian M. Sadler tarafından yapılan

çalışmadır [79]. Bu referans kaynakta sunulmuş olan sınıflandırıcı yapısı ile bu çalışmada sınıflandırılması amaçlanmış modülasyon kümesine göre ve frekans kayması yokken elde edilen sonuçlarla, şekil 2.49'da önerilen karar ağacı sınıflandırıcıyla elde edilen sonuçların karşılaştırılması tablo 2.47'de bulunmaktadır.

Tablo 2.47 Frekans kayması yokken önerilen algoritma ile [79]'de sunulan algoritmanın sınıflandırıcı başarımları

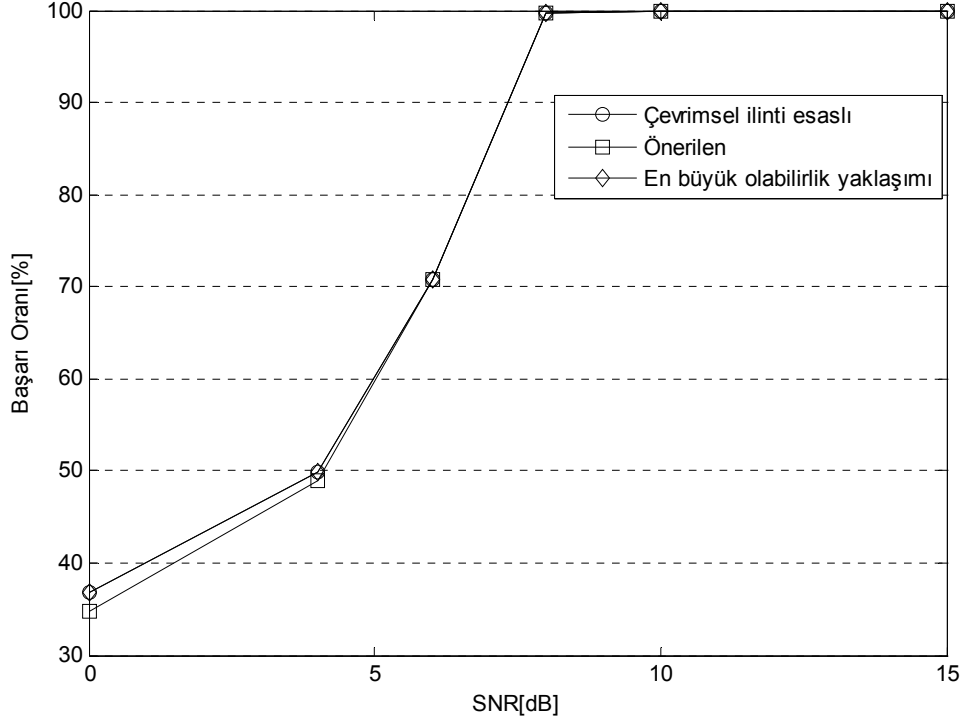
SNR	6dB		8dB		10dB		15dB	
	Önerilen	Karşı.	Önerilen	Karşı.	Önerilen	Karşı.	Önerilen	Karşı.
BPSK	%18.1	%0	%80.8	%41.4	%100	%100	%100	%100
QPSK	%55.8	%4.8	%84	%77.8	%96	%99.8	%100	%100
8PSK	%100	%100	%100	%100	%100	%100	%100	%100
16QAM	%96.7	%54.6	%99.7	%66.8	%100	%71.6	%100	%79.4
64QAM	%98.5	%63.8	%99.6	%66.2	%99.9	%65.2	%99.9	%70.2
4ASK	%100	%99.8	%100	%100	%100	%100	%100	%100

Kaynak [79]'daki sınıflandırıcıda öznitelik olarak dördüncü dereceden logaritmik moment kullanılmaktadır. Dördüncü dereceden logaritmik momentin tablo 2.10'daki değerlerinin bir birine yakın olmasından dolayı, sınıflama işleminde kullanılacak olan eşik değerlerinde bir birine yakın olma durumu bulunmaktadır. Bu durum modülasyon türlerini sınıflamada özellikle MQAM türü modülasyon türlerinde performansı direk olarak etkilemektedir. Önerilen sınıflayıcıda öznitelik olarak kullanılan altıncı dereceden logaritmik moment ile eşik değerlerinin geniş aralıklı olması amaçlandı. Bu durum tablo 2.47'deki BPSK, 8PSK ve 4ASK türlerindeki başarımların artışı ile gösterilmektedir. Önerilen histogram özniteliği kullanılarak tablo 2.47'de, karesel modülasyon türlerindeki başarımların artışı gösterilmektedir.

2.5. Simge Hızı Kestirimi Ve Otomatik Modülasyon Sınıflamanın Ortak Analizi

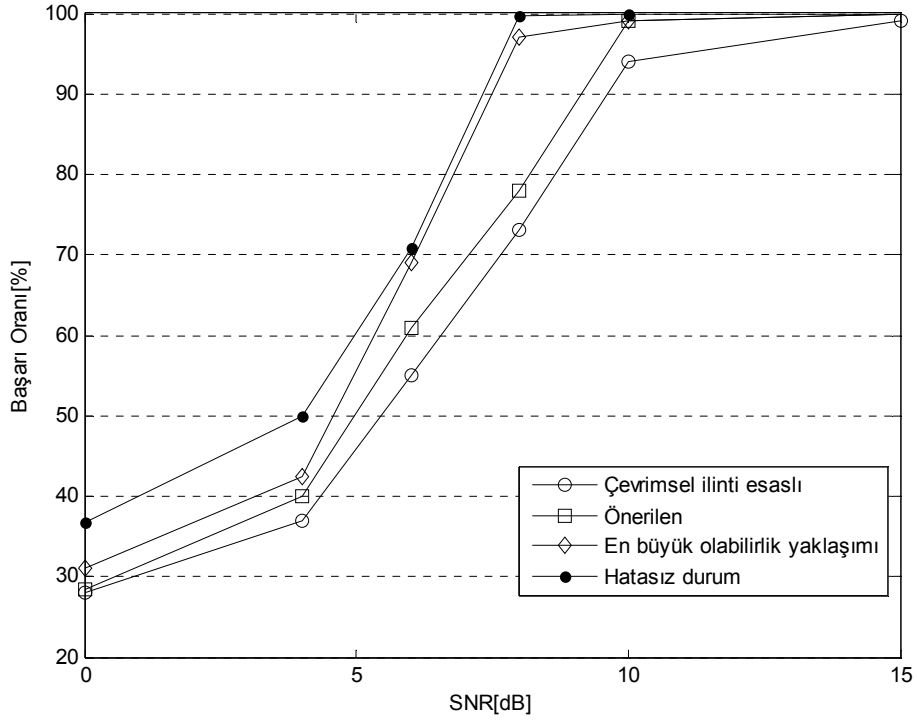
Bu çalışmada incelenen ayrı iki blok birleştirilerek simge hızı kestiriminde çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin kullanılması sonucunda oluşan kestirim hatalarının, otomatik modülasyon sınıflayıcının sonucunda elde edilen sınıflama doğruluk başarımlarına olan etkileri şekil 2.55, şekil 2.56 ve şekil 2.57'de gösterilmektedir. şekil 2.55'deki AWGN kanallardaki elde edilen sonuçlar incelendiğinde, bütün yöntemlerle hatasız durumla aynı eğriler elde edilmektedir. Bu nedeni şekil 2.55'de

gösterilen değişimlerde bütün yöntemler SNR seviyesi 4dB olduğunda en küçük hata oranına ulaşmış olmalarıdır.

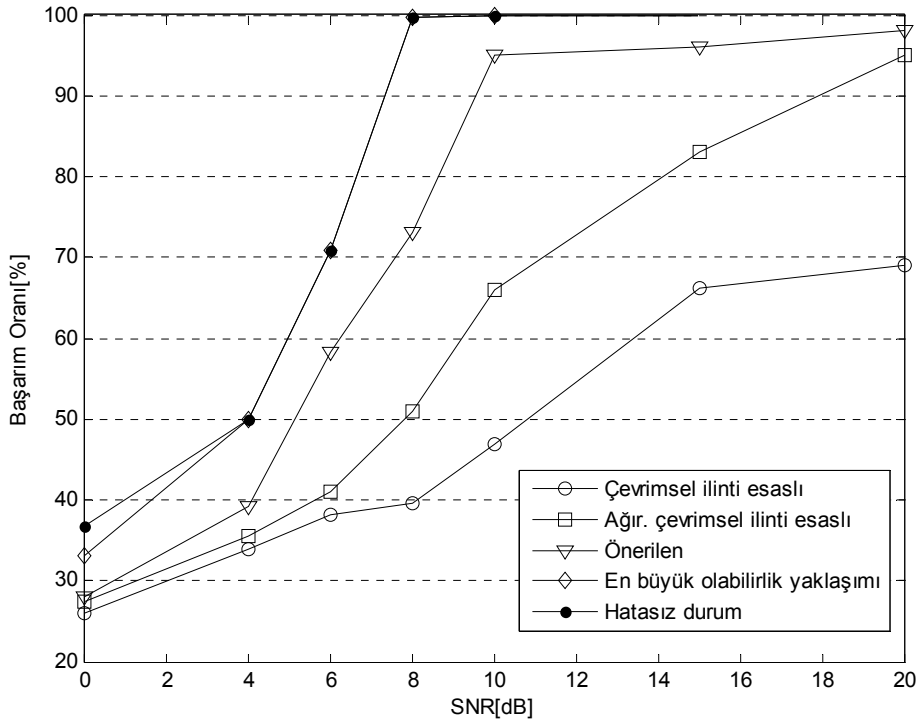


Şekil 2.55. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin AWGN kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması

Frekans seçici sönmülemeli kanallarda yapılan incelemede, simge hızı kestirim hata oranlarının sınıflama başarı oranlarını yüksek SNR seviyelerinde etkilediği şekil 2.57'deki elde edilen başarı oranı eğrileriyle gösterilmiştir. Bu durumda simge hızı kestirim yöntemlerini karşılaştırdığımızda en büyük olabilirlik yaklaşımli yöntemin hatasız duruma en yakın sonucu verdiği, daha sonrada önerilen yöntemin en yakın sonucu verdiği şekil 2.56 ve şekil 2.57'deki yapılan incelemelerde ortaya konulmuştur. Frekans seçici kanallarda hatasız durumda SNR = 7dB seviyesinde %95 başarı oranı elde edilirken önerilen yöntemle aynı başarı oranı 10dB seviyelerinde elde edilmektedir.



Şekil 2.56. Çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin düz sönümlenmeli kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması



Şekil 2.57. Çevrimsel ilinti, ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı ve ML yaklaşımli yöntemler ile önerilen yöntemin çok yollu kanallardaki simge hızı kestirimi ile elde edilen modülasyon sınıflama doğruluklarının karşılaştırılması

3. SONUÇLAR

Bu çalışmada, simge hızı kestirimi AWGN ve frekans seçici sönümlenmeli kanallarda, paket boyunca kanalın zamanla değişen ve değişmeyen durumlarına göre ayrıntılı olarak incelenmiştir. Literatürde yer alan çevrimsel ilinti esaslı ve ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerin farklı parametrelere göre durum analizleri yapılmış ve yeni bir yöntem önerilmiştir.

Çalışmada ele alınan haberleşme kanalları, frekans seçici sönümlenmeli kanallar olduğu için literatürde bu tür kanallarda başarımları gösteren çevrimsel ilinti esaslı yöntemler incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar şunlardır;

- Yükseltilmiş kosinüs filtresinin azalma faktörü (α) değerinin azalmasında kestirim performansı düşmektedir. Özellikle 0.4 değerinin altındaki değerlerde düşüş daha fazla olmaktadır.
- Örnekleme oranının kestirilecek olan simge hızına göre çok yüksek tutulması, AWGN kanallar hariç sönümlenmeli (frekans seçmesiz ve seçmeli) kanallarda simge hızı kestirim doğruluğunu artırmamaktadır. Çünkü örneklemenin artırılmasıyla elde edilmesi düşünülen frekans seçiciliğinin etkisi kanal filitrelerinin getirdiği hatadan daha düşüktür.
- Çevrimsel ilinti katsayılarının sayısının (γ) 10 ile 20 arasındaki değerlerinde çevrimsel ilinti esaslı yöntem daha iyi bir başarımları göstermektedir. Çevrimsel ilinti katsayılarının sayısının (γ) artması ile kestirim başarımları düşmektedir. Bu nedenle çevrimsel ilinti katsayılarının sayısının (γ) belirli bir değerin üstünde olması çevrimsel ilinti esaslı simge hızı kestiriminde hatalara neden olmakta ve kestirim başarımlarını azaltmaktadır.
- Çevrimsel ilinti esaslı simge hızı kestiriminde modülasyon türü kestirim başarımlarını etkilememektedir.
- Kullanılan veri paketinin uzunluğunun artması ile simge hızı kestirim başarımlarında artmaktadır.

Kaynak [30]'da önerilen ve çevrimsel ilinti esaslı yöntemin başarımlarını daha iyi hale getiren ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntem incelenmiş ve frekans seçici kanallarda çevrimsel ilinti esaslı yöntemin başarımlarını nasıl daha iyi hale getirdiği elde edilen sonuçlarla gösterilmiştir.

Yukarıda bahsedilen sonuçların elde edilmesi üzerine özellikle hesaplama karmaşıklığını azaltmak ve kestirim doğruluğunu artırmak için bu çalışma içinde, yeni bir yöntem sunulmuş ve çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile başarımları karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntemin farklı parametrelere göre yapılan başarımlar analizlerinden elde edilen sonuçlar şunlardır;

- Önerilen yöntemde de çevrimsel ilinti esasına göre sembol hızı kestiriminde olduğu gibi yükseltilmiş kosinüs filtresinin azalma faktörü (α) değerinin azalmasında kestirim performansı düşmektedir. Ancak önerilen yöntemin başarımları daha yüksek olmaktadır.
- Örnekleme oranının simge hızına oranla artması ile önerilen yöntem daha iyi frekans seçiciliği başarımına sahip olmuştur. Önerilen yöntemde yüksek örnekleme durumlarında elde edilebilmesi düşünülen yüksek frekans seçiciliği başarımları elde edilebilmektedir.
- Çevrimsel ilinti esaslı yöntemlerde olduğu gibi önerilen yöntemde de farklı doğrusal modülasyon türleri için modülasyon tipi başarımları etkilememekte ve veri paketinin uzunluğu simge hızı kestirim başarımlarını etkilemektedir.
- Önerilen yöntem, düşük SNR değerlerinde literatürdeki diğer yöntemlere göre simge hızı kestirim performansında belirgin bir artış sağlamaktadır. Bunun nedeni önerilen yöntemin zaman domeninde ve frekans domeninde uyguladığı katlama ve frekans analizleri gürültü bileşeninin etkisini önemli miktarda azatmaktadır. Dolayısıyla düşük işaret gürültü oranlarında literatürdeki yöntemlerin üzerinde başarımlar elde edilmesini sağlamıştır.

Ağırlıklandırılmış çevrimsel ilinti esaslı yöntemin sahip olduğu yüksek hesaplama yükünden dolayı uygulanabilirliği zor olduğu bu konuyla ilgili çalışmalarda ifade edilmektedir [36]. Bu nedenle uygulanabilirlik yönünden önerilen yöntem, klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemle karşılaştırıldığında daha az hesaplama yüküne sahiptir. Yüksek oranlı örnekleme değerinin artırılmasıyla klasik çevrimsel ilinti esaslı yöntemin hesaplama yükündeki artış oranına karşın önerilen yöntemin hesaplama yükündeki artış oranı daha küçüktür.

Frekans seçici sönmülemeli kanalların birim vuruş cevabı $h(n)$, bağımsız özdeş dağılımlı ve her bir $h(n)$, varyansı $\sigma_{h(n)}^2$ olan Gaussian rastgele değişkenler olduğu kabul edilmektedir. Bu nedenle alınan işaretinde çevrimsel durağan olduğu (2.22) ifadesiyle ispatlanmıştır. Ayrıca bu durum, şekil 2.27 ve şekil 2.28'de verilen benzetim sonuçlarıyla

da gösterilmektedir. Doppler frekans kaymasının etkisinin arttığı durumlarda kanalın herhangi bir parametresine ait faz düzleminde daha iyi bir güç dağılımı elde edilebilmesinden dolayı ikinci moment esasına dayalı çevrimsel durağanlık ilkesine dayalı simge hızı kestirim yöntemlerinin başarımları artmaktadır. Doppler kaymasının istatistiksel ortalama hesabında çeşitliliği artırdığından dolayı ikincil moment analizlerinde avantaj sağladığı bilinmektedir. Ancak çevrimsel durağanlığın sembol hızı kestiriminde ortaya çıkardığı bu avantajdan literatürde bahsedilmemiştir.

GSM standardının fiziksel katmanının özelliklerine sahip işaretler üzerinde yapılan deneyler teorik ve deneysel olarak çevrimsel ilinti esaslı yöntem ile önerilen yöntemin simge hızı kestiriminde kullanılabileceği gösterilmiştir. Farklı SNR seviyelerinde yapılan deneysel çalışmalar teorik olarak yapılan benzetim programı çalışmalarına benzer başarımlar üretmiştir.

Simge hızı kestirimi işleminden sonra kanaldan gelen işaretde çözümlenmesi gereken diğer bir özellik modülasyon türüdür. Hem kanal denkleştirme ve hemde demodülasyon işlemi için modülasyon türünün bilinmesi gerekmektedir. Çalışmanın ikinci kısmında, otomatik modülasyon sınıflama süreçlerini AWGN kanlarda taşıyıcı frekans kaymasının hem öznitelik üzerinde ve hemde sınıflayıcılar üzerindeki etkileri incelenmiştir.

- İşarete ait yıldız kümesi dağılımlarından, modülasyon türünü belirlemede en uygun öznitelik n. dereceden momentler ve logaritmik momentlerdir.
- Taşıyıcı frekans kaymasının olmadığı durumda, n. dereceden logaritmik momentleri kullanarak MQAM modülasyon türlerini yüksek doğrulukta sınıflayabilmek için yüksek SNR seviyeleri gerekmektedir.
- Frekans kayması etkisiyle yıldız kümesi dağılımı üzerindeki dairesel kümeleşmiş noktaların histogram dağılımları sınıflandırma için kullanılabilecek yeni bir öznitelik olarak ortaya çıkmaktadır.
- Frekans kayması etkisi varken histogram özniteliğinin kullanıldığı sınıflandırıcıyla MQAM modülasyon türlerini sınıflandırmasında 6dB gibi düşük bir SNR seviyesinde %91 ile %100 arasında sınıflama doğrulukları elde edilmektedir.
- Öznitelik olarak, sekizinci dereceden logaritmik moment (C_{80}) kullanılarak işaret üzerinde frekans kayması etkisinin varlığı belirlenebilmektedir.
- Taşıyıcı frekans kaymasının olduğu ve olmadığı durumlarda önerilen özniteliklerin kullanıldığı karar ağacı sınıflandırıcı yapıları, farklı SNR seviyelerinde MQAM ve MPSK modülasyon türlerinin sınıflandırılmasında etkin olarak

kullanılabilir. Yapılan karşılaştırmalar göstermiştir ki; öznitelik analizleri MQAM modülasyon türlerinin sınıflandırılmasında daha doğru sonuçlar üretmektedir.

Çalışmamızın en son başlığında farklı işaret gürültü oranı seviyelerinde simge hızı kestiriminde oluşan hata oranlarının otomatik modülasyon sınıflayıcının sınıflama doğruluğuna olan etkisi gösterilmiştir. Burada üç farklı kanal modeli olan AWGN, düz sönümlenmeli ve frekans seçici sönümlenmeli kanallardaki başarımların değişimleri incelenmiş ve şu sonuçlar elde edilmiştir;

- Otomatik modülasyon sınıflamada yapılan incelemelerde istenilen sınıflayıcı başarımlarının 6dB ile 8dB işaret gürültü oranları seviyelerinde olduğu görülmüştür. Bu SNR seviyelerinde AWGN ve düz sönümlenmeli kanallarda elde edilen simge hızı kestirim hatalarının çok küçük olmasından dolayı elde edilen sınıflayıcı başarımları, simge hızı kestirim hatasının yapılmadığı duruma yakın olmaktadır. Yani AWGN ve düz sönümlenmeli kanallarda simge hızı kestirim hataları, otomatik modülasyon sınıflama işleminde önemli bir problem oluşturmamaktadır.
- Frekans seçici sönümlenmeli kanallarda simge hızı kestirim hata oranları, sınıflama başarımlarını 3dB etkilemektedir.

Bu çalışmamızla, simge hızı ve modülasyon türü parametrelerinin olası durumlara göre yapılan analizlerle bilinmeyen radyo işaret kaynağının algılanması, analizi, konumlandırılması ve bastırılması ile ilgili çalışmalara referans bir kaynak oluşturmuş bulunmaktayız.

4. ÖNERİLER

Yapılan incelemelerde girişim oluşturan bir işaretin olmadığı durumlar ele alınmıştır. Seçilen frekans bandını lisanslı kullanıcı kullanıyorken, lisanslı kullanıcıyı direk etkileyen bir girişim işaretinin varlığı anında girişim işaretinin tanımlanması akıllı radyo sistemlerinin kullanım ve denetiminde önemli olacağı anlaşılmaktadır. Girişim kaynağının tanımlanmasına ilişkin çalışmaların ileride daha çok gerekli olacağı düşünülmektedir.

Önerilen simge hızı kestirim yönteminde incelenen çevrimsel durağanlık özelliğinin farklı çalışma alanlarında da katkısının olacağı düşünülmektedir. Örneğin, ses, görüntü gibi işaretlerdeki periyodik işaretlerin algılanması ve analizi bu işaretlerin sıkıştırılmış biçimlerinin elde edilmesinde yardımcı olacaktır.

Yapılan modülasyon sınıflama çalışmaları AWGN kanallarda incelenmiştir. Çok yönlü sönmülemeli kanallarda incelenebilmesi için öncelikle modülasyon türünden bağımsız bir kör denkleştiricinin kullanılması gerekmektedir. Literatürde benzer çalışmalar olsa bile modülasyon türünden bağımsız kör denkleştiriciler üzerine daha çok çalışma gerekmektedir.

Modülasyon parametrelerinin kestirimi ve modülasyon türünün tanımlanması ilgili bu alanda çalışanlara örnek olması amacıyla gerçek bir uygulamanın bulunması ve ulaşabilir olması gerekmektedir.

5. KAYNAKLAR

1. Yucek, T. ve Arslan, H., A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 11 (2009) 116-130.
2. Zakaria, O., Blind Signal Detection and Identification Over the 2.4GHz ISM Band for Cognitive Radio, Yüksek Lisans, University of South Florida, 2009.
3. Recio, A., Suris, J. ve Athanas, P., Blind signal parameter estimation for the Rapid Radio framework, Military Communications Conference, 2009, USA, Bildiri Kitabı: 1-7.
4. Venalainen, J., Terho, L. ve Koivunen, V., Modulation Classification in Fading Multipath Channel, in Proc. The Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Kasım 2002, Monterey, Bildiri Kitabı II: 1890-1894.
5. Hatzichristos, G., A Hierarchical Approach to The Classification of Digital Modulation Types in Multipath Environments, Doktora Tezi, Naval Postgraduate School Monterey, California, 2001.
6. Like, E., Chakravarthy, V., Husnay, R. ve Zhiqiang, Wu, Modulation Recognition in Multipath Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis, Global Telecommunications Conference, Aralık 2008, Bildiri Kitabı: 1-6.
7. Chen, M. ve Zhu, Q., Cooperative automatic modulation recognition in cognitive radio, The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 17, 2 (2010) 46-71.
8. Zhinan, X. ve Wenle, B., A Novel Blind Recognition Algorithm for Modulated M-QAM Signals, International Conference on Communications and Mobile Computing, 2009, Beijing, Bildiri Kitabı: 461-465.
9. Leon, I. ve Couch, W., Digital and Analog Communication Systems, 6. Baskı, 3. Bölüm, Prentice Hall, 2000.
10. Chen, Q., Wang, Y. ve Bostain, C.W., Universal Classifier Synchronizer Demodulator, International Performance, Computing and Communications Conference, Aralık 2008, Bildiri Kitabı: 366-371.
11. Kueckenwaitz, M., Quint, F. ve Reichert, J., A Robust Baud Rate Estimation for Noncooperative Demodulation, 21st Century Military Communications Conference Proceedings, Ekim 2000, Bildiri Kitabı II: 971-975.
12. Mitola, J. ve Maguire, G. Q., Cognitive radio: Making software radios more personal, IEEE Personal Communications, 6, 4 (1999) 13-18.

13. Haykin, S., Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 23 (2005) 201–220.
14. Akyildiz, F., Lee, W.Y., Vuran, M. C. ve Mohanty, S., NeXt Generation/Dynamic Spectrum Access/Cognitive Radio Wireless Networks: A Survey, Computer Networks (Elsevier) Journal, 50 (2006) 2127-2159.
15. Zakaria, O., ve Arslan, H., Blind Signal Identification for ISM Band Cognitive Radio Design, Software Defined Radio Forum, Aralık 2009, Washington, Bildiri Kitabı: 1-4.
16. Gorcin, A., Qaraqe, K.A., Celebi, H. ve Arslan, H., An adaptive threshold method for spectrum sensing in multi-channel cognitive radio networks, IEEE 17th International Conference Telecommunications (ICT), Mayıs 2010, Bildiri Kitabı: 425 – 429.
17. Jinfeng, T., Haiyou, G., Honglin, H. ve Yang, Y., OFDM Signal Sensing over Doubly-Selective Fading Channels, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Aralık 2010, Bildiri Kitabı: 1 – 5.
18. Kwon, Y.S., Kim, H., Yoo, J. ve Chung, J., A non-interfering cognitive radio system for spectrum sharing, International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT), Mayıs 2009, Bildiri Kitabı: 664 – 665.
19. Marques, P., Marques, H., Ribeiro, J. ve Gameiro, A., Coexistence Analysis and Cognitive Opportunities Selection in GSM Bands, Vehicular Technology Conference, Eylül 2009, Bildiri Kitabı: 1 – 5.
20. Lunden, J., Terho, L. ve Koivunen, V., Waveform Recognition in Pulse Compression Radar Systems, Machine Learning for Signal Processing, Eylül 2005, Bildiri Kitabı: 271-276.
21. Helmy, M.O. ve Zaki, F.W., Identification of Linear bi-dimensional digital modulation schemes via clustering algorithms, International Conference on Computer Engineering & Systems (ICCES), Kasım 2009, Bildiri Kitabı: 385 – 390.
22. Stuber, G. L., Principles of Mobile Communication, 2. Baskı, Kluwer Academic Publishers, New York, 2002.
23. Pietri, S., Rapid Radio: Analysis-Based Receiver Deployment, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2009.
24. Gardner, W. A., Napolitano, A. ve Paura L., Cyclostationarity: half a century research, Signal Processing, 86, 4 (2006) 639-697.
25. Serpedin, E., Panduru, F., Sari I. ve Giannakis, G. B., Bibliography on cyclostationarity, Signal Processing, 85, 12 (2005) 2233-2303.

26. Chan, Y., Plews, J., ve Ho, K., Symbol-Rate Estimation by the Wavelet Transform, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'97), Haziran 1997, Hong Kong, Bildiri Kitabı: 177 – 180.
27. Gao, Y., Li, M., Huang, Z. ve Lu, J., A Symbol Rate Estimation Algorithm Based on Morlet Wavelet Transform and Autocorrelation, IEEE Youth Conference on Information, Computing and Telecommunications (YC-ICT), Kasım 2009, China, Bildiri Kitabı: 239 – 242.
28. Gardner, W.A., Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals, IEEE Signal Processing Magazine, 8, 2 (1991) 14-36.
29. Ciblat, P., Loubaton, P., Serpedin, E. ve Giannakis, G. B., Asymptotic analysis of blind cyclic correlation-based symbol-rate estimators, IEEE Trans. Information Theory, 48, 7 (2002) 1922 – 1934.
30. Mazet, L., ve Loubaton, P., Cyclic Correlation Based Symbol-Rate Estimation, 33rd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Kasım 1999, USA, Bildiri Kitabı: 1008 – 1012.
31. Yan, J. ve Hongbing, J., Statistical Characteristics of Stationary Processes in Cyclic Autocorrelation Based PSK Symbol Rate Estimation, Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, Temmuz 2007, China, Bildiri Kitabı: 192-195.
32. Wanxue, Y. ve Keren, W., A New Method to Symbol Rate Estimation of MPSK Signals, Congress on Image and Signal Processing, Mayıs 2008, Bildiri Kitabı 5: 394 - 398.
33. Flohberger, M., Kogler, W., Gappmair, W. ve Koudelka, O., Symbol Rate Estimation with Inverse Fourier Transforms, International Workshop on Satellite and Space Communications, Ekim 2006, Bildiri Kitabı: 110 – 113.
34. Terzi, E. ve Arslan, H., Gözü Kapalı Simge Hızı Kestirimi: İki Basamaklı Bir Algoritma, Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU), Nisan 2009, Bildiri Kitabı: 750-753.
35. Xu, H., Zhou, Y. ve Huang, Z., Blind Roll-off Factor and Symbol Rate Estimation using IFFT and Least Squares Estimator, Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom), Eylül 2007, Bildiri Kitabı: 1052 – 1055.
36. Yu, Z., Shi, Y. Q. ve Su, W., Symbol-Rate Estimation Based on Filter Bank, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Mayıs 2005, Bildiri Kitabı: 1437-1440.
37. Scalise, S., Lopez-Valcarce, R. ve Mosquera, C., Non-Data-Aided Symbol Rate Estimation of Linearly Modulated Signals, IEEE Transactions on Signal Processing, 56 , 2 (2008) 664 – 674.

38. Serpedin, E., Giannakis, G. B., Chevreuil, A. ve Loubaton, P., Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using nonredundant periodic modulation precoders, in Proc. IEEE Statistical Signal and Array Processing Workshop (SSAP'98), Eylül 1998, Portland, Bildiri Kitabı: 304–307.
39. Serpedin, E., Chevreuil, A., Giannakis, G. B. ve Loubaton, P., Blind channel and carrier frequency offset estimation using periodic modulation procedures, IEEE Trans. Signal Processing, 48 (2000) 2389–2405.
40. Yan, F., Zhu, W. ve Ahmad, M.O., A blind estimation approach for symbol timing and carrier frequency offset, IEEE Int. Workshop VLSI Design and Video Technology, Mayıs 2005, Bildiri Kitabı: 203 – 206.
41. Lunden, J., Terho, L. ve Koivunen, V., Waveform Recognition in Pulse Compression Radar Systems, Machine Learning for Signal Processing, Eylül 2005, Bildiri Kitabı: 271-276.
42. Venalainen, J., Terho, L. ve Koivunen, V., Modulation classification in fading multipath channel, Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Kasım 2002, Bildiri Kitabı II: 1890-1894.
43. Mahy, O. H. ve Fayez, W. Z., Identification of Linear bi-dimensional digital modulation schemes via clustering algorithms, International conference on computer engineering and systems (ICCES), Kasım 2009, Bildiri Kitabı: 385 – 390.
44. Chen, Q., Wang, Y. ve Bostian, C.W., Universal classifier synchronizer demodulator, Performance, Computing and Communications Conference, Aralık 2008, Bildiri Kitabı: 366 - 371
45. Wang, Y., Chen, Q. ve Bostian, C. W., Universal classifier and synchroniser, International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems, 3, 3 (2010) 308-349.
46. Xu, Z. N., ve Bai, W. L., A novel blind recognition algorithm for modulated M-QAM signals, International Conference on Communications and Mobile Computing, Nisan 2009, China, Bildiri Kitabı: 461-465.
47. Özen, A., Sayısal Haberleşme Kanallarında Hızlı Parametre Kestirim Yöntemleri İçin Bulanık Mantık Esaslı Bir Dış Çevrim Denetleyicisi İle Hız Ve Başarım Artırımı, Doktora Tesi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
48. Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B. ve Lavry, D., A Statistical Model of Urban Multipath Propagation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 21, 1 (1972) 1-9.
49. Zamiri-Jafarian, H. ve Pasupathy, S., Adaptive State Allocation Algorithm in MLSD Receiver for Multipath Fading Channels: Structure and Strategy, IEEE Transactions on Vehicular Technology , 48, 1 (1999) 174 - 187

50. Zamiri-Tafarian, H. ve Pasupathy, S., Oversampled blind MLSDE receiver Communications, IEEE International Conference on Communications, Haziran 2000, Bildiri Kitabı: 382 - 386.
51. Chong-Yung, C., Chih-Chun, F., Chii-Horng, C. ve Ching-Yung, C., Blind Equalization and System Identification: Batch Processing Algorithms Performance and Applications, 1. Baskı, Springer, 2010.
52. Soysal, B., OFDM Esaslı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarımli Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2004.
53. Gardner, W. A., The spectral correlation theory of cyclostationary time-series, Signal Processing, 11, 1 (1986) 13-36.
54. ERTÜRK S., Sayısal Haberleşme, Birsen Yayınevi, 2005.
55. Proakis, J.G., Digital Communications, 4. Baskı, McGraw-Hill Co., Singapore, 2001.
56. Rappaport, T.S., Wireless Communications Principles and Practice, 2. Baskı, Prentice Hall, 2002.
57. Meyr, H., Moeneclaey, M. ve Fechtel, S.A., Digital Communication Receivers Synchronization, Channel Estimation, And Signal Processing, Wiley, 1998
58. Ramamurthy, A. ve Harris, F. J., An All Digital Implementation of Constant Envelope: Bandwidth Efficient GMSK Modem using Advanced Digital Signal Processing Techniques, Wireless Personal Communications, 52, 1 (2010) 133-146.
59. Gardner, W. A., Spectral Correlation of Modulated Signals: Part I –Analog Modulation, IEEE Transactions On Communications, 35, 6 (1987) 584-594.
60. Gardner, W. A., Spectral Correlation of Modulated Signals: Part II –Digital Modulation, IEEE Transactions On Communications, 35, 6 (1987) 595-601.
61. Hayes, M. H., Statistical Digital Signal Processing and Modeling, Wiley, 1996.
62. <http://www.cbi.dongnocchi.it/glossary/Welch.html> Welch Metodu. 24.09.2010.
63. Dandawat, A.V. ve Giannakis, G.B., Statistical tests for presence of cyclostationarity, IEEE Transactions On Signal. Processing, 42, 9 (1994) 2355 - 2369.
64. Türk, K., MMSE Esaslı İklendirmeli Zaman Domeni Kanal Denkleştiricileri, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.

65. Niu, Y. ve Shen, Y., Blind CFO tracking in MIMO-OFDM systems at low SNR, International Conference on Communications, Circuits and Systems, Mayıs 2008, Bildiri Kitabı: 273 – 277.
66. Chen, X., Wang H. ve Cai, Q., Performance analysis and optimization of novel high-order statistic features in modulation classification, WICOM, Eylül 2008, Bildiri Kitabı: 1-4.
67. Liedtke, F. F., Computer simulation of an automatic classification procedure for digitally modulated signals with unknown parameters, Signal Processing, 6 (1984) 311-323.
68. Nandi, A. K. ve Azzouz, E. E., Automatic analogue modulation recognition, Signal Processing, 46 (1995) 211-222.
69. Nandi, A. K. ve Azzouz, E. E., Modulation recognition using artificial neural network, Signal Processing, 56 (1997) 165-175.
70. Nandi, A. K. ve Azzouz, E. E., Algorithms for automatic modulation recognition of communication signal, IEEE Transactions Communication, 46 (1998) 431-436.
71. Wong, M. L. D. ve Nandi, A. K., Automatic digital modulation recognition using spectral and statistical features with multi-layer perceptrons, Sixth International Symposium on Signal Processing and Its Applications, Ağustos 2001, Malaysia, Bildiri Kitabı: 390-393.
72. Ta, N. P., A wavelet packet approach to radio signal classification, IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, Ekim 1994, Philadelphia, Bildiri Kitabı: 508-511.
73. Gardner, W. A ve Spooner, C. M., Cyclic spectral analysis for signal detection and modulation recognition, IEEE Military Communication Conference (MILCOM), Kasım 1988, San Diego, Bildiri Kitabı: 419-424.
74. Rosti, A.V., Statistical Methods in Modulation Classification, Yüksek Lisans Tezi, Tampere University of Technology, Finland, 1999.
75. HUSSAM, M., Algorithms for Digital Modulation Classification, Doktora tezi, George Washington University, USA, 2007.
76. Panagiotou, P., Anastasopoulos, A. ve Ploydoros, A., Likelihood ratio test for modulation classification , Military Communication Conference (MILCOM), Kasım 2000, Bildiri Kitabı: 670-674.
77. Sills, J.A., Maximum-likelihood modulation classification for PSK/QAM, Military Communication Conference (MILCOM) , Kasım 1999, Bildiri Kitabı: 217-220.
78. Wei, W. ve Medndel, J. M., Maximum-likelihood classification for digital amplitude-phase modulations, IEEE Transactions on Communications, 48 (2000) 189-193.
79. Swami, A. ve Sadler, B. M., Hierarchical digital modulation classification using cumulants, IEEE Transactions on Communications, 48, 3 (2000) 416 - 429.
80. Shi, M., Laufer, A., Bar-Ness, Y. ve Su, W., Fourth order cumulants in distinguishing single carrier from OFDM signals, Military Communication Conference (MILCOM), Kasım 2008, Bildiri Kitabı: 1 – 6.

81. Hatzichristos, G. ve Fargus, M.P., A hierarchical approach to the classification of digital modulation types in multipath environments, Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Kasım 2001, Bildiri Kitabı: 1494-1498.
82. Puengnim, A., Classification of digital linear and nonlinear modulations using Bayesian methods, Doktora Tezi, Institut de Recherche en Informatique de Toulouse, Fransa, 2008
83. Kubankova, A., Prinosil, J. ve Kubanek, D., Recognition of digital modulations based on mathematical classifier, Proceedings of the European conference of systems, and European conference of circuits technology and devices, and European conference of communications, and European conference on Computer science, Eylül 2010, Bildiri Kitabı: 245-249.
84. Li, P., Wang, F. ve Wang, Z., Algorithm for Modulation Recognition Based on High-order Cumulants and Subspace Decomposition, International Conference on Stochastic Processes (ICSP), Kasım 2006, Bildiri Kitabı: 1-4.
85. McCullagh, P., Tensor Methods in Statistics, Chapman & Hall, 1987.
86. Mendel, J.M., Tutorial on Higher-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications, Proceedings of the IEEE, 79 (1991) 278-305.
87. Ye, Z., Memik, G. ve Grosspietsch, J., Digital modulation classification using temporal waveform features for cognitive radios (PIMRC), Eylül 2007, Athens, Bildiri Kitabı: 1-5.
88. Shih, P. ve Chang, D., An automatic modulation classification technique using high-order statistics for multipath fading channels, ITST, Kasım 2011, Bildiri Kitabı: 691-695.
89. Tan, X., Zhang, H., Sheng, Y. ve Lu, W., Blind modulation recognition of PSK signals based on constellation reconstruction, WCSP, Ekim 2010, Bildiri Kitabı: 1-6.
90. Aslam, M.W., Zhu, Z. ve Nandi, A.K., Automatic digital modulation classification using genetic programming with K-nearest neighbour, Military Communications Conference (MILCOM), Kasım 2010, USA, Bildiri Kitabı: 1-4.
91. Kabasakal, M. ve Toker, C., Investigation of automatic analog modulation classification algorithms, Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), Nisan 2012, Bildiri Kitabı: 1-4.
92. Safavian, S.R. ve Landgrebe, D., A survey of decision tree classifier methodology, IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, 21 (1991) 660-674.
93. Gulati, S. ve Bhattacharjee, R., Automatic Blind Recognition of Noisy and Faded Digitally Modulated MQAM Signals, India Conference, Eylül 2006, Bildiri Kitabı: 1-6.
94. Mirarab, M.R. ve Sobhani, M.A., Robust modulation classification for PSK /QAM/ASK using higher-order cumulants, 6th International Conference on Information, Communications & Signal Processing, Eylül 2007, Bildiri Kitabı: 1 - 4.

95. Juan-ping, W., Ying-zheng, H., Jin-mei, Z., Hua-kui, W., Shu-ping, R., Automatic modulation Recognition of Digital Communication Signals using Statistical Parameters Methods, International Conference on Communications, Circuits and Systems, Mayıs 2007, Bildiri Kitabı: 129 - 132.
96. Yu-e, W., Tian-qi, Z., Juan, B. ve Rui, B., Modulation Recognition Algorithms for Communication Signals Based on Particle Swarm Optimization and Support Vector Machines, Seventh International Conference on Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing (IIH-MSP), Ekim 2011, Bildiri Kitabı: 266 – 269.
97. Sun, G., MPSK signals modulation classification using sixth-order cumulants, 3rd International Congress on Image and Signal Processing (CISP), Aralık 2010, Bildiri Kitabı: 4404 - 4407.
98. Chaithanya, V. ve Reddy, V.U., Blind Modulation Classification in the Presence of Carrier Frequency Offset, SPCOM, Eylül 2010, Bildiri Kitabı: 1-5.
99. Güner, A. ve Kaya, I., Novel Automatic Modulation Classification Method Employing Higher-Order Cumulants and Constellation Histogram in the Presence of CFO, IEEE 21th Signal Processing and Communications Applications, Nisan 2013, Cyprus, Bildiri Kitabı: 1-4.
100. Güner, A. ve Kaya, I., An Experimental Study on Blind Symbol Rate Estimation, IEEE 21th Signal Processing and Communications Applications, Nisan 2013, Cyprus, Bildiri Kitabı: 31-34.
101. Güner, A. ve Kaya, I., Periodic Variation Method for Blind Symbol Rate Estimation, IEEE 22th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2011), Eylül 2011, Canada, Bildiri Kitabı: 147 – 151.
102. Güner, A. ve Kaya, I., Parameters Analysis Used In Symbol Rate Estimation with Inverse Fourier Transform, 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11), Mayıs 2011, Elazığ, Bildiri Kitabı: 222-224.
103. Güner, A. ve Kaya, I., A New Method for Blind Symbol Rate Estimation, 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11), Mayıs 2011, Elazığ, Bildiri Kitabı: 301-304.

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet GÜNER 16.07.1979 Ordu doğumludur. Lise öğrenimini Atatürk Lisesinde tamamladıktan sonra Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans öğrenimini 2000 yılında tamamladı. Lisans eğitiminden sonra yüksek lisansına aynı bölümde başladı. Ağustos-2004’de Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda yüksek lisans öğrenimini tamamlayarak Elektrik Yüksek Mühendisi unvanını aldı. Şubat-2005’de doktora eğitimine başladı. Ahmet GÜNER 2001 yılından bu yana KTÜ Enformatik Bölümünde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir. Evli ve iki çocuk babasıdır.

Güner A., Kaya I., “Periodic variation method for blind symbol rate estimation”, *International Journal of Communication Systems* (Wiley-Blackwell), Published online: 26 July 2013, DOI: 10.1002/dac.2606