

TEK VE ÇİFT KATMANLI KİPLEMELER İÇİN İDEAL  
OLMAYAN BOZULUM ETKİLERİ

ŞEYDA ÇANKAYA

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2014

ANKARA

Fen Bilimleri Enstitü onayı

---

Prof. Dr. Osman EROĞUL  
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

---

Prof. Dr. Murat ALANYALI  
Anabilim Dalı Başkanı

ŞEYDA ÇANKAYA tarafından hazırlanan TEK VE ÇİFT KATMANLI KİPLEMELER İÇİN İDEAL OLMAYAN BOZULUM ETKİLERİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

---

Yrd. Doç. Dr. Ayşe Melda YÜKSEL TURGUT  
Tez Danışmanı

Tez Jüri Üyeleri

Başkan : Doç. Dr. Tolga GİRİCİ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ayşe Melda YÜKSEL TURGUT

Üye : Doç. Dr. Emre AKTAŞ

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Şeyda ÇANKAYA

**Üniversitesi** : TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi  
**Enstitüsü** : Fen Bilimleri  
**Anabilim Dalı** : Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
**Tez Danışmanı** : Yrd. Doç. Dr. Ayşe Melda YÜKSEL TURGUT  
**Tez Türü ve Tarihi** : Yüksek Lisans – Aralık 2014

**Şeyda ÇANKAYA**

## **TEK VE ÇİFT KATMANLI KİPLEMELER İÇİN İDEAL OLMAYAN BOZULUM ETKİLERİ**

### **ÖZET**

Telsiz haberleşme sistemlerinde verici ve alıcı devreleri ile kanalda meydana gelen ideal olmayan etkiler gönderilen sinyalin faz ve genliğinde ideal olmayan bozulmalara yol açmaktadır. Verici devrelerindeki güç yükselteçleri ve darbe şekillendirmesi, kanalda meydana gelen sönümlenme ve gecikmeler, alıcı devrelerindeki eşzamanlama hataları ile kestirim hataları gibi etmenler başarımlarını etkilemektedir.

Bu çalışma kapsamında, bir telsiz haberleşme sisteminin fiziksel katmanında bir uçtan bir uca meydana gelebilecek ideal olmayan etmenler modellenmiştir. Her aşamada sinyal iletiminin başarımlarını, sistemde kullanılacak tüm tek ve çift katmanlı kipler için bit/sembol/paket hata oranları cinsinden incelenmiş, en iyi başarımları sağlayacak parametre, model ve yöntemler belirlenmiştir. Sonuçta, baştan sona bir sistem tasarımı ve benzetimi, ara aşamalarda belirlenen en anlamlı parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada elde edilen veriler ile bir telsiz haberleşme sisteminin fiziksel katmanında meydana gelen bozulma, tek ve çift katmanlı kipler için bit/sembol/paket hata oranları üzerindeki etkilerini gösteren bir kütüphane oluşturulmuştur. Böylece, tezin kapsamında olduğu projenin kavramsal tasarımı için gerekli olan parametrelerin elde edilmesi ve geleceğe yönelik bilgi birikimi oluşturulması amaçlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Kablosuz, Hiyerarşik, Güç Yükselteci, Eşzamanlama.

**University** : TOBB University of Economics and Technology  
**Institute** : Institute of Natural and Applied Sciences  
**Science Programme** : Electrical and Electronics Engineering  
**Supervisor** : Asst. Prof. Ayşe Melda YÜKSEL TURGUT  
**Degree Awarded and Date** : M.Sc. – DECEMBER 2014

Şeyda ÇANKAYA

## NON-IDEAL DISTORTION EFFECTS IN SINGLE AND TWO LAYER MODULATION SCHEMES

### ABSTRACT

In wireless communication systems, non-ideal effects in transmitter and receiver circuits and in the channel cause non-ideal distortions in the phase and amplitude of transmitted signal. The power amplifiers and pulse shaping in the transmitter side, the attenuation and delays in the channel, synchronization errors and estimation errors in the receiver side are effecting performance of the system.

In this work, the non-ideal effects that can occur throughout physical layer of a wireless communication system are modeled. In every stage, performance of signal transmission is studied in terms of bit/symbol/packet error rates of all single and hierarchical modulations that can be used in the system, and the best performance parameters, models and methods are determined. Finally, an overall system design and simulation that is consistent with the studied stages is performed.

With the data acquired by this work, a library that comprises bit/symbol/packet error rates of the single and hierarchical modulations in the physical layer of a wireless communications system is formed. Thus, the required parameters for the conceptual design of the project that this thesis is in the scope of and fund of knowledge for future is aimed.

**Keywords:** Wireless, Hierarchical Modulation, Power Amplifier, Synchronization.

## TEŞEKKÜR

Bu alıŐma Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'nın desteklediği Aselsan A.Ő. ile birlikte yürütölen San-Tez 01236.STZ.2012-1 numaralı "Yüksek Hızlı Askeri Haberleşme İçin ok Katmanlı İletim" isimli proje kapsamındadır.

Bu çalışmada emeği geçen, baŐta sonsuz ilgisi, sabrı ve desteği için danıŐmanım Ayşe Melda Yüksel Turgut'a, her zaman yanımda olan, gösterdikleri tüm emekleri için aileme ve sevdiklerime teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER

<b>ÖZET</b>	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>v</b>
<b>TEŞEKKÜR</b>	<b>vi</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b>	<b>vii</b>
<b>ŞEKİLLERİN LİSTESİ</b>	<b>x</b>
<b>ÇİZELGELERİN LİSTESİ</b>	<b>xv</b>
<b>1 GİRİŞ</b>	<b>1</b>
1.1 Kablosuz Haberleşme Sistemi . . . . .	1
1.2 İdeal Olmayan Bozulmalar . . . . .	2
1.2.1 Sistem Modeli . . . . .	3
1.2.2 Darbe Şekillendirmesi . . . . .	5
1.2.3 Hiyerarşik Kipleme . . . . .	8
1.3 Tez İçeriği . . . . .	10
<b>2 GÜÇ YÜKSELTECİ</b>	<b>12</b>
2.1 Giriş . . . . .	12
2.2 Sistem Modeli . . . . .	13

2.3	Saleh Modeli ve Benzetim Sonuçları . . . . .	24
2.3.1	Tek Katmanlı Dördün Kiplmeler için Saleh Modeli . . . . .	25
2.3.2	Çift Katmanlı Dördün Kiplmeler için Saleh Modeli . . . . .	30
2.4	Arctangent Modeli ve Benzetim Sonuçları . . . . .	35
2.4.1	Tek Katmanlı Dördün Kiplmeler için Arctangent Modeli . . . . .	36
2.4.2	Çift Katmanlı Dördün Kiplmeler için Arctangent Modeli . . . . .	37
2.5	Sonuç . . . . .	39
<b>3</b>	<b>EŞZAMANLAMA</b>	<b>40</b>
3.1	Giriş . . . . .	40
3.2	Çerçeve Eşzamanlaması . . . . .	41
3.2.1	Beyaz Gauss Gürültüsü Kanalı . . . . .	47
3.2.2	Durağan Çok Yollu Kanal . . . . .	49
3.2.3	COST 207 Kanalı . . . . .	52
3.3	Sembol Örnekleme Hataları . . . . .	55
3.4	Sonuç . . . . .	61
<b>4</b>	<b>TAŞIYICI FREKANS KAYMALARI VE KANAL KESTİRİMİ</b>	<b>62</b>
4.1	Giriş . . . . .	62
4.2	Sistem Modeli . . . . .	64
4.3	En Büyük Olabilirlik Frekans Kestirici . . . . .	65



4.4	Rayleigh Sönümlü Hafızalı Kanalda Taşıyıcı Frekans Kayması ve Kanal Kestirim Hataları . . . . .	67
4.5	BER Performansı . . . . .	69
4.6	Sonuç . . . . .	73
<b>5</b>	<b>GÜÇ YÜKSELTECİ, EŞZAMANLAMA VE KESTİRİM ETKİLERİ</b>	<b>74</b>
5.1	Sistem Modeli . . . . .	74
5.2	Benzetim Sonuçları . . . . .	79
5.3	Sonuç . . . . .	81
	<b>KAYNAKLAR</b>	<b>83</b>
	<b>ÖZGEÇMİŞ</b>	<b>86</b>

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

1.1	Genel blok şeması . . . . .	4
1.2	Peşpeşe gönderilen "1"ler yükseltilmiş kosinüs süzgeci ile darbe şekillendirmesine maruz kaldığında, örnekleme anlarında diğer semboller 0 değerini alır, girişim olmaz. . . . .	6
1.3	Süzgeç uzunluğu 40, örnekleme faktörü 4 olan bir kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin $\beta = 0.1$ ve $\beta = 0.5$ için dürtü cevapları . . . . .	8
1.4	4/16QAM için sinyal kümesi şekillendirmesi. $2d_1$ birincil semboller arası yatay mesafe, $2d_2$ ikincil semboller arasındaki yatay mesafe.	9
2.1	Genlik-faz doğrusalsızlığının taşıyıcı frekansı düzeyindeki sembolik modeli . . . . .	14
2.2	Dördün doğrusalsızlık modelinin taşıyıcı frekansı düzeyindeki sembolik modeli . . . . .	15
2.3	2/4 QAM sinyal kümesi. $s_i^1, s_i^2$ : güç yükseltecinden önceki birincil ve ikincil sinyaller. $(s_i^1)^{PA}, (s_i^2)^{PA}$ güç yükseltecinden sonraki birincil ve ikincil sinyaller . . . . .	18
2.4	BPSK kipleme için darbe şekli kullanılmadığında alınan ortalama sinyal gürültü oranının hesaplanması . . . . .	21
2.5	BPSK kipleme için darbe şekli kullanıldığında alınan ortalama sinyal gürültü oranının hesaplanması . . . . .	22
2.6	Güç yükselteci etkisinin incelenme şeması . . . . .	23
2.7	Saleh model giriş voltajına göre çıkış voltaj ve faz değişimleri . . . . .	24

2.8	Tek katmanlı kiplmeler için düz Rayleigh sönümlü kanal altında alınan sinyal gürültü oranına karşılık elde edilen paket hata oranlarının güç yükseltecinin $\nabla = 1$ ve $\nabla = 2.5$ durumları için karşılaştırılması. (a) BPSK, (b) 4QAM, (c) 16QAM, (d) 32QAM.	26
2.9	32QAM kiplmesinde güç yükseltecinin yeterince doğrusal olan bölgelerinde teorikten daha iyi performanslar elde edilebilir. . . .	27
2.10	Beyaz Gauss gürültüsü kanalında 4PAM kiplmesinde güç yükseltecinin doğrusalsızlığının sistem performansına olumlu bir etki yapabileceğinin gözlemlenmesi. (a) $\nabla = 20$ durumu, (b) $\nabla = 3$ durumu, (c) $\nabla = 3$ ve $\nabla = 20$ için sembol hata oranı eğrileri. . . .	28
2.11	BPSK'nın simetrik sinyal kümesine karşın 64QAM'in yoğun sinyal kümesi paket hata oranında oldukça fazla kayba sebep olmaktadır. BPSK'nın simetrikliğinin yararı da darbe şekillendirmesi ile etkisini kaybetmiştir. (a) BPSK, (b) 64QAM. . . . .	29
2.12	2/4QAM ve 2/8QAM için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık paket hata oranı grafikleri. (a) 2/4QAM, (b) 2/8QAM. . . . .	31
2.13	8/16QAM için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık bit hata oranı ve paket hata oranı grafikleri. (a) Bit hata oranı, (b) Paket hata oranı. . . . .	32
2.14	Çift katmanlı bazı kiplmeler için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık paket hata oranı grafikleri. (a) 2/4QAM, (b) 4/8QAM, (c) 8/16QAM, (d) 4/64QAM. . . . .	33
2.15	2/8QAM bit hata oranı eğrisi . . . . .	34
2.16	Arctangent modeli giriş-çıkış eğrisi . . . . .	35
2.17	Tek katmanlı BPSK ve 64QAM için darbe şekillendirmesi altında Arctangent modelinin etkileri. (a) BPSK, (b) 64QAM. . . . .	36

2.18	Çift katmanlı kipler için darbe şekillendirmesi altında Arctangent modelinin etkileri. (a) 2/4QAM, (b) 4/8QAM, (c)8/16QAM, (d) 4/64QAM. . . . .	38
3.1	Eşzamanlama için kullanılan alıcı yapısı . . . . .	41
3.2	7 uzunluklu m-sequence üreten üç doğrusal geri beslemeli kaydırma yazmaçlı sistem . . . . .	43
3.3	31 uzunluklu m-sequence'in öزيلintisi . . . . .	43
3.4	Bir çapraz ilinti örneği. (a) Üstteki dürtü yanıtı 7 uzunluklu m-sequence'e, alttaki dürtü yanıtı alınan sinyale aittir. (b) Çapraz ilinti sonucu elde edilen dürtü yanıtı. . . . .	45
3.5	Çapraz öزيلinti işlem şeması. Başl: Başlangıç gürültüsü, TS: Öğrenme dizisi, Bilgi: Bilgi bitleri dizisi, , OKK: Otomatik Kazanç Kontrolü, $TS_{UP}$ : Örnekleme faktörü ile upsample edilmiş öğrenme dizisi . . . . .	46
3.6	Tek taplı beyaz Gauss gürültüsü kanalı için 31 uzunluklu m-sequence ile yapılan çerçeve eşzamanlamasının farklı eşik değerleri için karşılaştırılması. (a) Eşik değeri ve aralık sebebiyle oluşan kaçırılan sezim olasılıklarının ayrı ayrı eğrileri, (b) toplam kaçırılan sezim olasılıkları. . . . .	49
3.7	2 taplı durağan bir kanalda eşik değerinin 5, taplar arası gecikmenin 3 sembol olduğu bir sistemde (a) farklı parametrelere sahip sistemler için kaçırılan sezim olasılıkları karşılaştırması, (b) farklı öğrenme dizisi uzunluklarının performansa etkisi . . . . .	50
3.8	2 taplı durağan bir kanal için bit hata oranları ve kaçırılan sezim olasılıkları. (a) Bit hata oranı, (b) Kaçırılan sezim olasılığı . . . . .	51
3.9	Cost 207 kanalı için tanımlanmış dört farklı çevre için güç gecikme profili eğrileri . . . . .	54

3.10	Cost 207 kanalının farklı çevreleri için kaçırılan sezim olasılığı eğrileri	55
3.11	Tek bir "1" biti kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinden geçirilip gürültüsüz bir kanaldan alınarak uyumlu süzgeçten geçirilir. . . .	56
3.12	BPSK için örnekleme faktörü 4 olduğunda, farklı örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri . . . . .	57
3.13	BPSK için sembol örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri (nsamp=10) . . . . .	58
3.14	16QAM için sembol örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri (nsamp=4) . . . . .	59
3.15	Hiyerarşik 4/16QAM için örnekleme hatasının sembol hata oranına etkisi ve early-late alıcısının başarımı . . . . .	60
4.1	Taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi blok şeması. TS: Öğrenme dizisi, $h(k)$ : Kanal cevabı, $g_T(t)$ : Darbe şekillendirmesi, $\tau_i$ : Kanal gecikmeleri, $A_i$ : Kanal sönümlenme katsayıları, $T_s$ : Sembol zamanı . . . . .	63
4.2	L=8 hafızalı çok yollu Rayleigh sönümlü bir kanal için taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi ortalama kare hatası eğrileri [1].	69
4.3	Düz sönümlü Rayleigh kanalda BPSK kipleme için farklı öğrenme dizisi ve bilgi biti uzunlukları için elde edilen bit hata oranı grafikleri	70
4.4	Düz sönümlü Rayleigh kanalda BPSK kipleme için, farklı öğrenme dizisi ve bilgi biti uzunluğu ile elde edilen (a) taşıyıcı frekans kayması, (b) kanal kestirimi ortalama kare hataları karşılaştırılması	71
4.5	Düz sönümlü Rayleigh kanalda 16QAM ve 4/16QAM kiplemeleri için kestirim etkisi ile elde edilen sembol hata oranı performansları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM. . . . .	72

5.1	16QAM kiplemesi için, ortalama sembol enerjileri 1'e eşitlenmiş öğrenme dizisi ve bilgi bitleri dizisi kümesinin güç yükseltecinden geçmeden ve geçtikten sonraki hali. (a) Güç yükseltecinden önce, (b) Güç yükseltecinden sonra. . . . .	75
5.2	BPSK kiplemesinin güç yükselteci, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki bit hata oranı ve ortalama kare hatası performansları. (a) Sembol hata oranı, (b) Ortalama kare hatası. . . . .	80
5.3	16QAM ve 4/16QAM kiplemesinin güç yükselteci, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki sembol hata oranları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM. . . . .	81
5.4	BPSK kiplemesinin güç yükselteci, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki paket hata oranı performansı . . . . .	82
5.5	16QAM ve 4/16QAM kiplemesinin güç yükselteci, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki paket hata oranı performansları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM. . . . .	82

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

2.1	Tüm tek katmanlı kiplmelerde güç yükseltecinin $\nabla = 1$ ve $\nabla = 2.5$ durumları için ve teorikte elde edilen 0.05 PER değerinde elde edilen bit başına ortalama SNR (dB) değerleri . . . . .	30
2.2	Tüm tek katmanlı kiplmelerde güç yükseltecinin Arctangent modelinin $\kappa = 1$ ve $\kappa = 3$ durumları için ve teorikte elde edilen 0.05 PER değerinde elde edilen SNR (dB) değerleri . . . . .	37
3.1	Çeşitli uzunluklardaki m-sequence oluşturmak için kullanılan ilksel polinomları . . . . .	42
5.1	Kullanılan parametreler . . . . .	79

# 1. GİRİŞ

## 1.1 Kablosuz Haberleşme Sistemi

Bir haberleşme sistemi temel olarak üç yapıdan oluşur: verici, kanal ve alıcı. Verici, giriş sinyalinin kanaldan iletilebilir bir şekilde getirilmesinden sorumludur. Alıcı ise, kanaldan gelen sinyalden iletilen sinyalin üretilmesini sağlar. Verici ve alıcı temel olarak iki bloktan oluşur: analog blok ve sayısal blok. Verici tarafındaki sayısal blok, sayısal-analog çevirici, kodlayıcı gibi ham verinin gürültülü bir kanaldan geçebilecek bir hale gelmesini sağlayan işlemleri içerir. Verici tarafındaki analog blok ise, kiplenmiş dijital veriyi analog bir dalga şekli üzerine bindirerek taşıyıcı frekansına çıkarır. Alıcı tarafındaki dijital sinyal işleme kısmı, analog bloktan oluşan bozulmaların ve kanalın etkisiyle oluşan hataların düzeltildiği kısımdır [2–4].

Kablosuz sistemlerde kanal uzaydır. Bu sebeple, sinyaller uzayda iletilecek şekilde sokulmalıdır. Vericideki RF (radio frequency) basamağında, taban bantta giriş sinyali kaynak ve kanal kodlaması, serpiştirme, veri eşleme ve darbe şekillendirmesinin yapıldığı sayısal sinyal işleyici ile üretildikten sonra, daha yüksek frekansa ve daha çok güce sahip olan bir bant geçiren sinyal haline dönüştürülür. Böylece uzayda iletilebilecek bir sinyal haline getirilmiş olur.

Alıcı tarafındaki RF ön ucu ise, alınan radyo frekanslı sinyalin kuvvetlendirilip süzgeçten geçirilip down conversion yapılarak ortalama frekansa (Intermediate frequency- IF) çeker. Alıcı tarafının bir diğer parçası olan analog-sayısal çevirici basamağı ile IF sinyalin kip çözümü yapılır. Örneklemeye ve nicemleme ile analog sinyalin sayısal sinyale çevrilmesi sağlanır. Bir sonraki basamak olan sayısal ön ucunda sayısal sinyal işleme yöntemleriyle taban banttaki sinyalin elde edilmesi tamamlanır.



## 1.2 İdeal Olmayan Bozulmalar

Haberleşme sistemlerinde alıcı ve vericideki devre elemanları ile iletimin yapıldığı kanalın özellikleri iletimde ideal olmayan bozulmalara sebep olmaktadır. Verici devresinde kullanılan güç yükselteçleri, karakteristiklerine bağlı olarak iletilen sinyalin genlik ve fazında doğrusal veya doğrusal olmayan bozulmalar meydana getirebilir. Bunun yanında, vericide, sayısal sinyali bir dalga şekline bindirmek için kullanılan darbe şekillendirmesi işlemi de kullanılan parametrelere ve yöntemlere bağlı olarak semboller arası girişime sebebiyet verebilir.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kanallarda da iletilen sinyali bozucu faktörler oluşabilir. İletim yapılan ortamda farklı uzaklıklarla yansıtıcı veya emici çok fazla obje varsa, iletilen sinyalin farklı yollar üzerinden farklı gecikmelere ve sönmelenmelere maruz kalmasına sebep olabilir. Buna çok yolluluk denir. Bunun dışında hareketlilikten kaynaklanan Doppler etkisi de kanalda meydana gelen bozulmaların sebeplerindendir [5]. Ancak bu çalışmada Doppler etkisi dikkate alınmayacaktır.

Alıcı tarafında, vericiden ve kanaldan dolayı oluşan ideal olmayan bozulmalar düzeltilmelidir. Bu amaç ile alıcının sayısal sinyal işleme bölümü:

- Kiplenmiş sinüzoidteki faz ve frekans hatalarını anlayıp düzeltir.
- Örneklenmiş sinyali taban banta taşır.
- Sembol zamanlamasını ayarlar.
- Süzgeçten geçirerek kanaldan dolayı oluşan bozulmaları düzeltir.
- Elde edilen örnekleri sembollere çevirir.
- Korelasyon ile sinyal senkronizasyonunu sağlar.
- Sembollerin kod çözümünü yaparak mesajı elde eder.

Ancak bu geri elde edilme sürecinde de rastgele gürültüler sebebiyle hatalar oluşabilir. Geliştirilen yöntemler ile hata payı en aza indirilmektedir. Örneğin

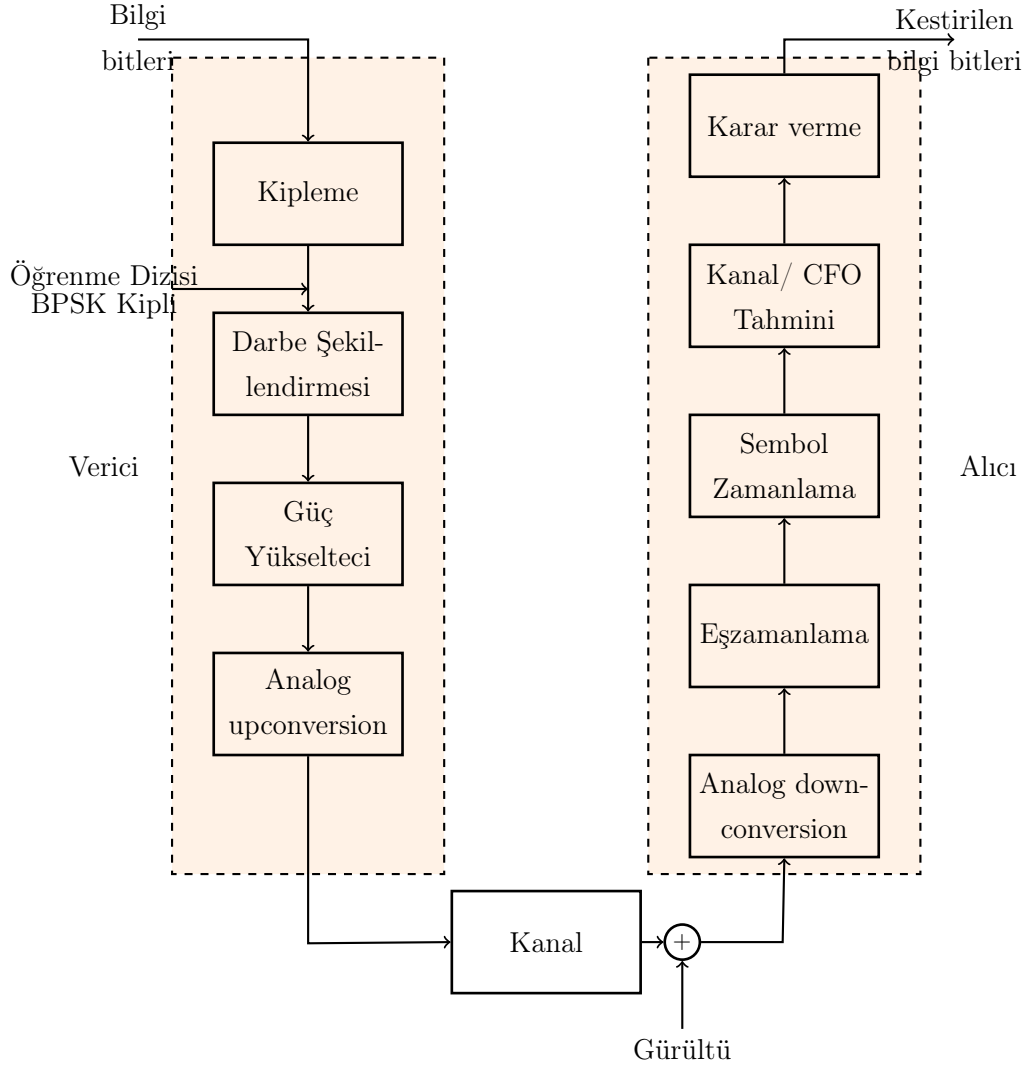
Nyquist tarafından ortaya atılan örnekleme teoremine göre sinyal bant genişliğinin 2 katı hızında örnekleme yapılarak bilgi kaybından kaçınılabilmektedir.

### 1.2.1 Sistem Modeli

Bu çalışma kapsamında bir haberleşme sisteminin fiziksel katmanında, alıcı, verici ve kanalda oluşan ideal olmayan bozulmalar ve bu bozulmaların performansa etkileri incelenmiştir. Şekil 1.1'de kullanılacak sistemin bir şeması mevcuttur.

Gönderilecek bitler istenilen kipleme türü ile kiplendikten sonra darbe şekillendirmesine verilir. Daha sonra güç yükseltecinden geçirilir. Alıcıda eşzamanlama ve/veya kestirim yapılması amacıyla bitlerin önüne BPSK ile kiplenmiş öğrenme dizileri yerleştirilir. Daha sonra güç yükseltecinden geçirilen sinyal, kanaldan gönderime uygun hale getirilmek amacıyla taşıyıcı frekansına taşınır. Kanal beyaz Gauss gürültüsü, düz sönümlü Rayleigh, çok yollu Rayleigh kanalları olabilir. Alıcı tarafına gürültü eklenerek gelen sinyal ilk olarak taşıyıcı frekansından taban banta taşınır. Burada, alıcı ve vericideki osilatörlerdeki farklılıklardan dolayı taşıyıcı frekans kaymaları meydana gelir. Alıcının ilk görevi, sinyalin var olup olmadığını kontrol etmektir. Eşzamanlama kısmında, sinyalin bilinen öğrenme dizisi ile ilintisine bakılarak sinyalin var olduğuna karar verilirse, bu sinyalin örnekleme anı seçilmelidir. Belirlenen ana göre örneklenen sinyal ile taşıyıcı frekans kayması kestirimi yapılır. Taşıyıcı frekans kayması kestirimine bağlı olarak kanal kestirilir. Daha sonra bu kestirim değerleri kullanılarak kip çözümü ve karar verme gerçekleştirilerek mesaj sinyali elde edilir.

Tüm ideal olmayan bozulmalar tek katmanlı dördün genlik kiplenimleri için benzetimler gerçekleştirilmiştir. Tek katmanlı kiplemelerin yanında çok katmanlı kiplemeler de kullanılmıştır. Hiyerarşik kiplemeler ile ilgili bilgiler Bölüm 1.2.3'te anlatılacaktır. Tek ve çift katmanlı kiplemelerin belirlenen etkenler altındaki başarımları ölçütleri alıcıdaki ortalama bit/sembol/paket hata oranları olarak alınmıştır. Herhangi bir kodlama işlemi yapılmamış, ancak, paket hata oranları, 240 sembolden oluşan kullanıcı paketleri için hata düzelten kodlar ile her 240 bit için 20 bit düzeltilebildiği varsayılarak hesaplanmıştır.



Şekil 1.1: Genel blok şeması

Bu çalışmada, bir uçtan bir uca fiziksel katmanda var olan aşamalar tek tek incelenip en iyi performans parametreleri bulunmuştur. Sonuçta, belirlenen parametreler ile tüm aşamalar bir arada çalıştırılarak tüm sistemin benzetimi gerçekleştirilip 0.05 paket hata oranı değeri için gerekli olan değerler elde edilmiştir.

## 1.2.2 Darbe Şekillendirmesi

Haberleşme sistemlerinde bant sınırlı kanal oluşturmak ve çok yönlü kanallar sebebiyle oluşan semboller arası girişimi azaltmak için darbe şekillendirmesi kullanılır. Bant sınırlı kanallar üzerine ilk çalışmaları Nyquist yapmıştır [6]. Dijital haberleşme sistemlerinin en yaygın olarak kullanılanı telefon kanallarıdır ve telefon kanalları bant sınırlı doğrusal süzgeçler olarak karakterize edilebilir. Bunun yanında, mikrodalga LOS (line-of sight) radyo kanalları, uydu kanalları ve su altı akustik kanallar da bant sınırlı doğrusal süzgeçler olarak karakterize edilebilir. Doğrusal süzgeç olarak karakterize edilebilen kanallarda sayısal bir veri akışını kanal üzerinden iletmek için verinin, kanalın bant genişliği kısıtlarına uygun olarak tasarlanmış analog bir sinyal üzerine bindirilmesi gerekmektedir.

Bant sınırlı kanallarda iletilen sinyalin bant genişliği, kanalın bant genişliğinden büyük olmaya başlarsa, kanal sembolleri bozmaya başlar ve semboller arası girişim oluşur. Bu girişimden kurtulmak için, Nyquist darbe şekillendirmesi kriteri kullanılır [7].

**Nyquist Şartı** semboller arası girişimden kurtulmak için,

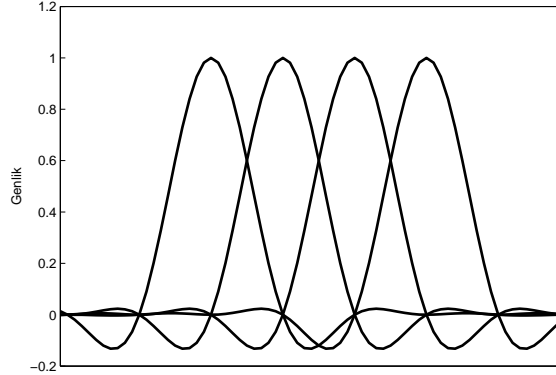
$$x(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

koşulunun sunar. Böylece, örnekleme anlarında sinyal sıfır değerini alarak, darbe şekli ne olursa olsun diğer sinyallere girişim yapmaz. Bu koşul,  $x(n)$ 'in Fourier dönüşümü  $X(f)$  cinsinden

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T \quad (1.2)$$

olarak yazılabilir. Burada  $T$  örnekleme periyodunu belirtir.

Bu şartı sağlayan en temel darbe şekli boxcar süzgeci olarak da bilinen sinc darbesidir [7]. Optik fiber, bükümlü kablo çifti gibi kabloların kullanıldığı, taban bant haberleşme sistemlerinde boxcar süzgeç ile darbe şekillendirmesi yapılmaktadır.



Şekil 1.2: Peşpeşe gönderilen "1"ler yükseltilmiş kosinüs süzgeci ile darbe şekillendirilmesine maruz kaldığında, örnekleme anlarında diğer semboller 0 değerini alır, girişim olmaz.

Boxcar süzgeci, Fourier dönüşümü sinc süzgeci, teorik olarak olabilecek en iyi darbe şeklidir. Zaman alanında dikdörtgen bir filtre olan sinc darbesi, çok yavaş sönümlenen bir süzgeç olduğundan, frekans alanında sonsuz genişliktedir. Özellikle RF kanallarında sinc darbesinin bu özelliği, kanal bant genişliğinin gereksiz kullanımına sebep olmaktadır. Ve kanal bant genişliği, sinyal bant genişliğinden küçük olduğu için sembollerin birbirinin üzerine binmesine, yani semboller arası girişime sebep olur. Bunun yerine, hem semboller arası girişimi en aza indirecek hem de bant genişliğini verimli bir şekilde kullanacak farklı süzgeçler geliştirilmiştir. Yükseltilmiş kosinüs süzgeci ve Gauss süzgeci bunlardandır.

Yükseltilmiş kosinüs veya kök yükseltilmiş kosinüs süzgeçleri, en yaygın olarak kullanılan, ayarlanabilir artık bant genişliği ile spektral etkinlik ya da daha basit süzgeç tasarımı arasında amaca uygun olarak tasarlanabilen süzgeçlerdir. Gauss süzgeci ise dürtü cevabı Gauss fonksiyonu olan süzgeçtir [8].

Yükseltilmiş kosinüs süzgeci darbe şekli olarak kullanıldığında, Şekil 1.2'de görüldüğü gibi bir sembolün örnekleme anında diğer sembollerin değerleri 0 olur. Böylece Nyquist teoremine sağlanır ve semboller arası girişim yaşanmaz. Ancak yükseltilmiş kosinüs süzgeci kullanılarak gönderilen sinyal, alıcı tarafında alçak geçiren bir süzgeç ile filtrelenmelidir. Böylece gürültü de süzgeçten geçip beyaz Gauss gürültüsü olmaktan çıkar. Aksi takdirde çok daha gürültü bir sistem için

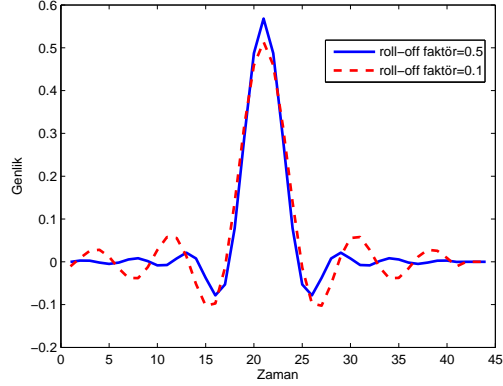
analiz yapılmış olur.

Kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin dürtü cevabı

$$h(t) = \begin{cases} 1 - \beta + 4\frac{\beta}{\pi}, & t = 0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2}} \left[ \left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \left(\sin\left(\frac{pi}{4\beta}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right)\right) \cos\left(\frac{pi}{4\beta}\right) \right], & t = \pm \frac{T_s}{4\beta} \\ \frac{\sin\left[\pi\frac{t}{T_s}(1-\beta)\right] + 4\beta\frac{t}{T_s} \cos\left[\pi\frac{t}{T_s}(1+\beta)\right]}{\pi\frac{t}{T_s} [1 - (4\beta\frac{t}{T_s})^2]} & diğer \end{cases} \quad (1.3)$$

şeklindedir. Burada,  $\beta$  roll-of-faktörüdür,  $[0, 1]$  aralığında değerler alabilir ve süzgecin sönümlenme hızını belirtir.  $T_s$  ise sembol oranıdır. Alıcı tarafında kullanılan en iyi süzgeç  $h^*(T_s - t)$  şeklinde olmalıdır [3]. Yani şekilleri ve özellikleri birebir aynı olan birbirine uyumlu süzgeçler olmalıdır. Bu da  $|H_{rrc}| = \sqrt{|H_{rc}|}$  yani kök yükseltilmiş kosinüs süzgeçlerinin frekans cevaplarının yükseltilmiş kosinüs süzgecinin frekans cevabının karakökü olduğunu gösterir. Alıcı ve vericide kullanılan kök yükseltilmiş kosinüs süzgeçlerinin toplam frekans cevabı da yükseltilmiş kosinüs süzgecinin frekans cevabına eşit olmaktadır. Bu da, kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci ve uyumlu süzgeci kullanıldığında fazladan alçak geçirgen bir süzgece daha ihtiyaç olmadan gürültünün ve semboller arası girişimin birlikte üstesinden gelinmiş olunur.

Bu çalışmada kullanılan kök yükseltilmiş kosinüs süzgeçleri, Matlab 'rcosine' fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Matlab ortamında sonsuz uzunlukta süzgeç kullanılmadığı için, fonksiyonun bir parametresi olarak süzgeç uzunluğu belirlenir. Bu çalışmada uzunluğu 40, örnekleme faktörü 4 olan süzgeç ve 80 uzunluklu örnekleme faktörü 8 olan süzgeç kullanılmıştır. Bu özelliklere sahip bir kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinden geçen sinyalde semboller arası girişimin 10 sembolü kapsadığı anlaşılmaktadır. Süzgeç ne kadar uzun olursa ideale o kadar yakın tasarlanmış olur. 40 uzunluklu örnekleme faktörü 4 olan süzgeç için roll-of faktörü  $\beta = 0.1$  ve  $\beta = 0.5$  olan süzgeçler Şekil 1.3'te verilmiştir. Görüldüğü gibi 0.5 roll-of faktörüne sahip süzgeç daha hızlı sönümlenmektedir, kenar lobları daha az genlik değerlerine sahiptir. Bu sebeple semboller arası girişimde azalır. Ancak  $\beta$ 'nın artması bant genişliğini artırdığından spektral etkinliği azaltmaktadır. Spektral etkinlik tabanbant sinyaller için  $\eta = \frac{2}{1+\beta}$  olarak hesaplanır.  $\beta = 0$  durumu ise ideal sinc darbesine karşılık gelmektedir.

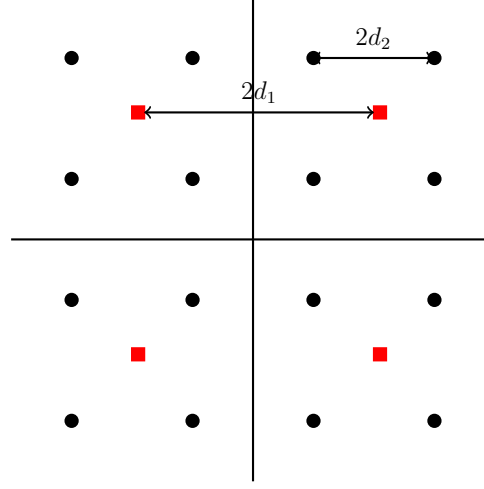


Şekil 1.3: Süzgeç uzunluğu 40, örnekleme faktörü 4 olan bir kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin  $\beta = 0.1$  ve  $\beta = 0.5$  için dürtü cevapları

Sinyal enerjisi  $\varepsilon_s$ , gürültü değışintisi  $N_0$ , semboller arası girişim  $B$  olarak tanımlanırsa, darbe şekillendirmesinden geçmiş bir sinyal için sembol gürültü oranı  $SNR = \varepsilon_s / (B + N_0)$  olacaktır. Sinyal enerjisi sabit kabul edilip gürültü değışintisi azaltıldığında, SNR'ın  $\varepsilon_s / B$ 'ye yakınsayacağı görülmektedir. Bu bağlamda,  $B$ 'nin artması için süzgeç uzunluğu artırılabilir.  $B$ 'nin artması hata tabanının başlayacağı  $SNR = \varepsilon_s / B$  değerin daha küçük olmasına, yani teorikte sonsuz uzunluktaki ideal sinc süzgeci ile elde edilen performansa yaklaştıır.

### 1.2.3 Hiyerarşik Kipleme

Hiyerarşik kipleme, tek bir veri akışı içerisinde birden çok veri akışının kiplenmesi ve çoklanması için kullanılır. Bu veri akışları farklı kanal kodlamalarına maruz kalabilir ve bu farklı akışlar birbirinin üzerine bindirilerek kanaldan iletilir. Hiyerarşik kipleme yöntemi var olan yayınlama kanallarında, sistemi yeni kullanıcılar için iyileştirmek, yeni kullanıcılara yüksek servis kalitesi sağlamak (QoS) ve yüksek spektral etkinliğe sahip sayısal içeriğe daha yüksek koruma sağlamak amaçları doğrultusunda geliştirilmiştir. Daha sonra DVB-T, MediaFlo, UMB gibi standartlarda kullanılmıştır [9]. Hiyerarşik kiplemde en alt katmana temel katman, üstteki katmana da iyileştirme katmanları denir. Temel katman ile gönderilen bitlere "birincil bitler", iyileştirme katmanında gönderilen bitlere "ikincil bitler" denilir.



Şekil 1.4: 4/16QAM için sinyal kümesi şekillendirmesi.  $2d_1$  birincil semboller arası yatay mesafe,  $2d_2$  ikincil semboller arasındaki yatay mesafe.

Hiyerarşik kiplemenin tercih edilme sebeplerinden birisi var olan sistemlerle uyumluluğudur. Sistemde önceden varolan ve tek katman için kullanılan kip çözümler, hiyerarşik kiplemenin uygulandığı sistemlerde de kullanılabilir, ancak sadece birincil bitleri çözer. Sisteme sonradan eklenen hiyerarşik kip çözümü tekniğine uygun olan çözümler her iki katmandaki bilgileri de çözebilir. Ayrıca, kanal kazancı kötü olan alıcılar yine sadece temel katmanı çözebilirken, iyi kanal kazancına sahip alıcılar her iki katmanı da çözebilir.

Hiyerarşik kiplemenin tercih edilmesinin diğer sebebi de farklı koruma derecesindeki bilgi bitlerinin bir arada gönderilebilmesidir. Koruma derecesi ile daha yüksek öneme sahip bilgi akışları, kip çözüm hatalarına karşı daha iyi korunur. Bu koruma derecelendirmesi, bitlere verilen enerjilerin orantılanması ile sağlanır. Şekil 1.4'te görülen birincil bitler arasındaki yatay uzaklığın ( $2d_1$ ), ikincil bitler arasındaki yatay uzaklığa ( $2d_2$ ) uzaklığı koruma oranını verir [10]. Koruma oranı  $\mathbb{k} = d_1/d_2$  olarak hesaplanır. Bu oran sinyal kümesinin şeklini de belirler ve  $\mathbb{k} \geq 2$  seçilmelidir. Aksi takdirde semboller birbirleriyle çakışmaya başlar ve sinyal uzayı anlamsızlaşır.

Bu çalışmada çift katmanlı kiplemelerden toplamda 2 bitlik semboller iletilen 2/4QAM, toplamda 3 bitlik semboller iletilen 2/8QAM, 4/8QAM, toplamda 4 bitlik semboller iletilen 2/16QAM, 4/16QAM, 8/16QAM ve son olarak toplamda



6 bitlik semboller gönderilen 4/64QAM ile 16/64QAM hiyerarşik kiplmeler kullanılmıştır. 2/4QAM için  $k = 1$ , 4/64QAM için bu oran  $k = 4$ , diğer tüm kiplmelerde  $k = 2$ , seçilmiştir. Bu  $k$  parametreleri, N/MQAM çift katmanlı kiplmelerinin sinyal uzayını tek katmanlı MQAM kiplmelerinin sinyal uzayına eşit yapacak şekilde seçilmiştir.

### 1.3 Tez İçeriği

Bu tez çalışması, Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı ve Aselsan A.Ş. tarafından desteklenen ve tez danışmanı Yrd. Dç. Dr. Ayşe Melda YÜKSEL TURGUT tarafından yürütölen "Yüksek Hızlı Askeri Haberleşme İçin Çok Katmanlı İletim" isimli proje kapsamında yapılmıştır. Proje iki başlıktan oluşmaktadır: kavramsal tasarım ve ideal olmayan bozulum etkilerinin incelenmesi. Bu çalışma projenin ideal olmayan bozulum etkilerinin incelenmesi üzerine yapılmıştır.

Bölüm 2’de güç yükselteçlerinin eşzamanlamanın, sembol zamanlamasının, kanal ve taşıyıcı frekans kayması kestiriminin ideal olduğu durumda sistem performansına etkileri araştırılacaktır. İki farklı güç yükselteci modeli karşılaştırılıp darbe şekillendirmesinin başarımdaki etkisi incelenecektir.

Bölüm 3, alıcı tarafında ilk iş olarak yapılan eşzamanlama üzerinedir. Önce ilinti yöntemiyle sinyalin varlığı ya da yokluğuna karar verilecek, kaçırılan kestirim olasılığını azaltmak adına uygun parametreler belirlenecektir. Daha sonra varlığına karar verilen sinyal için örnekleme zamanının performansına etkisi incelenecektir.

Bölüm 4’te diğer etkiler ideal olduğunda, kanal ve taşıyıcı frekans kayması kestirim yöntemi incelenecektir. Kestirimdeki hataların sistem performansına etkisi, başarıyı artırmak için en anlamlı öğrenme dizisi uzunluğu gibi sistem parametrelerine karar verilecektir.

Son olarak, Bölüm 5’te, uçtan uca bir sistem tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilecektir. Her bölümde en anlamlı olarak belirlenen parametreler bir arada çalıştırılarak paket hata oranı performansı elde edilecektir.

Bu çalışma kapsamında elde edilen veriler ile fiziksel katmanda sinyal iletiminde meydana gelebilecek ideal olmayan bozulmaların, sistemde kullanılacak tüm tek ve çift katmanlı kipler için bit/sembol/paket hata oranları üzerindeki etkilerini gösteren bir kütüphane oluşturulmaktadır. Bu sayede, projenin kavramsal tasarım bölümünde çizelgeleme için kullanılacak verilerin elde edilmektedir. Ayrıca geleceğe yönelik bilgi birikimi oluşturulması amaçlanmıştır.

## 2. GÜÇ YÜKSELTECİ

### 2.1 Giriş

Güç yükselteçleri antenler üzerinden iletme uygun güçte sinyaller üretebilmek için verici kısmında kullanılan cihazlardır. Kiplenen sinyaller kanala verilmeden önce, güç yükselteçlerinden geçirilerek belirli bir kazanç katsayısına maruz kalıp daha yüksek güce sahip yükseltilmiş bir sinyal elde edilir. Teorikte güç yükselteçlerinin kazancı tüm giriş sinyalleri için sabit olmasına rağmen, pratikte güç yükseltecinin çıkış gücü doğru akım sebebiyle belli bir değerde sınırlanır. Güç yükselteçleri, daha yüksek verim elde etmek için doğrusal olmayan bölgesi diye adlandırılan doyum bölgesine yakın çalıştırılır. Bu da çıkış sinyalinde doğrusal olmayan bozulmalara sebep olur [11].

Güç yükselteçlerinde hafıza, giriş-çıkış karakteristiğinin zaman içerisinde değişmesi ve devrenin uzun sürelerle kullanıldığında davranış farklılığı göstermesi olarak tanımlanabilir. Frekans bağımsız hafızasız güç yükselteci ise, giriş-çıkış karakteristiğinin frekanstan bağımsız olduğu güç yükselteçleridir. Bunların davranışsal modellenmesi, tek tonlu ölçümlerle elde edilen AM-AM (Amplitude Modulation, genlik kiplenimi) ve AM-PM (phase modulation, faz kiplenimi) karakteristikleri kullanarak yapılır. Daha sonra, bilgisayar benzetimleri ile, bu ölçüme uydurulan polimonlar kullanılarak doğrusal olmayan bozulum tahmin edilir. Fiziksel hiçbir cihaz, giriş frekansından bağımsız çalışmadığı için, hafızasız modeller aslında sadece idealleştirilmiş modellerdir. Ancak, giriş sinyal bant genişliğinin cihazın bant genişliğinden yeterince küçük olduğu birçok cihazın karakteristiği hafızasız modellerle yeterince doğru bir şekilde modellenebilir. Tek tonlu ölçümlerle elde edilen modeller, frekans bağımlılığı sebebiyle, hafıza etkisini içeren geniş bant davranışını modellemede yeterli olamaz. Doğrusal olmayan sistemlerin geniş bant davranış modelleri (hafızalı doğrusal olmayan güç yükselteçleri) Volterra

serisi analizleri yoluyla yapılabilir. Ancak, üçüncü ve daha üstü dereceden Volterra kernellerinin geliştirilmesi çok elverişsiz ve sistemlere uygulanması açısından çok karmaşık olduğundan, bunun yerine, sınırlı sayıda hafızaya sahip sistemler için literatürde birçok model geliştirilmiştir. Bu modeller, Volterra serilerinin özel durumları için geliştirilmiş olsa da, Volterra modeline göre oldukça basittirler [12].

## 2.2 Sistem Modeli

Güç yükseltecine giren kiplenmiş sinyali  $x(t) = r(t)\cos[\omega_0 t + \Psi(t)]$  olarak tanımlandığında,  $r(t)$  zamanla değişen genliği,  $\Psi(t)$  ise zamanla değişen fazı temsil etmektedir. Güç yükselteci çıkışındaki sinyal

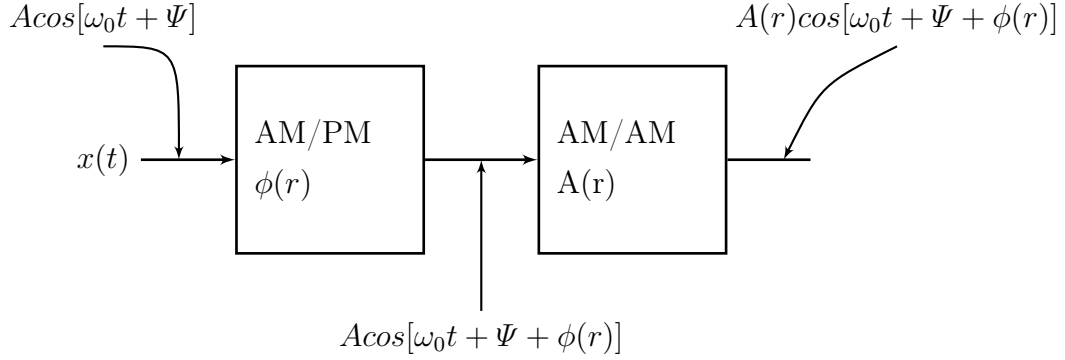
$$y(t) = A[r(t)]\cos[\omega_0 t + \Psi(t) + \phi[r(t)]] \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanır.  $A[r]$ ,  $r$ 'nin bir tek fonksiyonudur, genlikteki bozulmayı yani AM-AM karakteristiğini temsil eder.  $\phi[r]$  ise  $r$ 'nin bir çift fonksiyonudur, fazdaki bozulmayı yani AM-PM karakteristiği temsil eder.

Haberleşme sistemlerinde genellikle kullanılan TWTA (traveling-wave tube amplifier) ve SSPA (solid state power amplifier)'ler analitik modellerle tanımlanır. Bazı basitleştirmeler yapılabilse de, sistem seviyesindeki benzetimler için bu modeller çok fazla zaman kaybettirir. Bu analitik doğrusal olmayan modellerden bazıları: genel Volterra serisi modeli, Weiner modeli, tek frekanslı Volterra serisi modeli, paralel basamaklı modeli, Weiner- Hammerstein modeli, çok girdili tek çıktılı Volterra serisi modeli, Polyspectral modeli (çoklu tayflar modeli), genelleştirilmiş güç serileri, hafızalı polinomlar, hafızasız modeller, güç serileri modeli şeklinde sıralanabilir [11].

Deneysel doğrusal olmayan modeller ise bilgisayar benzetimlerinde doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal olmayan karakteristiklerini üretmek için kullanılan, önceden belirlenmiş modellere ölçülen verilerin uydurulmasıyla elde edilen modellerdir. Poza-Sarkozy-Berger modeli, Saleh modeli, Abuelma-atti modeli, Two-Box

modeli, Three-Box modeli, Rapp modeli, Arctangent modeli gibi birçok model öngörülmüştür [11].



Şekil 2.1: Genlik-faz doğrusalsızlığının taşıyıcı frekansı düzeyindeki sembolik modeli

**Saleh modeli:** Frekans bağımsız ve geniş bantlı TWT yükselteçlerinin doğrusal olmayan özellikleri Saleh modeli ile modellenmiştir [2]. Ancak, SSPA (solid state power amplifier)'ler için de bu model kullanılabilir.

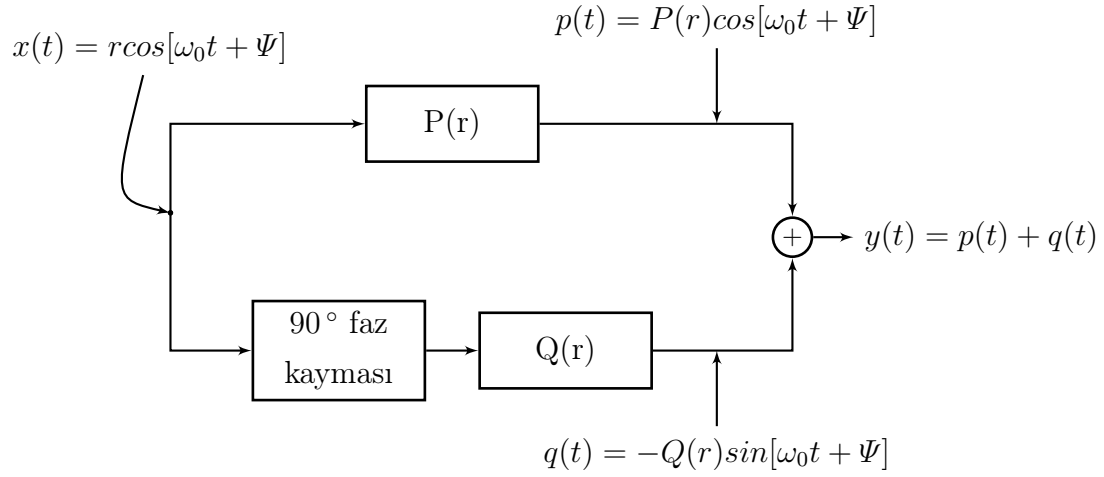
Helix-type TWT yükselteçlerinin doğrusal olmayan etkileri literatürde iki farklı frekans bağımsız bant geçiren doğrusal olmayan model ile incelenmiştir. Bunlar, genlik-faz modeli (amplitude-phase model) ve dördün modelidir (quadrature model).

Saleh modeli, önceki modellerdeki karmaşıklığı ve parametre fazlalığını azaltmış, ayrıca frekans bağımlılığını dördün modele uyarlayarak, geniş bantlı olmayan diğer doğrusal olmayan cihazlar için de uygulanabilir bir model haline getirmiştir.

Saleh modelinde, denklem (2.1)'de belirtilen AM-AM karakteristiği,  $A[r, f]$ , ve AM-PM karakteristiği,  $\phi[r, f]$ , normalize ve frekansa bağlı olarak aşağıdaki şekilde formüle edilir:

$$A(r, f) = \frac{\alpha(f)r}{1 + \beta(f)r^2} \quad (2.2)$$

$$\phi(r, f) = \frac{\alpha(f)r^2}{1 + \beta(f)r^2}. \quad (2.3)$$



Şekil 2.2: Dördün doğrusalsızlık modelinin taşıyıcı frekansı düzeyindeki sembolik modeli

Burada  $\alpha$  ve  $\beta$  kullanılan güç yükseltcinin parametrelerini göstermektedir. Hafızasız model için AM-AM karakteristiği  $A[r]$  ve AM-PM karakteristiği  $\phi[r]$  şeklinde frekanstan bağımsız olarak formüle edilebilir.  $\phi[r]$ 'ın birimi radyandır [2]. Taşıyıcı frekansı seviyesindeki sembolik blok şeması Şekil 2.1'deki gibidir.

Dördün modele göre, eş evreli (inphase) ve dördün bileşenleri:

$$p(t) = P[r(t)] \cos[\omega_0 t + \Psi(t)] \quad (2.4)$$

$$q(t) = -Q[r(t)] \sin[\omega_0 t + \Psi(t)] \quad (2.5)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $P(r)$  ve  $Q(r)$   $r$ 'nin tek fonksiyonlarıdır:

$$P(r) = A(r) \cos[\Phi(r)] \quad (2.6)$$

$$Q(r) = A(r) \sin[\Phi(r)] \quad (2.7)$$

$P(r)$  ve  $Q(r)$  bu şekilde tanımlandığında (2.1) formuna denk olur. Saleh'in dördün modeline göre  $P(r)$  ve  $Q(r)$ :

$$P(r) = \frac{\alpha r}{1 + \beta r^2} \quad (2.8)$$

$$Q(r) = \frac{\alpha r^3}{(1 + \beta r^2)^2} \quad (2.9)$$

olarak tanımlanır. Dördün model için taşıyıcı frekansı seviyesindeki sembolik blok şeması Şekil 2.2'deki gibidir.

**Arctangent modeli:** Hafızasız doğrusal olmayan bir model olan Arctangent modeli için güç yükselteciye giriş sinyali  $x(t) = r(t)\cos[\omega_0 t + \Psi(t)]$  ve genlik-faz modeline göre çıkış sinyali  $y(t) = A[r(t)]\cos[\omega_0 t + \Psi(t) + \phi[r(t)]]$  ise, arctangent modeli ile  $\phi[r]$  sabit kalırken  $A[r]$ :

$$A[r] = g_1 \arctan(rp_1) + g_2 \arctan(rp_2) \quad (2.10)$$

formülü ile elde edilir. Burada  $g_1, g_2, p_1, p_2$  arctangent modelinin parametreleridir.

**Darbe şekillendirmesi ile güç yükselteci:** Bir darbe şekli alıcı tarafında uyumlu süzgeçten geçirildiğinde, diğer sembollerin örneklerinin alınacağı noktalarda 0 elde edilir ve semboller arası girişimin önüne geçilebilir (Bölüm 1.2.2). Ancak güç yükselteçi kullanıldığında, uyumlu süzgeçten geçen sinyalin örnekleme anlarında 0 olması garanti edilemeyebilir. Bu da bit/sembol hata oranı eğrilerinde hata tabanı oluşumuna sebep olabilir. Güç yükseltecinin doğrusalsızlığının darbe şekli ile nasıl etkilendiği ve sistem performansı üzerindeki etkileri Saleh ve Arctangent modelleri üzerinden incelenmiştir.

Darbe şekillendirmesi olarak kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci kullanılır. Kiplenmiş sinyal bu süzgeçten geçirildikten sonra güç yükseltecinin doğrusal olmayan bozulmasına maruz bırakılır. Kanal tahmini ve eşzamanlamanın mükemmel yapıldığı varsayılarak, alıcı tarafında, alınan sinyal kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin uyumlu süzgecinden geçirilir. Giriş bölümünde darbe şekillendirmesi konusunda belirtildiği gibi, kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin uyumlu süzgeci yine kendisidir. Süzgeçten geçirilip hatasız örneklenen sinyalin kip çözümü yapılarak karar verme mekanizmasıyla mesaj geri elde edilir.

**Karar verme mekanizması:** İncelenen her iki model ve yöntemler için tek katmanlı kiplemelerde alıcı tarafında karar verme yöntemi olarak en büyük olabilirlik yöntemi kullanılır. Alınan sinyal  $y$ , sinyal kümesi  $s_i, i \in 1, 2, \dots, M$  ve  $M$  sinyal kümesi büyüklüğü olarak tanımlanırsa,  $N_0/2$  değışintili beyaz Gauss gürültü ortamında, en iyi algılayıcı olan "En büyük sonsal" (MAP) kriteri

$$\max_i P(s_i \text{iletildi} | y), i = 1, 2, \dots, M \quad (2.11)$$

şeklindedir [7]. Sinyal kümesindeki tüm sinyallerin olasılığı aynı olduğunda, yani  $P(s_i) = \frac{1}{M}$ , en büyük olabilirlik kriteri MAP kriterine denk olmaktadır. En büyük olabilirlik fonksiyonu:

$$f(y|s_i) = \int_0^\infty \frac{1}{\pi N_0} \exp^{-(y-s_i)^2/N_0} dr \quad (2.12)$$

şeklinde yazıldığında,  $f(y|s_i)$  koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonunu en büyük yapmak Euclidean uzaklığını en küçük yapmaya indirgenebilir:

$$\min_i |y - s_i|. \quad (2.13)$$

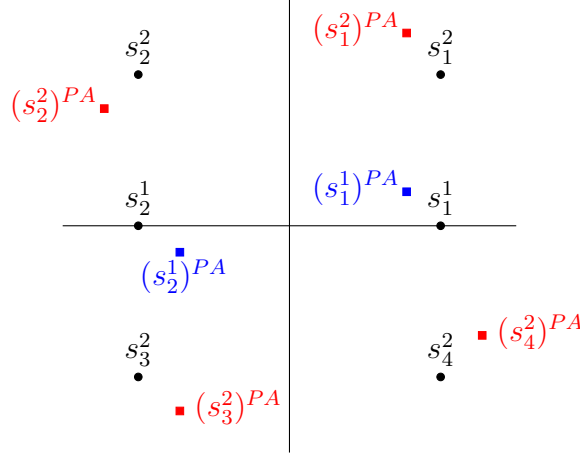
Buna "en küçük uzaklık algılayıcısı" denilmektedir.

Güç yükseltici varlığında en küçük uzaklık algılayıcısı güç yükselticiden geçmiş sinyal kümesine göre uygulanmalıdır. Güç yükselticiden geçtikten sonra elde edilen sembol noktaları  $s_i^{PA}, i \in 1, 2, \dots, M$  olarak tanımlanırsa karar verme kuralı

$$\min_i |y - s_i^{PA}| \quad (2.14)$$

olarak değışir. Darbe şekillendirmesi yapılarak güç yükselticiden geçirilen sembol noktaları  $s_i^{PA,PS}, i \in 1, 2, \dots, M$  olarak tanımlandığında da kural bu noktalara göre değıştirilir. Diğer bir deyişle, alıcının, güç yükseltcinin etkisini bildiği kabul edilir.





Şekil 2.3: 2/4 QAM sinyal kümesi.  $s_i^1, s_i^2$ : güç yükseltecinden önceki birincil ve ikincil sinyaller.  $(s_i^1)^{PA}, (s_i^2)^{PA}$  güç yükseltecinden sonraki birincil ve ikincil sinyaller

**Çift katmanlı kiplmeler için karar verme kuralı:** Çift katmanlı kiplmelerde de alıcı tarafında algılayıcı olarak, tek katmanlı kiplmelerde kullanılan en küçük uzaklık algılayıcısı en iyi olmaktadır. Ancak, çift katmanlı dördün kiplmeleri için algılama işlemi iki aşamalı olarak çalışır:

1. Birincil sembollere, birincil sembol kümesini kullanarak karar vermek.
2. İkincil sembollere, ikincil sembol kümesini kullanarak karar vermek.

Bir 2/4QAM kiplmesinde,  $s_i^2, i \in \{1, 2, 3, 4\}$  ikincil bitleri ve  $s_i^1, i \in \{1, 2\}$  birincil bitleri belirtsin. Güç yükselteci etkisi olmadığında, birincil ve ikincil bitler arasındaki  $k$  katsayısına uygun olarak elde edilen sinyal kümesinde  $s_1^2$  ve  $s_4^2$  orta noktası  $s_1^1$  olarak karar verilebilir ve bu en uygun karar verme yöntemi olarak kullanılabilir.

Ancak, güç yükseltecinin varlığında, Şekil 2.3'te görüldüğü gibi sembollerin dönme ve sıkışma oranları genliklerine bağlı olduğundan, birincil ve ikincil bitler birbirinden bağımsız olarak yer değiştirirler. Bunun sonucunda, fiziksel olarak gönderilmeyen, ikincil bitlerden elde edilmesi gereken birincil bitler için aynı karar verme yöntemi artık en iyi olmamaktadır. Çünkü güç yükseltecinden geçtikten sonra alınan ikincil semboller,  $(s_1^2)^{PA}$  ve  $(s_4^2)^{PA}$  şeklinde ifade edilirse,

$$\frac{[(s_1^2)^{PA} + (s_4^2)^{PA}]}{2} \neq (s_1^1)^{PA} \quad (2.15)$$

eşitsizliği elde edilir. Bu durumda birincil sembollere karar verme kuralı olarak

$$P((s_1^2)^{PA} \cup (s_4^2)^{PA} | y) \underset{(s_2^1)^{PA}}{\overset{(s_1^1)^{PA}}{\geq}} P((s_2^2)^{PA} \cup (s_3^2)^{PA} | y) \quad (2.16)$$

a posteriori olasılığı yazılabilir.  $y$  alınan sinyali ve  $N_0$  gürültü değişintisini ifade etmektedir.

$$P((s_1^2)^{PA} \cup (s_4^2)^{PA}) = P((s_1^2)^{PA}) + P((s_4^2)^{PA}) \quad (2.17)$$

$$P((s_1^2)^{PA} \cup (s_4^2)^{PA} | y) = P((s_1^2)^{PA} | y) + P((s_4^2)^{PA} | y) \quad (2.18)$$

$$P(s | y) = \frac{f(y|s)P(s)}{f(y)} \quad (2.19)$$

$$f(y|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp^{-(y-s)^2/2N_0} \quad (2.20)$$

İkincil bitlerin ayrık olması (2.17)'deki gibi sembollerin birleşik olasılıklarının, ayrık olasılıklarının toplamı olarak yazabilmesini sağlar. Bu da (2.18) yani koşullu olasılıklarının da ayrık olarak yazılabilmesi demektir. Bir olasılığı, (2.19) şeklinde olasılık yoğunluk fonksiyonuna bağlı olarak yazmak mümkündür. Tüm ikincil bitlerin olasılığı eşit olduğundan  $P(s)$  tüm semboller için eşittir.  $f(y)$ , yani alınan sinyalin olasılık yoğunluk fonksiyonu da tüm semboller için aynıdır. Bu durumda (2.16) fonksiyonu olasılık yoğunluk fonksiyonlarına indirgenebilir

$$f(y|(s_1^2)^{PA}) + f(y|(s_4^2)^{PA}) \underset{(s_3^1)^{PA}}{\overset{(s_1^1)^{PA}}{\geq}} f(y|(s_2^2)^{PA}) + f(y|(s_3^2)^{PA}). \quad (2.21)$$

Birincil bitler için güç yükseltici varlığında en iyi karar verme koşulu

$$\exp^{-(y-(s_1^2)^{PA})^2/2N_0} + \exp^{-(y-(s_4^2)^{PA})^2/2N_0} \underset{(s_2^1)^{PA}}{\overset{(s_1^1)^{PA}}{\geq}} \exp^{-(y-(s_2^2)^{PA})^2/2N_0} + \exp^{-(y-(s_3^2)^{PA})^2/2N_0} \quad (2.22)$$

olarak elde edilir.

Sonuç olarak, Şekil 2.3'te gösterildiği gibi, fiziksel olarak birincil semboller, ikincil sembollerden bağımsız olarak alınmış ve güç yükseltecinden geçirilip bir birincil semboller referans kümesi oluşturulmuştur:  $(s_i^1)^{PA}, i \in \{1, \dots, N\}$  ve N birincil sembol kümesi büyüklüğüdür. İkincil bitler için referans kümesi ise tek katmanlı kiplemelerde olduğu gibi,  $(s_i^2)^{PA}, i \in \{1, \dots, M\}$  şeklindedir ve M, ikincil sembol kümesi büyüklüğüdür. Böylece iki aşamalı olarak en iyi karar verme yöntemi kullanılmış olur.

Çift katmanlı kiplemeler için darbe şekli ile yapılan benzetimlerde karar verme, birincil bitler için referans sinyal kümesi  $(s_i^1)^{PA,PS}, i \in \{1, \dots, N\}$  ve ikincil bitler için referans sinyal kümesi  $(s_i^2)^{PA,PS}, i \in \{1, \dots, M\}$  olmak üzere aynı şekilde iki aşamalı olarak yapılır.

**Darbe şekli olmadığında SNR tanımı:** Güç yükseltecinde etkilenen sembollerin sıkışmaya ve dönmeye maruz kaldığı belirtilmişti. Alınan ortalama sembol gürültü oranı da buna göre değişiklik göstermektedir.

Şekil 2.4'te bir BPSK ile kiplenmiş sinyal, güç yükseltecinden geçtikten sonra genlik ve faz değişimine uğrayıp  $s_i^{PA}, i = 1, 2$  sinyallerine dönüşür. Burada verici tarafındaki ortalama sinyal gürültü oranı

$$\left( \frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0} \right)^{BPSK} = \frac{d}{N_o} \quad (2.23)$$

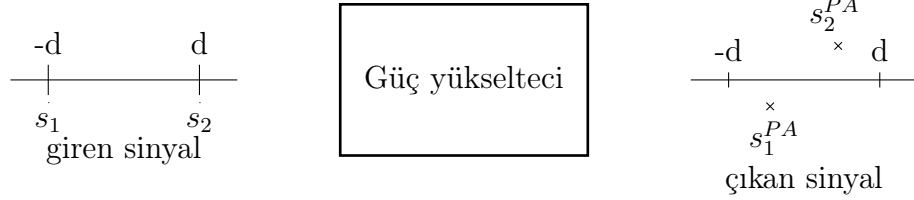
şeklindeyken, alınan sinyal gürültü oranı

$$\left( \frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0} \right)^{BPSK} = \frac{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=2} |s_i^{PA}|^2}{N_o} \quad (2.24)$$

şeklinde yazılır.  $N_0$  gürültü değişintisini ifade etmektedir. Tüm tek katmanlı dördün kiplenimleri için bu formül

$$\left( \frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0} \right)^{MQAM} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^{i=M} |s_i^{PA}|^2}{N_o} \quad (2.25)$$

formunda yazılabilir. Burada,  $s_i^{PA}$  güç yükseltecinden geçtikten sonra alınan sinyali, M sinyal kümesinin büyüklüğünü belirtmektedir.



Şekil 2.4: BPSK kiplemesi için darbe şekli kullanılmadığında alınan ortalama sinyal gürültü oranının hesaplanması

Çift katmalı kiplemelerde alınan ortalama sembol gürültü oranı, ikincil sembollerin ortalama alınan sembol gürültü oranı olarak tanımlanır. Çünkü fiziksel olarak birincil semboller iletilmediğinden, birincil semboller için ortalama sembol gürültü oranı hesaplamak anlamsızdır.

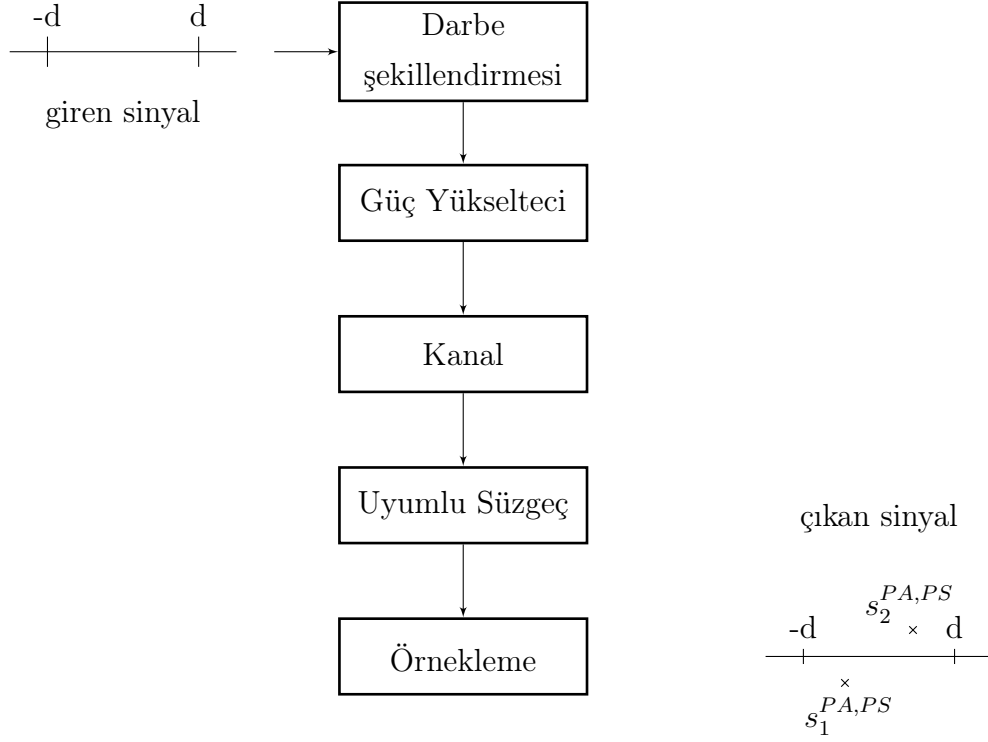
Tek katmanlı dördün kiplemelerinde olduğu gibi Şekil 2.4 şeması kullanılarak güç yükselteci çıkışındaki ikincil semboller, M ikincil sembollerin sinyal kümesi büyüklüğü olmak üzere,  $(s_i^2)^{PA} \in \{1, \dots, M\}$  elde edilir. Gürültü değişiminin aynı şekilde  $N_0$  olduğu varsayılmaktadır. Alınan ortalama sinyal gürültü oranı tüm N/M QAM kiplmeleri için,

$$\left( \frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0} \right)^{N/MQAM} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^{i=M} |(s_i^2)^{PA}|^2}{N_0} \quad (2.26)$$

olarak tanımlanmaktadır.

**Darbe şekli olduğunda SNR tanımı:** Darbe şekli olmadığına kullanılan sembol başına alınan sinyal gürültü oranları, darbe şekillendirmesi ile güç yükselteci bir arada kullanıldığında geçerli olmamaktadır. Bir sembol darbe şekillendirilip ideal kanaldan alınıp uyumlu süzgeçten geçirilip mükemmel eşzamanlama ile uygun yerlerde örneklendiğinde eksiksiz olarak geri elde edilebilirdi. Güç yükselteci ise, darbe şeklini bozarak, alınan sembollerin iletilen sembollerle birebir aynı olmasını engeller. Bunun sebebi, güç yükseltecinin darbe şeklini sıkıştırmaya maruz bırakmasıdır. Bu sebeple, sembol başına alınan sinyal gürültü oranları,

örnek olarak BPSK kiplemesi için verilen Şekil 2.5'teki gibi elde edilen  $s_1$  ve  $s_2$  sembollerinin üzerinden hesaplanır.



Şekil 2.5: BPSK kiplemesi için darbe şekli kullanıldığında alınan ortalama sinyal gürültü oranının hesaplanması

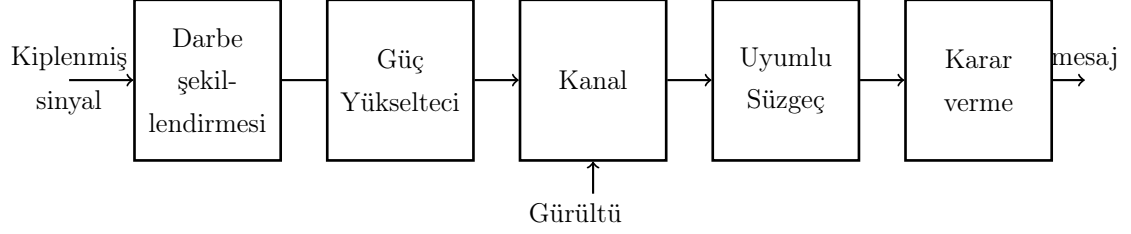
BPSK için verilen sinyal gürültü oranı (2.23) şeklinde yazılmaktaydı. Alınan sinyal gürültü oranı

$$\left(\frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0}\right)^{BPSK} = \frac{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=2} |s_i^{PA,PS}|^2}{N_o} \quad (2.27)$$

şeklinde yazılır. Tüm tek katmanlı dördün kiplenimleri için sembol başına alınan ortalama sinyal gürültü oranı

$$\left(\frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0}\right)^{MQAM} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^{i=M} |s_i^{PA,PS}|^2}{N_o} \quad (2.28)$$

haline genelleştirilebilir. Burada  $s_i^{PA,PS}$  darbe şeklinden ve güç yükseltectinden geçmiş alınan sembolleri, M ise kiplemenin boyutu ifade etmektedir.



Şekil 2.6: Güç yükselteci etkisinin incelenme şeması

Çift katmanlı kiplenmeler için yine Şekil 2.5 şeması kullanılarak elde edilen

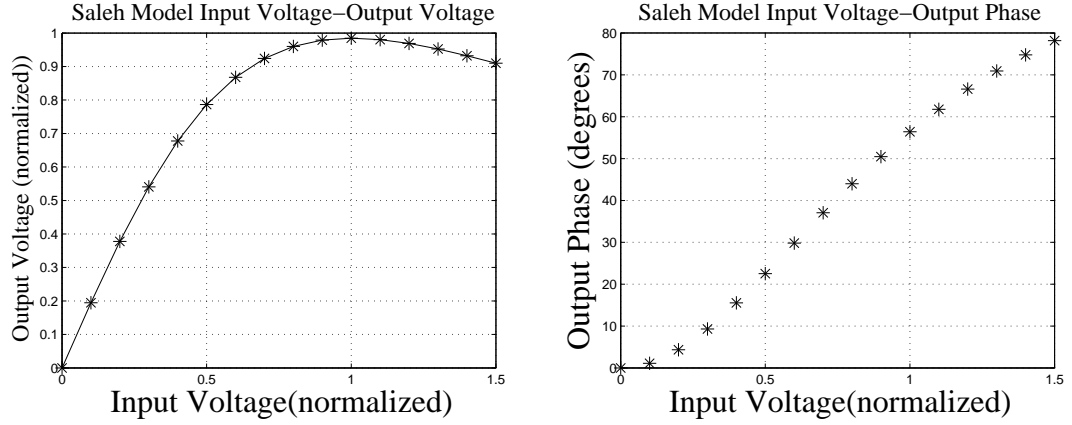
$$\left(\frac{\mathcal{E}_{s,av}}{N_0}\right)^{N/MQAM} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{i=M} |(s_i^2)^{PA,PS}|^2 \quad (2.29)$$

eşitliği, ikincil sembollerin alınan ortalama sembol gürültü oranını tanımlamaktadır.  $(s_i^2)^{PA,PS} \in \{1, \dots, M\}$  darbe şekli varken güç yükselteciden ve uyumlu süzgeçten alınan ikincil sembolleri ifade eder.

Bu bölümde, güç yükseltecinin etkileri Saleh ve Arctangent modelleri üzerinden Şekil 2.6'daki şema kullanılarak incelenir. Şekil 1.1'de görülen analog upconversion, analog downconversion, eşzamanlama, sembol zamanlaması, kanal ve taşıyıcı frekans kayması kestirimi blokları ideal kabul edilmekte, darbe şekli ve güç yükseltecinin etkileri Şekil 2.6'daki sistemle analiz edilmemektedir. Bu bölümde kestirimler ideal kabul edildiği için öğrenme dizisi de kullanılmayacaktır. Beyaz Gauss gürültüsü kanalı ve düz sönümlü Rayleigh kanallar üzerinden olmak üzere, belirlenen tüm tek ve çift katmanlı dördün genlik kiplenimleri (QAM, Quadrature amplitude modulation) için sistem performansı ayrı ayrı incelenmektedir. Darbe şeklinin etkilerini görmek amacıyla, darbe şekli olmayan durum, Şekil 2.6'daki darbe şekillendirme ve uyumlu süzgeç bloklarının ideal olduğu durum, ile alınan ortalama bit başına sembol gürültü oranına ( $SNR_{bit} = SNR_{sembol}/\log_2 M$ ) bağlı olarak elde edilen sembol/bit/paket hata oranları üzerinden karşılaştırmalar yapılır. Ancak, karışıklık ve fazla tekrar olmaması adına sadece düz sönümlü Rayleigh kanallarda paket hata oranları grafikleri eklenmiş ve bu grafikler üzerinden yorumlanmıştır. Kullanılan kiplenmeler ile ilgili bilgiler Bölüm 1'de anlatılmıştır.

## 2.3 Saleh Modeli ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, Şekil 2.6'deki güç yükseltici bloğunda Saleh model kullanılarak, bu modele göre güç yükseltcinin farklı doğrusallık bölgelerinde etkileri incelenmektedir.



Şekil 2.7: Saleh model giriş voltajına göre çıkış voltaj ve faz değişimleri

AM-AM ve AM-PM karakteristiklerinin giriş ve çıkış sinyal genliğine göre normalize olarak ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$A(r) = \frac{\alpha \frac{r}{V_{in,max}}}{1 + \beta \frac{r^2}{V_{in,max}^2}} V_{out,max} \quad (2.30)$$

$$\phi(r) = \frac{\alpha \frac{r^2}{V_{in,max}^2}}{1 + \beta \frac{r^2}{V_{in,max}^2}} V_{out,max} \cdot \quad (2.31)$$

$V_{in,max}$  giriş genliğinin maksimum olduğu genliği,  $V_{out,max}$  ise giriş genliğinin maksimum olduğu durumdaki çıkış genliğini belirtir. Bu çalışmada, bu model için kullanılan parametreler

- $\alpha = 1.9638$
- $\beta = 0.9945$

- $V_{in,max} = 1$
- $V_{out,max} = 1$

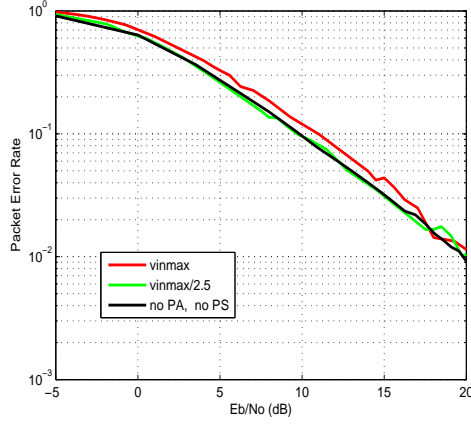
olarak belirlenir [2]. Bu parametrelere göre elde edilen normalize giriş sinyaline bağlı olarak normalize çıkış sinyal genlik ve çıkış sinyal faz eğrileri Şekil 2.7’de görülmektedir.

### 2.3.1 Tek Katmanlı Dördün Kipler için Saleh Modeli

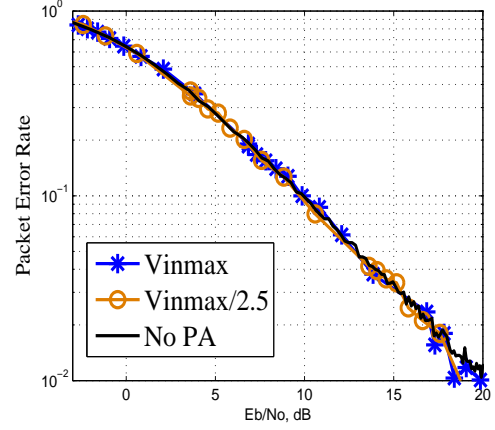
Tek katmanlı dördün kiplerinde sinyal kümelerindeki en yüksek genlikli sembolün genliği  $d$  olmak üzere,  $d = V_{in,max}/\nabla$  seçilerek yapılan normalizasyon işlemi ile, güç yükseltecinin ne kadar zorladığı yani ne kadar doğrusal olmayan bölgede çalıştığı kontrol altına alınır. Şekil 2.7’de görüldüğü gibi  $d > V_{in,max}$  olmaya başladığında, giren sinyal genliği güç yükseltecinden azalarak çıkmaktadır, ve bu istenen bir durum değildir. Bu sebeple  $\nabla > 0$  seçilerek, güç yükseltecinin daha doğrusal bölgesinde kalmak amaçlanmıştır. Benzetimlerde  $\nabla$ ’nın üç farklı durumu ele alınmıştır. Bu durumlar:

- $\nabla = 1$  durumu: Güç yükseltecinin en yüksek çıkış sinyali genliğine ulaştığı, ancak doğrusal olmayan bölgede çalıştığı durumdur. Çıkış fazının da diğer durumlara göre en fazla olduğu, sonuç olarak sembollerin en fazla dönmeye ve sıkışmaya maruz kaldığı durumdur.
- $\nabla = 2.5$  durumu: Önceki duruma göre daha doğrusal olan bu bölgede, güç yükseltecinin sıkıştırma ve döndürme etkisi biraz daha azalmaktadır.
- $\nabla = 5$  durumu: Güç yükseltecinin doğrusal bölgesinde çalıştırılmasına denk gelen bu durumda, doğrusalsızlığın sebep olduğu performans kaybı en aza indirilebilir.

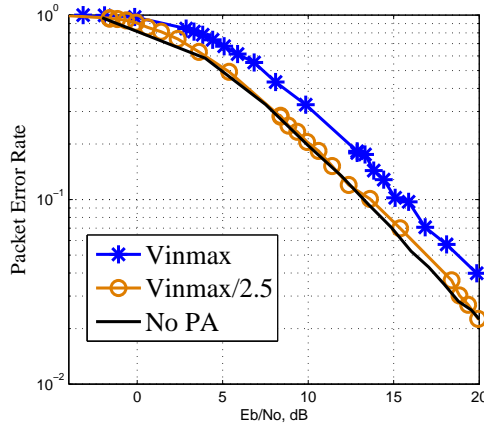




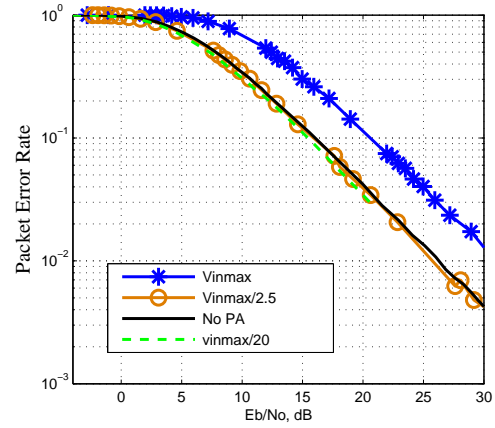
(a)



(b)



(c)

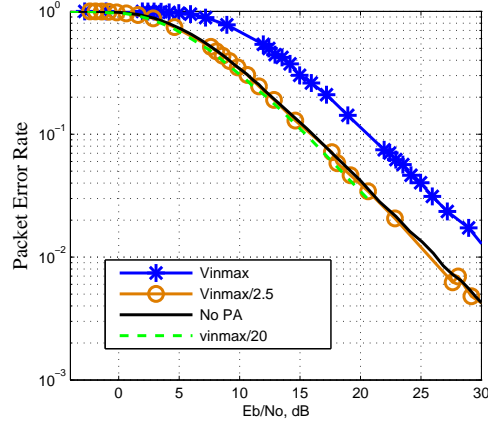


(d)

Şekil 2.8: Tek katmanlı kiplenmeler için düz Rayleigh sönümlü kanal altında alınan sinyal gürültü oranına karşılık elde edilen paket hata oranlarının güç yükseltecinin  $\nabla = 1$  ve  $\nabla = 2.5$  durumları için karşılaştırılması. (a) BPSK, (b) 4QAM, (c) 16QAM, (d) 32QAM.

### 2.3.1.1 Darbe Şekillendirmesi Olmadığında Saleh Modeli Güç Yükseltici

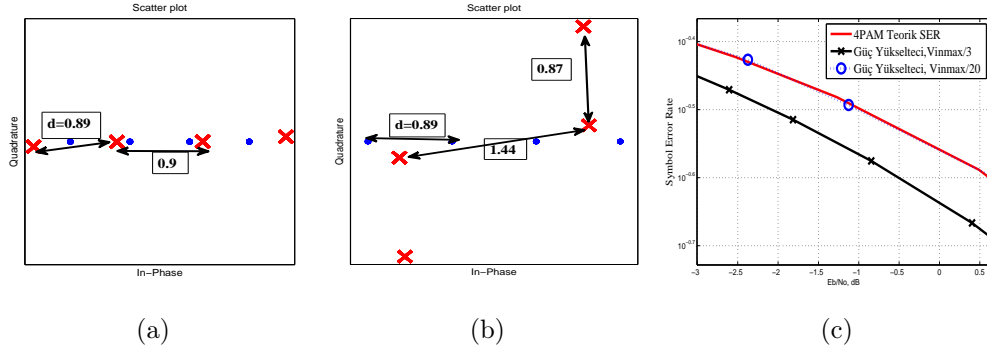
Darbe şekillendirmesi olmadığında, Şekil 2.6'dan darbe şekli ve uyumlu süzgeç çıkarılır. Kiplenmiş sinyal güç yükseltici etkisine maruz kaldıktan sonra kanala verilir. Alıcı tarafında, kanaldan gelen sinyal mükemmel kanal bilgisi kullanılıp en küçük uzaklık algılayıcısına sokularak mesaj elde edilir.



Şekil 2.9: 32QAM kiplemesinde güç yükseltecinin yeterince doğrusal olan bölgelerinde teorikten daha iyi performanslar elde edilebilir.

BPSK kiplemesi orijin etrafında simetrik bir sinyal kümesine sahip olması dolayısıyla, her iki sembol de, aynı derecede genlik ve faz değişimine uğrarlar. Alınan sinyal kümesi, temel BPSK sinyal kümesinin belirli bir açı ile döndürülmüş ve sembollerin orijine olan uzaklığı uzaklığın değişmiş haline denk olur. Sistem performansları alınan SNR'a göre incelendiği için, güç yükselteci olan durum ile güç yükselteci olmayan durum sonucundaki başarımlar Şekil 2.8(a)'da görüldüğü gibi aynı çıkmaktadır. 4QAM sinyal kümesindeki sembollerin genliklerinin aynı olması, BPSK da olduğu gibi, güç yükseltecine giriş genliklerinin aynı olmasına, dolayısıyla tüm sembollerin güç yükseltecinden aynı faz ve genlik değişimiyle etkilenmesine sebep olur. Simetri bozulmadığı için 4QAM sembol, bit ve paket hata oranları da güç yükselteci olmayan duruma göre aynı kalmaya devam etmektedir. Şekil 2.8(b)'de 4QAM kiplemesi için Rayleigh sönümlü kanalda elde edilen paket hata oranı eğrileri görülmektedir.

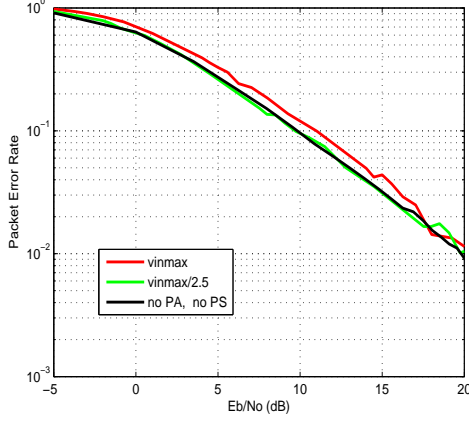
16QAM sinyal kümesinde iç çember üzerindeki iç semboller ile dış çember üzerindeki dış semboller, genlik farklılıklarından dolayı güç yükseltecinden farklı etkilenmektedirler. Bunun sonucunda karar verme yöntemi ideal olsa dahi performansta kayıplar gözlenmektedir. Özellikle 16QAM sinyal kümesindeki orijine en uzak sembolün genliğinin  $V_{in,max}$  olduğu durumda dıştaki sembollerin fazla zorlanması performansta gözle görülür bir azalmaya sebep oluyor. Şekil 2.8(c)'de 15 dB SNR'da paket hata oranında 2 dB'lik kayıp olduğu görülebilir.



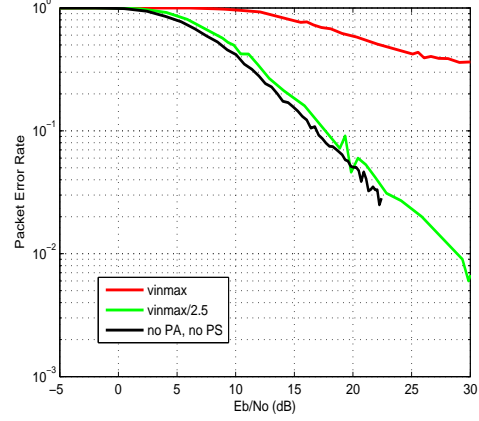
Şekil 2.10: Beyaz Gauss gürültüsü kanalında 4PAM kiplemesinde güç yükseltcinin doğrusalsızlığının sistem performansına olumlu bir etki yapabileceğinin gözlemlenmesi. (a)  $\nabla = 20$  durumu, (b)  $\nabla = 3$  durumu, (c)  $\nabla = 3$  ve  $\nabla = 20$  için sembol hata oranı eğrileri.

32 ve 64QAM için de 32QAM'de  $V_{in,max}/\nabla$ 'nın artışı ile güç yükseltcinin daha çok doğrusal olmayan bölgesinde çalışılması sonucu performans azalışı gözlemlenir. Ancak 32QAM'de göze çarpan bir diğer nokta, özellikle paket hata oranı grafiklerinden anlaşıldığı üzere, güç yükseltcinin yeterince doğrusal bölgelerinde çalışırken, güç yükseltci olmayan duruma göre avantajlı bir hale gelmesidir. Şekil 2.9'da kesikli çizgilerle ifade edilen  $V_{in,max}/20$  durumunda güç yükseltci oldukça doğrusal bir bölgede çalışmaktadır. Pozitif etki şekilde görülmektedir.

Daha basit bir sinyal kümesine sahip olan 4PAM için güç yükseltcinin doğrusal bölgesinde ve güç yükseltci olmayan durumdaki normalize sinyal kümelerini karşılaştırılarak güç yükseltcinin bazı kiplemelerde bazı bölgelerde çalışırken avantajlı bir sinyal kümesi oluşturabileceği görülebilir. Şekil 2.10(a) ve (b)'de noktalar güç yükseltci olmayan normalize 4PAM sinyal kümesini, çarpılar ise güç yükseltci olduğunda farklı  $d$  değerleri için normalize sinyal kümelerini gösterir. Semboller arası mesafeler grafik üzerinde belirtilmiştir. Bu sinyal kümeleri için yapılan benzetimlerle 4PAM için, doğrusallık azaldıkça, güç yükseltci olmayan duruma göre daha iyi bir sembol hata oranı elde edildiği Şekil 2.10(c)'de görülmektedir. Bu da tek katmanlı Çapraz 32QAM için güç yükseltci doğrusal bölgede çalışırken, güç yükseltci olmayan duruma göre iyi sonuçlar elde edilebileceğini açıklamaktadır.



(a)



(b)

Şekil 2.11: BPSK'nın simetrik sinyal kümesine karşın 64QAM'in yoğun sinyal kümesi paket hata oranında oldukça fazla kayba sebep olmaktadır. BPSK'nın simetrikliğinin yararı da darbe şekillendirmesi ile etkisini kaybetmiştir. (a) BPSK, (b) 64QAM.

### 2.3.1.2 Darbe Şekillendirmesi ve Saleh Modeli Güç Yükseltici

Darbe şekli olarak kullanılan kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinin tek katmanlı kiplemelerdeki etkileri incelenmiştir. Darbe şekli olmadığı BPSK ve 4QAM kiplemelerinin orijin etrafında simetrik olmasının sonucunda sistem performansının teorik performansına göre aynı kaldığı Şekil 2.11(a)'da gözlemlenmektedir. Güç yükseltici olmadığına gürültüsüz kanaldan alınıp uyumlu süzgeçten geçip doğru anlarda örneklenen sinyaller  $s_i^{PA,PS}$  gönderilen sinyallere eşitti. Ancak güç yükseltcinin kullanımı bunu engeller.  $\nabla$  küçüldükçe gönderilen sinyalin maruz kaldığı sıkıştırma artar ve artık BPSK ve 4QAM için de paket hata oranlarında kayıp gözlemlenir. Ayrıca yeterince yüksek sembol gürültü oranlarında benzetim yapıldığında darbe şekillendirmesinin güç yükseltici ile birlikte kullanımının bir hata tabanına sebep olduğu gözlemlenebilir.

Sembol uzayının büyümesi ile yoğunlaşan sembol kümesi doğrusalsızlığın sistem performansına etkisini iyice artırmaktadır. Bu kümelerde simetrisinin olmaması, iç ve dış sembollerin farklı genliklere sahip olması da güç yükseltcinin etkisini artırmaktadır. Ayrıca hata tabanının olduğu paket hata oranı değerleri de

Çizelge 2.1: Tüm tek katmanlı kiplemelerde güç yükseltecinin  $\nabla = 1$  ve  $\nabla = 2.5$  durumları için ve teorikte elde edilen 0.05 PER değerinde elde edilen bit başına ortalama SNR (dB) değerleri

	<i>BPSK</i>	<i>4QAM</i>	<i>8QAM</i>	<i>16QAM</i>	<i>32QAM</i>	<i>64QAM</i>
<i>Teorik</i>	13	13	15.68	16	19	20
$V_{in,max}/2.5$	13	13	15.68	16.5	19	21.5
$V_{in,max}$	14	14	16.6	17.5	21	ölçülemiyor

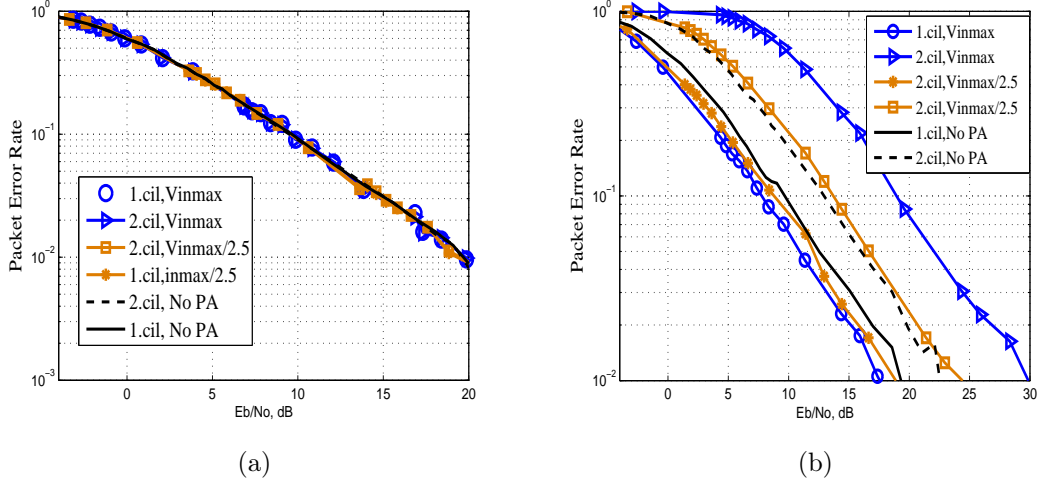
sinyal kümesi büyüdükçe artmaktadır. 64QAM için Şekil 2.11(b)'de düz Rayleigh sönümlü kanalda paket hata oranı eğrisinde hata tabanı ve oldukça fazla olan performans kaybı gözlemlenmektedir.  $V_{in,max}$  durumunda paket hata oranı eğrisi 0.3'de hata tabanı oluşturmakta, SNR 30 dB iken teorik eğriye göre kayıp yaklaşık 20 dB'lere ulaşmaktadır. Kullanılan tüm kiplmeler için Rayleigh sönümlü kanalda 0.05 paket hata oranına karşılık gelen bit başına sembol gürültü oranları Çizelge 2.1'de verilmiştir. Tablodan anlaşıldığı üzere  $\nabla = 2.5$  durumu daha doğrusal bir bölge olduğundan paket hata oranları fazla değişmemekte,  $\nabla = 1$  durumu ise doğrusal olmayan alana girdiği için tüm kiplmelerde, özellikle 64QAM'de belirgin olmak üzere, performans kaybı yaşanmaktadır.

### 2.3.2 Çift Katmanlı Dördün Kiplmeler için Saleh Modeli

Bu çalışma kapsamında ele alınan çift katmanlı kiplmeler hakkındaki ayrıntılı bilgiler Giriş bölümünde verilmiştir. Bölüm 2.3.1'de tek katmanlı dördün kiplmeleri için belirtildiği gibi, çift katmanlı dördün kiplmeler için de, güç yükseltecinin zorlanmasını kontrol altında tutabilmek için, sinyal kümesindeki en yüksek genlikli sembolün genliği  $V_{in,max}/\nabla$  ile sınırlanır. Birincil semboller arasındaki mesafe  $2d_1 = 2k \times 2d_2$  formülü ile belirlenir.  $\nabla$ 'nın anlamı tek katmanlı dördün kiplmeler için olan anlamıyla aynıdır. Çift katmanlı dördün kiplmeler için de  $\nabla \in \{1, 2.5, 5\}$  değerlerini alarak birincil ve ikincil sembollerdeki etkileri incelenir.

Kullanılan kiplleme yöntemlerinden 2/4QAM için  $k = 1$ , 2/8, 4/8, 2/16, 4/16, 8/16, 16/64 QAM için  $k = 2$ , 4/64 QAM için  $k = 4$  olarak seçilerek benzetimler

yapılmıştır.



Şekil 2.12: 2/4QAM ve 2/8QAM için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık paket hata oranı grafikleri. (a) 2/4QAM, (b) 2/8QAM.

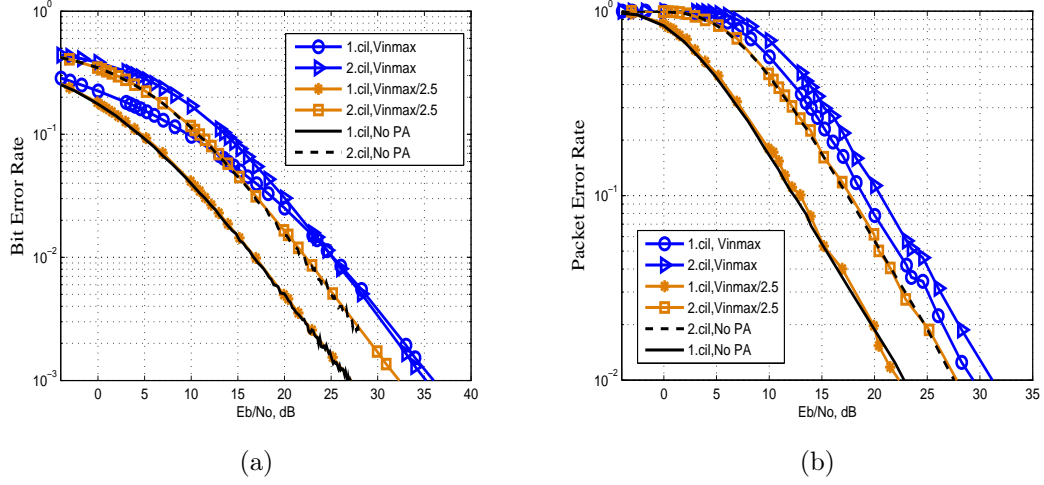
### 2.3.2.1 Darbe Şekillendirmesi Olmadığında Saleh Modeli Güç Yükseltici

Tek katmanlı kipler için kullanılan yöntem ile çift katmanlı kiplerlerin birincil ve ikincil sembollerinin darbe şekli olmadığına güç yükselticiden nasıl etkilendiği incelenmiştir. Sistem performansı alınan ortalama sembol gürültü oranına göre elde edilen sembol/bit/paket hata oranları üzerinden incelenir.

Kullanılan hiyerarşik kiplerlerden 2/4QAM için  $k = 1$  seçilmesiyle sinyal kümesinin tek katmanlı 4QAM kiplerine eşit olduğu, doğal olarak  $\nabla$ 'nın değişmesiyle sinyal kümesindeki orijine göre simetrikliğin bozulmadığı, sonuç olarak birincil ve ikincil bitler için sembol/bit/paket hata oranlarının değişmediği Şekil 2.12(a)'da gözlemlenmiştir.

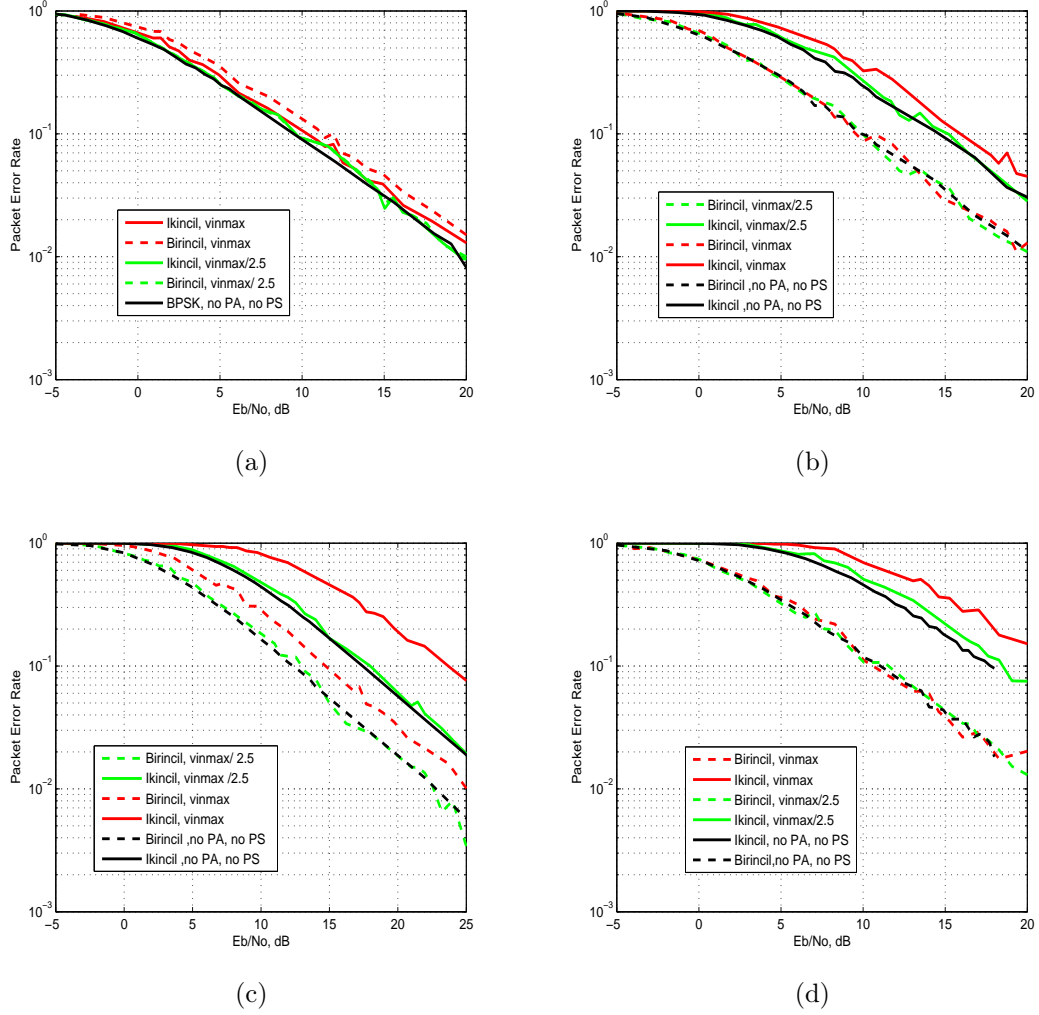
Toplam 3 bitin gönderildiği hiyerarşik kiplerlerde özellikle belirgin olarak farkedilen ilginç bir durum, ikincil bitlerin güç yükselticinin artan doğrusal olmayan etkileriyle bozulması sonucu kümelenmeler oluşturarak birincil bitlerin

birbirinden uzaklaşması, doğal olarak birincil bitlerde performans artışına sebep olmaktadır.



Şekil 2.13: 8/16QAM için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık bit hata oranı ve paket hata oranı grafikleri. (a) Bit hata oranı, (b) Paket hata oranı.

Daha önce 4PAM kiplemesi örnek verilerek tek katmanlı çapraz 32QAM için de böyle bir durum açıklanmıştır. Şekil 2.12(b)'de 2/8QAM için Rayleigh sönümlü kanalda elde edilen paket hata oranı grafiğinde, ikincil bitler  $\nabla = 1$  durumunda performans kaybı yaşarken, birincil bitlerin bu durumdan olumlu etkilendiği görülebilmektedir. Diğer hiyerarşik kiplemelerde de benzer durumlar oluşmaktadır. Ancak burada bütün grafikler karışıklık yaratmaması için sunulmamaktadır. 8/16QAM sinyal kümesinin yoğunluğu,  $\nabla = 1$  için, ikincil bitlerin çok fazla bozulmasına, birincil bitlerin de bu durumdan olumlu yararlanamamasına sebep olmaktadır. Bunun sonucunda, birincil bitler Şekil 2.13(a)'da bit hata oranı eğrisinde görüldüğü gibi çok fazla bozulmaktadır. Birincil bitler için 0.01 bit hata oranında yaklaşık olarak 6 dB kayıp elde edilmekte ve bu kayıp giderek artmaktadır.

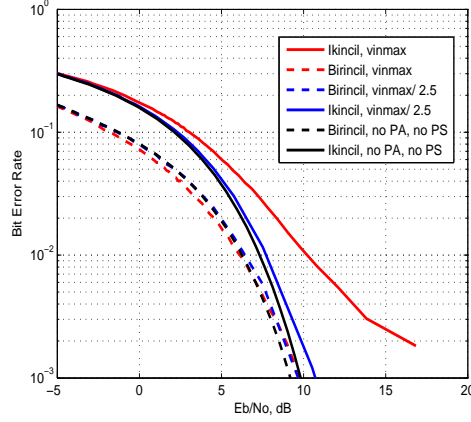


Şekil 2.14: Çift katmanlı bazı kipler için Rayleigh sönümlü kanalda bit başına alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık paket hata oranı grafikleri. (a) 2/4QAM, (b) 4/8QAM, (c) 8/16QAM, (d) 4/64QAM.

### 2.3.2.2 Darbe Şekillendirmesi ve Saleh Modeli Güç Yükseltici

Çift katmanlı kipler için, Şekil 2.6’da belirtilen darbe şekillendirmesi ve uyumlu süzgeç bloklarının varlığında, birincil ve ikincil sembollerin güç yükselticiden nasıl etkilendikleri bu bölümde incelenmektedir. Bu incelemeler, alınan ortalama sembol gürültü oranına karşılık çizdirilmiş bit/sembol/paket hata oranları üzerinden yapılmaktadır.

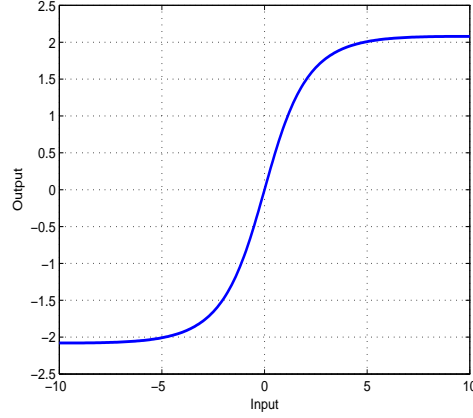




Şekil 2.15: 2/8QAM bit hata oranı eğrisi

Benzetimler sonucunda, darbe şeklinin ikincil ve birincil sembolleri farklı olarak etkilediği sonucuna varılacaktır. Bu sonuçlar, çok katmanlı kiplemenin, öngörüldüğü şekilde, farklı koruma oranları sağlayarak güç yükseltici gibi doğrusal olmayan bir bozulmanın etkisini tersine çevirebileceğini göstermektedir.

2/4QAM için paket hata oranı grafikleri Şekil 2.14(a)'da mevcuttur. Burada dikkat çekici nokta,  $V_{in,max}$  için birincil bitlerdeki bozulmanın ikincil bitlere göre daha fazla olmasıdır. Şekil 2.14(b),(c) ve (d)'de sırasıyla 4/8QAM, 8/16QAM ve 4/64QAM çift katmanlı kiplemelerinin Rayleigh sönümlü kanaldaki paket hata oranı performanslarının güç yükseltici ve darbe şekli olmadığı durum ile karşılaştırılması bulunmaktadır. 4/64QAM için 2 bitlik sembollerden oluşan birincil bitlerdeki bozulmanın, toplamda 4 bit içeren sembollerden oluşan ikincil bitlerdeki bozulmaya göre ne kadar az olduğu görülebilir. Darbe şekli olmadığında güç yükseltcinin doğrusalsızlığının ikincil bitleri bozarken, bu sırada birincil bitleri birbirinden uzaklaştırıp performanslarında artışa sebep olduğu gözlemlenmişti. Darbe şekli kullanıldığında paket hata oranlarında bu etki anlaşılmasa da, Şekil 2.15'te AWGN kanalda 2/8QAM bit hata oranı eğrisi incelendiğinde, düşük SNR değerlerinde bu etki bir miktar gözlemlenmiştir. Darbe şeklinin bit, sembol ve paket hata oranlarında tüm kipleme şekilleri için, darbe şekli olmayan durumlara göre performansı düşürmesinden dolayı, bu etki de hafiflemiş, belirgin olmaktan çıkmıştır.



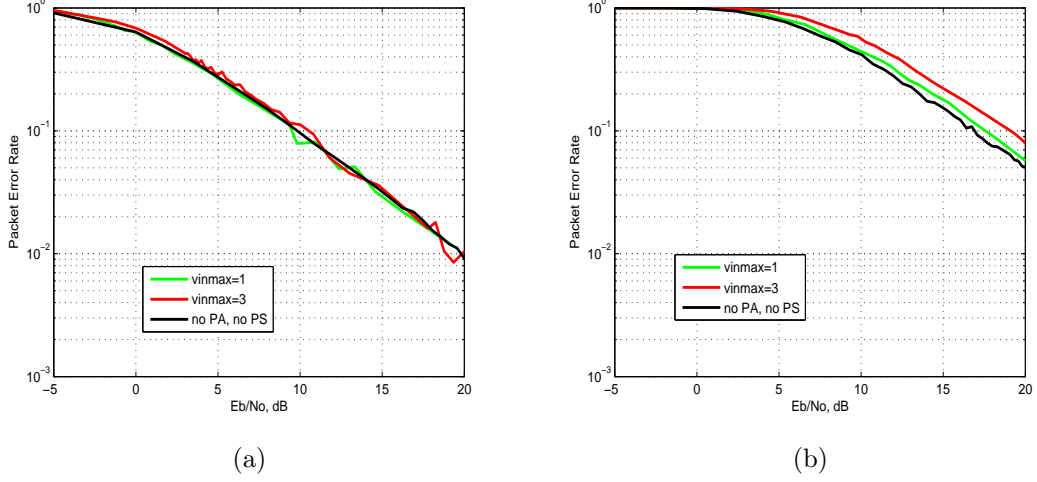
Şekil 2.16: Arctangent modeli giriş-çıkış eğrisi

## 2.4 Arctangent Modeli ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, Şekil 2.6'daki güç yükselteci bloğunda Saleh modeline alternatif olarak Arctangent modeli kullanılarak, bu modele göre güç yükseltecinin farklı doğrusallık bölgelerinde etkileri incelenmektedir. Kullanılan Arctangent modelinde giriş fazı değişmezken, giriş genliği (2.10) denklemine göre değişmektedir. Benzetimlerde bu model için kullanılan parametreler;

- $g_1 = (16 - 9i)/6.67$
- $g_2 = (-7.5 + 24i)/6.67$
- $p_1 = 0.5$
- $p_2 = 0.1875$

olarak seçilmiştir ( $i = -1$ ). Bu parametreler ile 1 dB sıkıştırma noktası 1.09 olarak belirlenir. 1 dB sıkıştırma noktası, doğrusal olmayan güç yükselteçlerinin, doğrusal bölgesinde var olan sabit kazancından 1 dB azaltan giriş sinyalinin değeridir. Bu değerden sonra güç yükseltecinini saturasyon bölgesine girdiği anlaşılmaktadır. Bu gibi ölçümler, doğrusal olmayan cihazlar hakkında bilgi verdiği için önemlidir. Bu parametreler doğrultusunda Arctangent modelinin giriş-çıkış sinyal karakteristiği Şekil 2.16'daki gibidir.



Şekil 2.17: Tek katmanlı BPSK ve 64QAM için darbe şekillendirmesi altında Arctangent modelinin etkileri. (a) BPSK, (b) 64QAM.

Arctangent modeli darbe şekli olan durumlar için incelenmiştir. Tek ve çift katmanlı kiplmeler için 240 sembolden oluşan fiziksel katman paketleri oluşturulmuştur. Her 240 sembolük paket, kipleme türüne göre  $240 \times \log_2 M$  kadar bit içermektedir. Her fiziksel katman paketi Şekil 2.6'daki gibi darbe şekillendirmesine maruz bırakıldıktan sonra, darbe şekilli sinyalin en yüksek genlik değeri  $V_{in,max}$ 'a eşitlenerek güç yükselteciye girer. Böylece, güç yükseltecinin zorlanması kontrol altına alınır. Çalışmanın Arctangent modeli ile ilgili olan bu kısmında yapılan benzetimlerde  $V_{in,max} = \kappa, \kappa \in \{1, 3\}$  olmak üzere güç yükseltecinin iki farklı bölgesinde elde edilen başarımlar karşılaştırılmıştır.

## 2.4.1 Tek Katmanlı Dördün Kiplmeler için Arctangent Modeli

Arctangent modeli ile güç yükselteci etkisinin tek katmanlı kiplmeler üzerindeki etkileri Saleh modelinde olduğu gibi alınan ortalama sembol gürültü oranına göre elde edilen sembol/bit/paket hata oranları cinsinden incelenmiştir. Şekil 2.5 blok şemasında güç yükselteci olarak Saleh modeli yerine Arctangent modeli düşünülerek alınan ortalama sembol gürültü oranının yine aynı şekilde (2.28) denklemi olarak hesaplanır.

Çizelge 2.2: Tüm tek katmanlı kiplmelerde güç yükseltecinin Arctangent modelinin  $\kappa = 1$  ve  $\kappa = 3$  durumları için ve teorikte elde edilen 0.05 PER değerinde elde edilen SNR (dB) değerleri

	<i>BPSK</i>	<i>4QAM</i>	<i>8QAM</i>	<i>16QAM</i>	<i>32QAM</i>	<i>64QAM</i>
<i>Teorik</i>	13.05	13.05	15.68	16.02	19.1	19.9
$V_{in,max} = 1$	13.05	13.05	15.68	16.2	19.2	20.8
$V_{in,max} = 3$	13.3	13.3	16	17	20	22

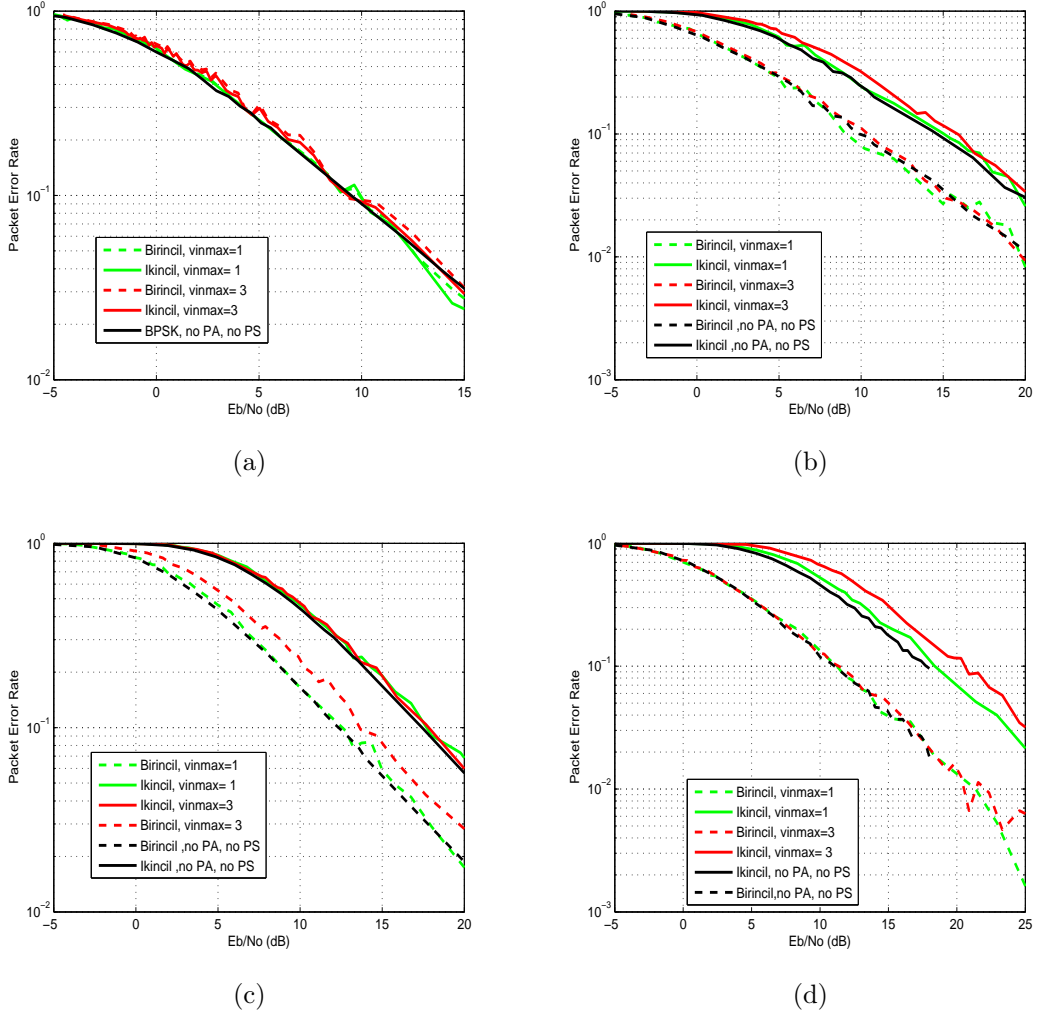
Benzetim sonuçları, arctangent modelinin Saleh modeline göre daha iyi olduğunu göstermektedir.  $\kappa = 1$  olduğunda güç yükseltecinin oldukça doğrusal bir bölgesinde çalışılmış olunur.  $\kappa = 3$  iken ise giriş genliği güç yükseltecinin sıkıştırmasına daha çok maruz kalır. Ancak bu durumda bile Saleh modelinin  $\nabla = 1$  durumu kadar performans kaybı yaşanmamaktadır.

Darbe şekillendirmesinin BPSK üzerindeki etkisi  $\kappa = 3$  durumu için bu modelde de paket hata oranında kendini göstermektedir. Ancak Şekil 2.11(a) ile karşılaştırıldığında performans kaybının Saleh modeline göre daha az olduğu Şekil 2.17(a)'da görülebilir. Kiplemenin büyüklüğü arttıkça bu bozulma da artmaktadır. 64QAM sinyal kümesinin yoğunluğu Şekil 2.17(b)'de görüldüğü gibi SNR'ın 15 dB olduğunda  $\kappa = 1$  durumu için güç yükselteci ve darbe şekillendirmesi olmayan teorik eğriye göre yaklaşık 1 dB,  $\kappa = 3$  durumu için ise yaklaşık 2 dB kayba sebep olmaktadır. 0.05 paket hatası değerine teorik eğri 19.9 dB'de,  $\kappa = 1$  eğrisi 20.8,  $\kappa = 3$  eğrisi yaklaşık 22 dB'de ulaşmaktadır. Tüm tek katmanlı kiplmeler için 0.05 paket hata oranına karşılık gelen bit başına Çizelge 2.2'de verilmiştir.

## 2.4.2 Çift Katmanlı Dördün Kiplmeler için Arctangent Modeli

Tek katmanlı kiplmeler için söylendiği gibi çift katmanlı dördün kiplmeleri de, 2.29 denklemi ile sembol gürültü oranları hesaplanır. Bit/paket/sembol hata oranları ise bit başına düşen ortalama sembol gürültü oranına,  $SNR_{bit}$ , karşılık çizdirilir. Güç yükselteci ve sembol şekillendirmesi olmayan durum ile

karşılaştırılır. Çift katmanlı bazı kipler için Şekil 2.18’de paket hata oranları mevcuttur.



Şekil 2.18: Çift katmanlı kipler için darbe şekillendirmesi altında Arctangent modelinin etkileri. (a) 2/4QAM, (b) 4/8QAM, (c) 8/16QAM, (d) 4/64QAM.

2/4QAM için darbe şekillendirmesi olan Saleh modelinde olduğu gibi birincil bitlerin ikincil bitlerden daha fazla bozulmaya uğraması bu modelde de dikkat çekmektedir. Ayrıca, ikincil bitlerdeki bozulmanın birincil bitlerin birbirinden daha da uzaklaşarak birincil bit performansını artırması da 4/8QAM paket hata oranı eğrilerinde fazla belirgin olmasa da görülebilmektedir. Diğer toplamda 3 bit gönderilen çift katmanlı kipler olan 2/8QAM’de de benzer davranış gözlemlenir. 8/16QAM için sinyal kümesinin yoğunluğu  $\kappa = 3$  durumunda birincil bitlerdeki

bozulmanın ikincil bitlerdekine göre daha kötü olmasına sebep olduğu Şekil 2.18(c)'de görülmektedir. 4/64QAM için de 2 bitten oluşan birincil katmanda gönderilen semboller için bozulma, 4 bit gönderilen ikincil katmandaki sembollere göre çok daha az olduğundan, birincil bitlerin paket hata oranındaki azalmanın ikincil bitlere göre az olduğu da Şekil 2.18(d)'de görülür.

## 2.5 Sonuç

Bu bölümde güç yükselteçlerinin tek ve çift katmanlı kiplemelerdeki etkisinin darbe şekli olan ve olmayan durumlar için iki model altında etkilerini incelendi. Arctangent modelinin Saleh modeline göre daha iyi başarıma sahip olduğu görüldü. Bu sebeple, sonraki benzetimlerde güç yükseltecinin Arctangent modelinde  $V_{in,max} = 1$  durumunda kullanılmasına karar verilmiştir.

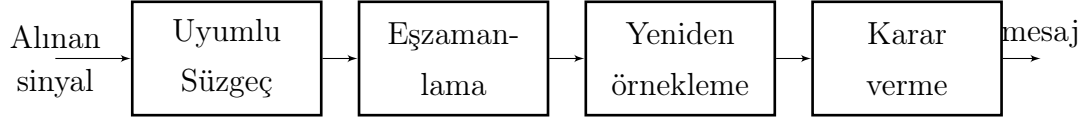
## 3. EŞZAMANLAMA

### 3.1 Giriş

Tüm sayısal alıcılarda, vericiden gelen sinyalin yayılım gecikmeleri genel olarak bilinmediği ve alınan sinyalin doğru anlarda örneklenmesi gerektiği için sinyal zamanlamalarının sinyalin kendisi kullanılarak elde edilmesi gerekmektedir. Birçok haberleşme sisteminde sinyaller belirli bir öğrenme dizisi ile başlayan paketler halinde iletilir. Alıcıda bu öğrenme dizisinin başlangıç noktasının çapraz ilinti kullanı-

arak bulunması işlemine de eşzamanlama denir. Bu şekilde sinyalin varlığı bulunduktan sonra sinyalin ne zaman örneklenmesi gerektiğinin de bulunması gerekmektedir. Temel bir yöntem ile, her darbe birden çok kez örneklenip belirli bir kritere göre en iyi olanı seçilerek optimal zamanlama bulunabilir. Bunun yanında, sembol eşzamanlaması için üç yol daha vardır. Birincisi, alıcı ve vericinin saatlerini "master" saate göre ayarlamasıdır. İkinci yol, vericinin saat frekansına göre ayarlanmış dar bantlı bir filtrenin alıcıda kullanılmasıdır. Üçüncü yol ise kendi kendine senkron olmalarıdır. Bunun için birçok yöntem geliştirilmiştir. En büyük olabilirlik zamanlama kestirimi, non-decision direkted zamanlama kestirimi (early-late receiver) bunlardan bazılarıdır [2].

Bu bölümde, ilk olarak bir öğrenme dizisi ile birlikte gelen sinyalin varlığı kestirilir. Bu noktada, sinyalin varken yok denmesi olasılıkları ve bit hata oranları ile performans ölçümü yapılır. İkinci kısımda, sembolün gerçek örnekleme değeri bulunamadığında, örnekleme hatalarının sistem başarımı üzerindeki etkileri araştırılır. Bu bölümde güç yükseltici etkisi yoktur. Taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestiriminin mükemmel olduğu varsayılmıştır. Alıcı tarafında Şekil 3.1'deki şema kullanılmaktadır.



Şekil 3.1: Eşzamanlama için kullanılan alıcı yapısı

## 3.2 Çerçeve Eşzamanlaması

Sayısal haberleşmede bilgi akışları genelde çerçeveler halinde iletilir. Çerçevelerin nerede başladığını bilmek sinyalin hatasız alınabilmesi açısından önemlidir. Her bloğun önünde kullanılan ve alıcı tarafında da bilinen eşzamanlama kelimesi ile yapılan özilinti işlemi sayesinde çerçeve eşzamanlaması yapılır. Çerçeve eşzamanlaması ilk olarak Barker tarafından ortaya atılmıştır. Barker 1953'te yayımlanan [13] çalışmasında, eşzamanlama kelimesi ile alınan sinyalin çapraz ilintisinin maksimum olduğu noktada eşzamanlamanın sağlandığını söyleyerek, çerçeve eşzamanlaması için temel bir teknik öne sürmüştür. Sonraki yıllarda [14]'te bu yöntemin, özilintinin yanında doğrusal olmayan bir düzeltme teriminin birlikte maksimum yapılmasıyla en iyilenebileceği bulunmuştur. Tek çerçeve gözlemi üzerine yapılan birçok çalışmanın yanında [15]'de birden çok çerçeve gözlemi üzerinden eşzamanlama yapılmıştır.

Eşzamanlama kelimeleri alıcı ve verici tarafından bilinen gönderilen bilgi akışının içinde belirli periyotlarla iletilen dizilerdir. Eşzamanlama kelimesi olarak bu bölümde en büyük uzunluk dizileri (maximum length sequence) kullanılacaktır [16]. Kısaca m-sequence olarak da adlandırılabilir. Bu diziler, pseudorandom(yalancı rastgele) ikili dizilerdir ve kaydırma yazmaçları ile elde edilirler.  $N = 2^m - 1$  çevrimsel kaydırma ile tüm olası ikili dizi kombinasyonlarını çıkarabilir.  $N$  ile periyodiktir ve düz bir frekans cevabına sahiptir. Burada  $m$ , en büyük uzunluk dizisinin üretilmesinde kullanılan doğrusal geri beslemeli kaydırma yazmacının uzunluğunu belirtir. Her  $m$  için var olan bir ilksel polinoma (üretici polinomu) göre kaydırma yazmaçlarının geri beslemeleri arasında bağlantılar oluşturularak m-sequence üretilir. İlksel polinom, başka bir polinomun çarpanı olmayan veya  $x^N + 1$ 'in çarpanı olan polinoma denir. Örneğin kaydırma yazmacı sayısı 3 olan bir m-sequence için,  $N = 2^3 - 1 = 7$  olduğundan  $x^7 + 1$  polinomu



Çizelge 3.1: Çeşitli uzunluklardaki m-sequence oluşturmak için kullanılan ilksel polinomları

Derece (m)	m-sequence uzunluğu (N)	Polinom
1	1	$x + 1$
2	3	$x^2 + x + 1$
3	7	$x^3 + x + 1$
4	15	$x^4 + x + 1$
5	31	$x^5 + x^2 + 1$
6	63	$x^6 + x + 1$
7	127	$x^7 + x + 1$
8	255	$x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$
9	511	$x^9 + x^4 + 1$
10	1023	$x^{10} + x^3 + 1$

$$x^7 + 1 = (x + 1)(x^3 + x + 1)(x^3 + x^2 + 1) \quad (3.1)$$

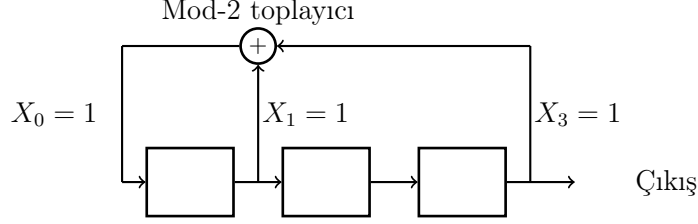
şeklinde çarpanlarına ayrılır.  $m = 3$  olduğundan çarpanlardan derecesi 3 olan  $x^3 + x + 1$  ve  $x^3 + x^2 + 1$  terimleri 3 kaydırma yazmaç ile elde edilecek m-sequence için ilksel polinom olarak alınabilir. Çizelge 3.1’de farklı uzunluklu m-sequence’lar için ilksel polinomlar verilmiştir [16].

7 uzunluklu m-sequence elde etmek için, tabloda görüldüğü gibi  $x^3 + x + 1$  ilksel polinomu kullanılır. Bu polinom  $[3 \ 1 \ 0]$  şeklinde ifade edilebilir ki bu da  $G = [x_3 \ x_2 \ x_1 \ x_0] = [1011]$  şeklinde yazılabilir. Bu koşullar altında diziyi üreten doğrusal geri beslemeli kaydırma yazmacı bağlantıları Şekil 3.2’deki gibidir. Burada,  $X_1$  ve  $X_3$ ’ün mod-2 toplamı  $X_0$  olarak birinci kaydırma yazmacına girmektedir. Rastgele seçilebilen başlangıç durumları ile birbirinin çevrimsel kaymış hali olan farklı diziler elde edilebilir [17].

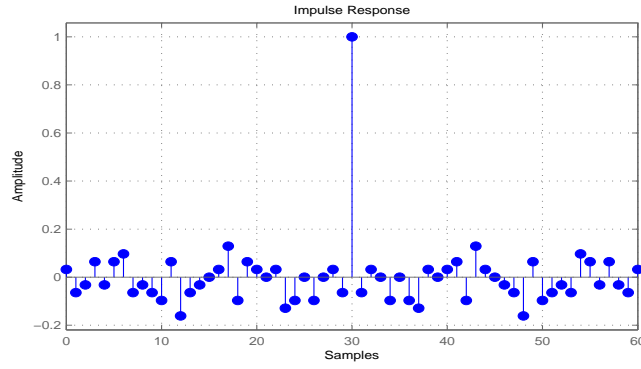
En büyük uzunluk dizilerinin özilintisi Kronecker delta fonksiyonuna benzemektedir. m-sequence periyodik bir dizi olduğu için özilinti de N ile periyodiktir.  $l = 1, 2, \dots, N - 1$  için özilinti fonksiyonu:

$$C(l) = \begin{cases} 1, & l = kN \\ \frac{1}{N}, & l \neq kN \end{cases} \quad (3.2)$$

şeklinde tanımlanır.



Şekil 3.2: 7 uzunluklu m-sequence üreten üç doğrusal geri beslemeli kaydırma yazmaçlı sistem



Şekil 3.3: 31 uzunluklu m-sequence'in özilintisi

5 kaydırma yazmacı ile elde edilen 31 uzunluklu bir m-sequence için özilinti fonksiyonunun ayrık zamandaki normalize edilmiş dürtü yanıtı Şekil 3.3'teki gibi olmaktadır. Dürtü yanıtı periyodik olmakla birlikte, sadece bir periyot için çizdirilmiştir. Burada  $N=31$  olduğu için  $l = 31k$  iken özilinti fonksiyonu 1 değerini almaktadır, diğer anlarda oldukça düşük değerler almaktadır.  $N$  ile normalize yapılmadığında, özilinti fonksiyonunun dürtü yanıtındaki en yüksek genlik değeri  $N = 31$ 'e eşittir. Bu grafikten özilinti fonksiyonunun Kronecker delta fonksiyonuna benzediği görülebilir.

Çerçeve eşzamanlaması için eşzamanlama kelimesi ile alınan sinyalin ilintisine bakılmalıdır. Çapraz ilinti (cross-correlation) iki dalganın birbirine ne kadar benzediğinin ölçütüdür. Çapraz özilinti fonksiyonu

$$(X \star Y)(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} X^*(t)Y(t + \tau)dt \quad (3.3)$$

şeklindedir.  $\star$  özilinti fonksiyonunu,  $X^*$  ise karmaşık eşleşme tanımlamaktadır. Ayrık zamanda ise;

$$(X \star Y)(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} y_n^*, & m \geq 0 \\ R_{XY}(-m), & m < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

olur. Burada,  $m = 1, 2, \dots, 2N - 1$  ayrık zaman indeksini belirtirken  $N$  ise  $X$  ve/veya  $Y$ 'nin uzunluğudur. Özilinti yerine evrişim fonksiyonu da kullanılabilir. Evrişim fonksiyonu

$$(X * Y)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\tau) Y(t - \tau) d\tau \quad (3.5)$$

olarak yazılır.  $*$  evrişim fonksiyonunu belirtir. Ayrık zamanda ifade şekli ise;

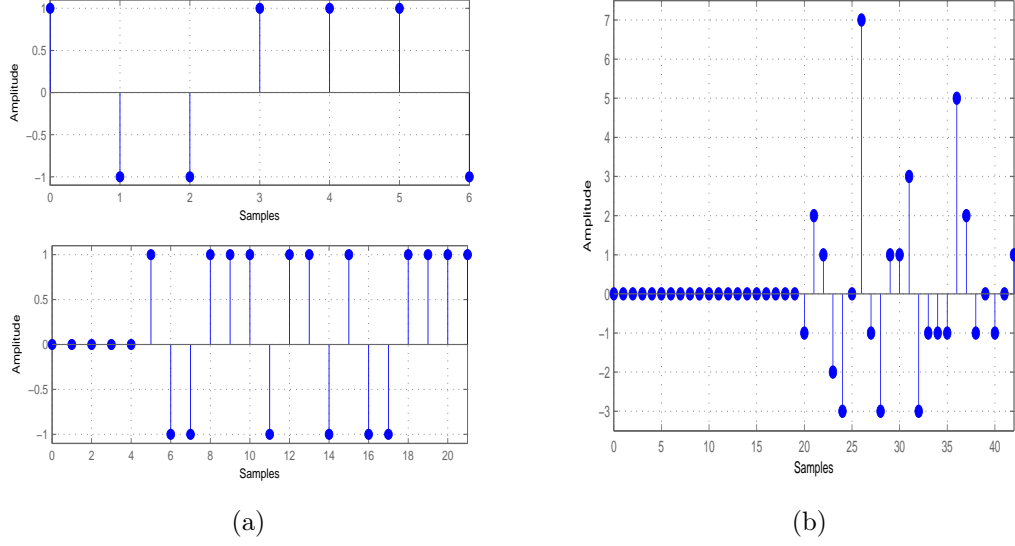
$$(X * Y)[n] = \sum_{m=-M}^M X(m) Y(n - m) \quad (3.6)$$

olarak belirtilebilir. Burada  $m$   $X$  ve/veya  $Y$  sinyalinin ayrık zamanda uzunluğudur. Evrişim ile özilinti fonksiyonu arasındaki ilişki

$$X(t) \star Y(t) = X^*(-t) * Y(t) \quad (3.7)$$

olarak kolayca yazılabilir. Yani aynı  $X$  sinyalinin zamanda ters dönmüş halinin karmaşık eşleşmesini  $Y$  ile evriştirmek,  $X$  ile  $Y$  sinyalinin özilintisine denk olmaktadır.

Çapraz ilinti işleminin nasıl çalıştığını anlamak adına 3 kaydırma yazmacı ile Şekil 3.2'deki şemayı kullanarak 7 uzunluklu bir m-sequence üretelim. Gönderilen rastgele bilgi biti 10 uzunluklu olsun. Rastgele başlangıç gürültüsünü de 5 uzunluklu seçelim. Kanalin gürültüsüz olduğunu varsayalım. Darbe şekli ve örnekleme faktörlerini dikkate almayalım. Alıcı tarafında [5 bit başlangıç gürültüsü, 7 bit öğrenme dizisi, 10 bit bilgi biti] toplam 22 uzunluklu bir dizi şeklinde gelen sinyal, aynı 7 bit öğrenme dizisi ile çapraz ilintiye sokulur.

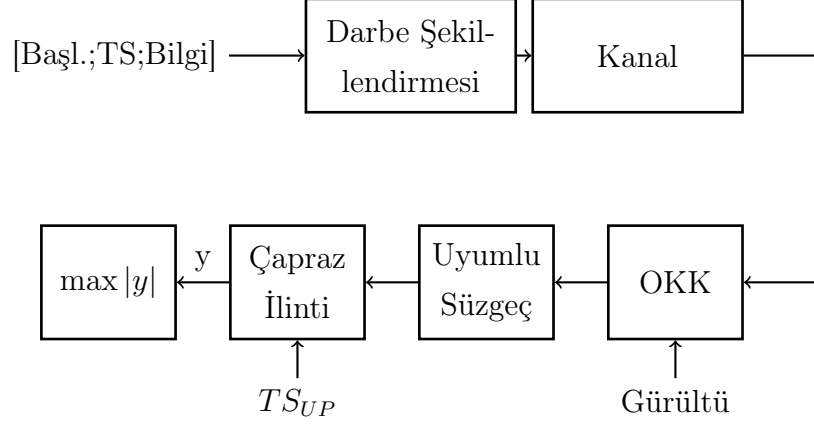


Şekil 3.4: Bir çapraz ilinti örneği. (a) Üstteki dürtü yanıtı 7 uzunluklu m-sequence'e, alttaki dürtü yanıtı alınan sinyale aittir. (b) Çapraz ilinti sonucu elde edilen dürtü yanıtı.

Şekil 3.4(a)'da üstteki grafik 7 bitlik m-sequence'ı, alttaki grafik gelen sinyali göstermektedir. Uzun dizinin uzunluğu 22 olduğu için, çapraz ilinti sonucu da  $2 \cdot 22 - 1 = 43$  uzunluklu olmaktadır. Çapraz ilinti fonksiyonu ilk önce m-sequence dizisini sinyalin solundan başlatarak sağa doğru kaydırır. Her kaydırmada, o an için sinyal ile m-sequence'in nokta çarpımlarının toplamı o andaki ilinti karşılığı olarak yazılır. m-sequence ile başlangıç gürültüsü arasındaki ilintiler oldukça küçüktür. Ancak, m-sequence ile sinyal içerisindeki aynı m-sequence dizisi tam olarak üst üste geldiklerinde, en yüksek ilinti sonucu elde edilir. Bu değer 7 bit olduğu için normalleştirilmemiş durumda sonuç 7'ye eşittir. Bu andan sonra yine çapraz ilinti sonucundaki değer azalmaya başlar. Ve bu işlem 43 an için ilinti sonucu elde edilene kadar devam eder. Bu sinyal ve m-sequence dizileri için elde edilen çapraz ilinti sonucu da Şekil 3.4(b)'de verilmiştir.

Bu bölümde çerçeve eşzamanlaması, başında rastgele gürültüler olan bir bilgi biti dizisinin bilinmeyen başlangıç noktasını bulmak amacıyla kullanılmaktadır. Aslında bu, bilgi bitinin var olup olmadığına karar vermek anlamındadır. Burada, Şekil 1.1'deki güç yükseltici, analog up/down conversion ve kanal kestirim blokları

ideal olarak kabul edilmektedir.



Şekil 3.5: Çapraz özilinti işlem şeması. Başl: Başlangıç gürültüsü, TS: Öğrenme dizisi, Bilgi: Bilgi bitleri dizisi, , OKK: Otomatik Kazanç Kontrolü,  $TS_{UP}$ : Örnekleme faktörü ile upsample edilmiş öğrenme dizisi

Darbe şekillendirmesi ile gönderilen bit dizisinin önünde her zaman hem alıcı ve hem verici tarafından bilinen öğrenme dizisi yer almaktadır. Bu öğrenme dizisi de darbe şekillendirmesinin örnekleme faktörü ile upsample edilir. Sinyal beyaz Gauss gürültüsü kanalından geçerken, dizinin başında, rastgele sayıda ve gönderilen sinyal enerjisine göre belirlenen bir değışıntiye sahip olan başlangıç gürültüsü eklenmektedir. Gönderilen sinyalin sembol enerjisi  $E_s = 1$  ve gürültü değışıntisi  $N_0$  ise, başlangıç gürültüsü  $N_0 + 1$  kadar gürültü değışıntisine sahip olur. Alıcı, bilinen ve upsample edilmiş öğrenme dizisi ile, kanaldan gelen sinyalin çapraz ilintisine bakarak, bilgi biti dizisinin gerçek başlangıç noktası bulunmaya çalışır. Bu işlemler için blok şeması Şekil 3.5'te verilmiştir.

Sistem performansı kaçırılan sezim ve yanlış alarm olasılıkları olmak üzere iki şekilde incelenmektedir.  $H_1$  durumu sinyalin varlığını,  $H_0$  durumu sinyalin yokluğunu ifade eden durumlar ise, kaçırılan sezim olasılığı

$$P_M(H_0; H_1) = P(H_0 \text{ karar verildi} | H_1 \text{ doğru}) \quad (3.8)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. Yani, gelen sinyalde bilgi dizisinin var olduğu bilindiği halde sinyal olmadığına karar verme olasılığıdır. Yanlış alarm olasılığı

ise  $P_{FA} = P(H_1 \text{ karar verildi} | H_0 \text{ doğru})$  olarak tanımlanır ve sinyalin olmadığı bilindiğinde sinyal var diye karar verilme durumlarını ifade eder.

Çerçeve eşzamanlaması bu bölümde aşağıdaki kanallar için incelenmiştir:

- Beyaz Gauss gürültüsü kanalı
- 2 taplı durağan kanal
- Cost 207 kanalları.

### 3.2.1 Beyaz Gauss Gürültüsü Kanalı

İlk aşamada beyaz Gauss gürültüsü kanalı için bir taptan alınan BPSK kipli sinyalde çerçeve eşzamanlaması yapılmıştır. Farklı uzunlukta, rastgele olarak seçilen başlangıç gürültüsü uzunlukları ve aynı  $N_0$  değışintisine sahip farklı gürültü kanalları üzerinden alınan ortalamalar üzerinden gelen sinyal, uyumlu süzgeçten geçtikten sonra öğrenme dizisi ile çapraz ilintisine bakılır. Kullanılan öğrenme dizisi 31 m-sequence, darbe şekli ise uzunluğu 40, örnekleme faktörü 4 olan kök yükseltilmiş kosinüz süzgeçidir. Çapraz ilinti normalleştirilmemiş olarak kullanılmaktadır. Bu noktada gelen sinyal içerisinde bilgi bitinin var olup olmadığına iki aşamada karar verilir:

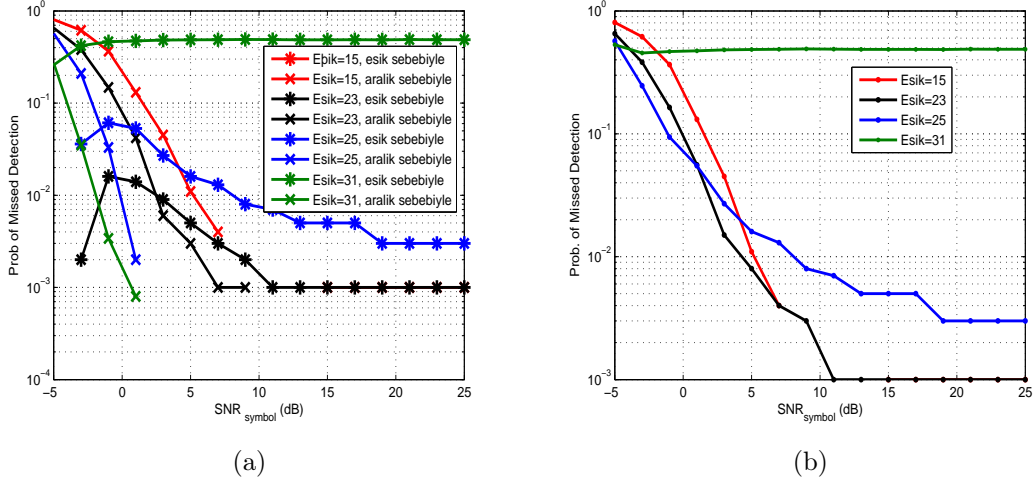
- İlinti sonucunda, seçilen bir eşik değerini geçebilen örnek yoksa, eşik değerini geçemediği için sinyalin olmadığına karar verilir. Sinyal olduğu halde sinyal yok diye karar verilmiş ve sinyal kaçırılmıştır. Tüm ilinti sonucunun en yüksek noktası değil, eşik değerini geçen örneklerin en yüksekini bulmak sinyal enerjisinin yeterli olmadığı durumları elemek içindir. Böylece gürültünün etkisi de bastırılır.
- Eşik değerini geçen örneklerin genliklerinin mutlak değerinin en büyük olanı bulunur. Öte yandan, gürültü olmayan bir ortamda aynı sistem için çapraz ilinti sonucunda elde edilen tepe noktası, gerçek başlangıç noktası olarak kaydedilir. Bu referans noktası etrafında, örnekleme faktörü nsamp olmak üzere, (-nsamp, nsamp) aralıklı bir pencere açılarak, bulunan en

büyük noktanın bu aralığa girip girmediği kontrol edilir. Eğer bu pencere içinde kalıyorsa sinyal var denilirken, bu pencere dışında kalanlar için sinyalin olmadığına karar verilir. Çünkü bu aralık dışında yakalanan bir sinyal için başarımlar çok kötü olacağından, bu aşamada atılmasa da sonraki mekanizmalar ile paket zaten atılacaktır.

Her iki aşamada elde edilen olasılıkların toplamı ise sinyal varken sinyal yok denerek toplam kaçırılan sezim olasılığını vermektedir. İkinci aşamada açılan pencerenin (-nsamp,nsamp) olmasıyla, eşzamanlama üzerine yapılacak sonraki işlemlerde tolere edilebilecek hatalar hesaba katılır. Çünkü nsamp kadar hata olması 1 sembol hataya karşılık gelmekte, bir sembol kadar kayma olması bile yüzde 50 bit hata oranına neden olmaktadır. Bir sinyalin bu kadar hata ile alınmasındansa kaçırılması daha mantıklı olmaktadır.

Eşik değeri seçimi de sonuçlar üzerinden etkili bir faktördür. Gürültüsüz ortamda alınan bir bit dizisi ile m-sequence'in çapraz ilintisinin en tepe değeri yaklaşık olarak 31 olmaktadır. Kullanılan m-sequence'in 31 uzunluklu olması ve Şekil 3.3'te belirtildiği üzere m-sequence'lar üst üste geldiğinde normalleştirilmemiş çapraz ilinti sonucu 31 verir. Buna bağlı olarak, eşik değerini 20 gibi bir değer seçmek uygun olmaktadır. Eşik değeri fazla yüksek seçildiğinde kaçırılan sezim olasılığı artar. Eşik değerini geçebilen örneklerin ise gerçek başlangıç noktasına daha yakın olan noktalar olması daha olası olur. Bunun sonucunda, eşik değerini geçen sinyallerin uygun aralığa girememesi olasılığının azalması beklenebilir. Eşik değeri fazla küçük seçildiğinde ise, gerçek başlangıç noktasına oldukça uzak noktaların dahi tepe noktası olarak seçilebilme şansları artar. Bu durumda ise seçilen pencerede olmama ihtimalinin artış göstermesi beklenebilir. Bu yüzden eşik değeri ne çok fazla örnek değerinin geçmesine izin vermelidir, ne de 31'e çok yakın bir değer seçilip tüm sembollerin eşığa takılmasına sebep olmalıdır.

Şekil 3.6(a)'da farklı eşik değerlerinin etkileri kaçırılan sezim olasılığının iki nedeni için ayrı ayrı incelenebilir. Eşik değeri 15'ken eşığı geçemediği için kaçırılan sezim olasılığı mevcut değildir, çünkü bu eşik böyle bir sistem için yeterince küçüktür. Eşik değeri biraz artırılarak 23 ve 25 seçildiğinde, artan eşik değeri ile artan eşik sebebiyle kaçırılan sezim olasılığı eğrilerine karşılık azalan aralık sebebiyle kaçırılan sezim olasılığı eğrileri görülmektedir.



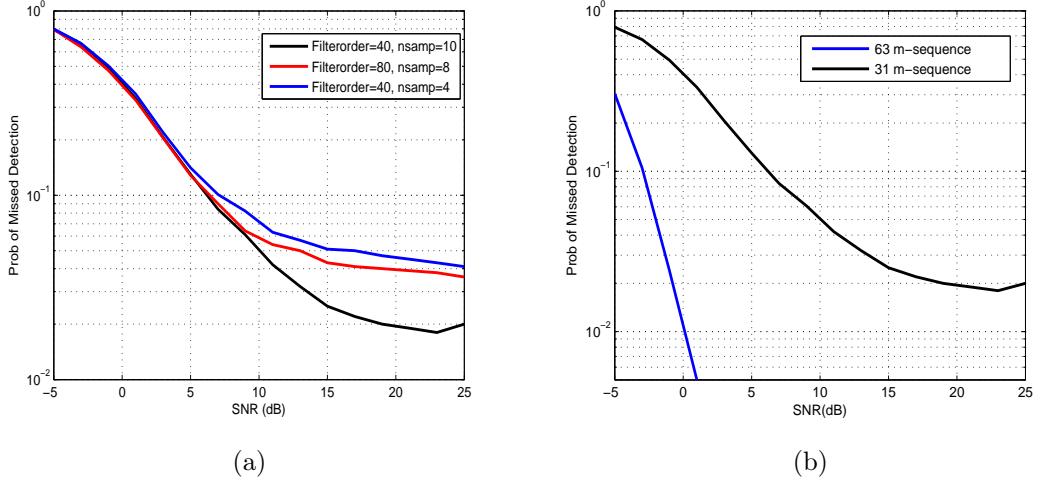
Şekil 3.6: Tek taplı beyaz Gauss gürültüsü kanalı için 31 uzunluklu m-sequence ile yapılan çerçeve eşzamanlamasının farklı eşik değerleri için karşılaştırılması. (a) Eşik değeri ve aralık sebebiyle oluşan kaçırılan sezim olasılıklarının ayrı ayrı eğrileri, (b) toplam kaçırılan sezim olasılıkları.

Eşiği 31 yapmak, 31 uzunluklu bir m-sequence kullanılan sistemde geçilmesi çok zor bir değere karşılık geldiğinden birçok sinyalin eşikte takıldığı grafikten de anlaşılabilir. Yine beklenildiği gibi, birçok değer eşikte takılması, eşiği geçen örneklerin uygun aralıkta olma ihtimalini artırmıştır. Şekil 3.6(b)'de ise (a)'daki aynı eşik değerleri için elde edilmiş eğrilerin toplamlarından oluşan eğriler mevcuttur. Buradan anlaşıldığı üzere, eşik değerinin çok artması toplam kaçırılan sezim olasılığını oldukça fazla artırmakta, ancak 15 gibi düşük bir eşiktense 23 eşiği toplamda daha iyi bir performans göstermiştir.

### 3.2.2 Durağan Çok Yollu Kanal

Bir sonraki aşama olarak, durağan çok yollu bir kanal düşünülmüştür. 2 ayrı yoldan gelen sinyaller toplanarak alınır. Beyaz Gauss gürültüsü kanalı benzetimi ile adil bir karşılaştırma olması amacıyla bu 2 tapın kanal katsayıları  $h_1 = h_2 = \sqrt{0.5}$  seçilir. Böylece, kanala gönderilen sinyalin toplam ortalama enerjisi  $E_s = 1$  olur. Otomatik Kazanç Kontrolü (AGC) ile başlangıç gürültüsünün değışintisi de  $N_0 + E_s$  yani  $N_0 + 1$  olarak hesaplanır.



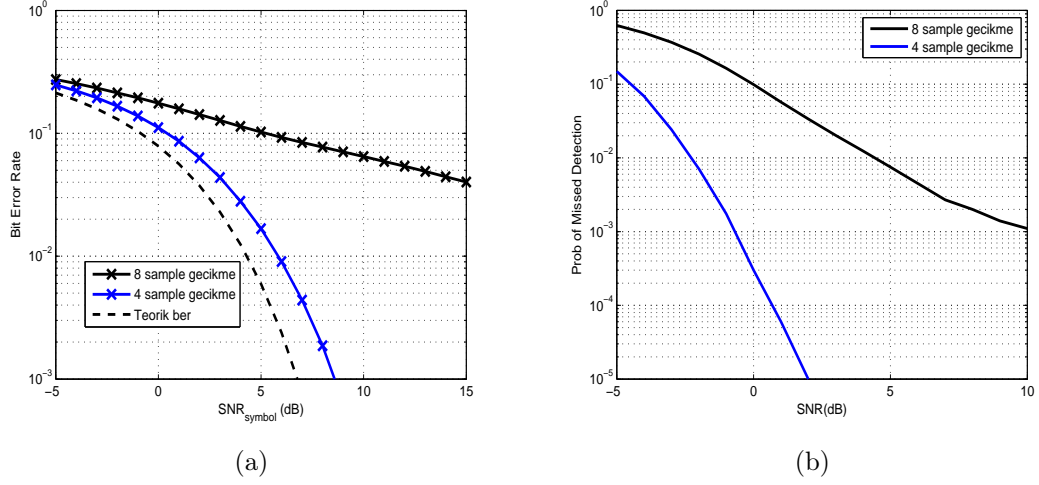


Şekil 3.7: 2 taplı durağan bir kanalda eşik değerinin 5, taplar arası gecikmenin 3 sembol olduğu bir sistemde (a) farklı parametrelere sahip sistemler için kaçırılan sezim olasılıkları karşılaştırması, (b) farklı öğrenme dizisi uzunluklarının performansa etkisi

İki yönlü bir kanalda gelen 2 sinyal arasındaki gecikmeler ve eşik değerleri sistem performansında etkin rol oynarlar. 2 farklı yol olması alıcıdaki ilinti işlemi sonucunda 2 farklı yerde tepe noktası oluşmasına sebep olur. Bu şekilde birinci tepe noktası kaçırılrsa bile ikinci tepe noktası sayesinde eşzamanlamanın yakalanma durumu oluşabilmekte ve kaçırılan sezim olasılığı azaltılabilmektedir.

İki durağan  $h_1 = h_2 = \sqrt{0.5}$  şeklindeki bir yoldan gelen sinyallerin toplamında elde edilebilecek en yüksek genlik değeri, tek taplı kanalda olduğu gibi 31 değildir, azalmıştır. Bunun sonucunda, en düşük kaçırılan sezim olasılığı elde etmek için kullanılması gereken eşik değeri de düşürülmelidir. Ayrıca, iki farklı tepe noktasını da yakalayabilmek adına, referans başlangıç noktasının etrafına açılan pencere de gecikme oranında artırılmalıdır. Bunların yanında, kullanılan süzgeç özellikleri de kaçırılan sezim olasılığında etkili olmaktadır. Şekil 3.7(a)'da kullanılan süzgeç (40 uzunluklu, 4 örnekleme faktörlü) alternatif olarak iki farklı süzgeç için kaçırılan sezim olasılığı eğrileri verilmiştir. Her üç eğri için de iki durağan tap arası gecikme 3 sembol olarak belirlenmiştir. Örnekleme faktörünün 10 olması, süzgecin daha yavaş sönümlenmesine sebep olarak sinyalin yakalanma olasılığını artırmaktadır. Ancak bu durumda bir sembolün girişim yapacağı sembol sayısı

da 4'e inmiştir.



Şekil 3.8: 2 taplı durağan bir kanal için bit hata oranları ve kaçırılan sezim olasılıkları. (a) Bit hata oranı, (b) Kaçırılan sezim olasılığı

Öte yandan, süzgeç uzunluğu ile örnekleme faktörü, girişim yapacak sembol sayısı önceki süzgeç ile aynı olacak şekilde artırılırsa (80 uzunluklu, 8 örnekleme faktörlü) şekilde görüleceği gibi kaçırılan sezim olasılığı azalmaktadır. Bu sebeple 80 uzunluklu ve 8 örnekleme faktörüne sahip süzgecin kullanılması eşzamanlama açısından daha yararlıdır.

Süzgeç özelliklerinin yanında kullanılan m-sequence uzunluğu da ilintinin başarısını etkilemektedir. Kaçırılan sezim olasılığının yeterince küçük olmadığı durumlarda 31 uzunluklu m-sequence yerine 63 uzunluklu m-sequence kullanmak gerekli olabilir. Kanal uzunluğunun 3-4 katı uzunlukta bir eşzamanlama kelimesi kullanmak çoğu durumda yeterli başarıyı göstermektedir. İki durağan tap arasındaki gecikmenin 3 sembolden oluştuğu bu durumda, Şekil 3.7(b) eğrisinde görüldüğü gibi, 31 uzunluklu m-sequence ile  $2 \times 10^{-2}$ lik toplam kaçırılan sezim olasılığı yaklaşık 20 dB'de elde edilirken, 63 uzunluklu m-sequence kullanıldığında -1 dB gibi çok düşük bir SNR değerinde aynı olasılığa ulaşılmaktadır.

İki taplı kanal için BPSK kiplemesinde, 63 uzunluklu m-sequence ve 80 uzunluklu 8 örnekleme faktörüne sahip süzgeç ile yapılan eşzamanlama sonucu sinyalin olduğu durumlarda elde edilen bit hata oranları performansları Şekil 3.8'de

verilmiştir. Eşik değeri, gürültüsüz durumda elde edilen en yüksek genlik değerinin yüzde 60'ı olarak belirlenmiştir. Eşik değerini geçen durumlar için pencere aralığı örnekleme faktörünün yarısı olarak belirlenmiştir. İki tap arasındaki gecikme oranının 4 örnek olması, iki tapın birbirine yaptığı semboller arası girişimin çok büyük olmamasına, böylece kip çözümlemesinde yeterli başarımla elde edilmesine sebep olur. 10 dB SNR değerinde, teorik eğriye göre yaklaşık 2 dB kayıp gösterir. Düşük SNR değerlerinde gürültü etkisiyle başlangıç noktasındaki sapmalar daha fazla olmakta, ancak doğru başlangıç noktası bulunduğu anda elde edilen bit hata oranı teorik değer ile uyumaktadır. SNR arttıkça, gürültü etkisi azalmakta, semboller arası girişim etkisi baskın olmaktadır. Her ne kadar SNR'ın artmasıyla kaçırılan sezim olasılığı azalsa da, örnekleme yalnızca bir kez bir örnek hatalı başlanması, artan girişim sebebiyle teorik bit hata oranına göre daha büyük hatalara sebebiyet vermektedir. İki tap arasındaki gecikme oranının 1 sembol ve daha çok olması da çok yönlü bir kanal oluşumuna, taplar arasındaki girişimin artmasına ve kaçırılan sezim olasılığının artmasına sebep olurken bit hata oranı performansı da kötüleşir. Bu tarz kanallar için denkleştirici kullanılarak başarımla artırılabilir.

### 3.2.3 COST 207 Kanalı

Bu bölümde son aşama olarak radyo yayılım modelleri ile çerçeve eşzamanlanması yapılmıştır. Radyo dalga yayımları, benzetimlerde kullanılmak amacıyla geliştirilmiş frekans, mesafe ve diğer koşulların fonksiyonu şeklinde deneysel matematiksel formüller ile modellenmektedir. Geniş bant modellerinden COST 207 modeli de bu deneysel modellerden bir tanesidir ve dallı gecikme hattı (tapped delay line) modelinin özel bir türü olarak düşünülebilir [18]. Dar bant modellerinden Cost 231- Walfish-Ikegami Modeli, modeli, Cost 207 modelinin devamı niteliğinde geliştirilmiş bir yol kaybı modelidir [19]. Okumura-Hata modeli ve Motley-Keenan modeli de diğer dar bantta yol kaybı modelleridir [20].

Cost 207 modeli düşük bant genişlikli ölçümlere dayandığından ve 200 kHz ve altı bant genişlikli sistemler için uygundur. İkinci nesil GSM/EDGE için kullanılan modeller Cost 207 tabanlıdır. 5 MHz bant genişliğine sahip üçüncü

nesil (3G) hücresele haberleşme sistemleri için ITU tarafından ITU-R modeli geliştirilmiştir. 3GPP tarafından çok antenli sistemler için uzamsal kanal modeli (spatial) geliştirilmiştir. Yine ITU tarafından, IMT-Advanced sistemlerine uygun ITU-Advanced kanal modeli geliştirilmiştir. Ve IEEE 802.15.4a grubu tarafından da ultra geniş bant için kanal modelleri oluşturulmuştur [20].

Cost 207 modeli 4 farklı tipteki çevreyi güç gecikme profilleri (power delay profile) ve Doppler spektrum ile tanımlamaktadır. Güç gecikme profili, çok yollu bir kanaldan gelen sinyalin yoğunluğunu zamanda gecikmesinin bir fonksiyonu olarak verir. Ayrıca her yol bir tür Doppler spektruma sahiptir. Güç gecikme profilleri toplam enerjisi 1 olacak şekilde normalleştirilmiştir [21].

1. Kırsal alan (rural area): Güç gecikme profili

$$P(\tau) = \begin{cases} \frac{9.2}{1 - e^{-6.44}} e^{-9.7\tau}, & 0 \leq \tau \leq 0.7 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.9)$$

şeklinde olan kırsal alan, düz bir araziye modellediği için gecikme süresi de oldukça kısadır. Güç gecikme eğrisi tek bir üstel olarak azalış göstermektedir.

2. Tipik kentsel alan (typical urban) : Güç gecikme profili

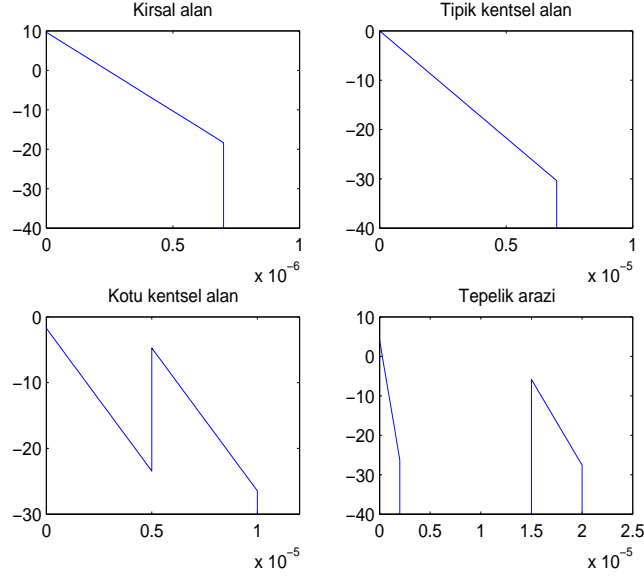
$$P(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{1 - e^{-7}} e^{-\tau}, & 0 \leq \tau \leq 7 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.10)$$

şeklinde yazılan tipik kentsel alan için üstel azalışın kırsal alana göre daha yavaş olduğu gözlemlenir.

3. Kötü kentsel alan (bad urban) : Güç gecikme profili

$$P(\tau) = \begin{cases} \frac{2}{3(1 - e^{-5})} e^{-\tau}, & 0 \leq \tau \leq 5 \\ \frac{2}{3(1 - e^{-5})} 5e^{5-\tau}, & 5 \leq \tau \leq 10 \end{cases} \quad (3.11)$$

olarak yazılabilen kötü kentsel alan, yüksek binaların çok fazla olduğu şehirler olarak düşünülebilir. Güç gecikme profilinde oluşan ikinci üstel azalış, uzaktaki yüksek binalar sebebiyle oluşmaktadır.



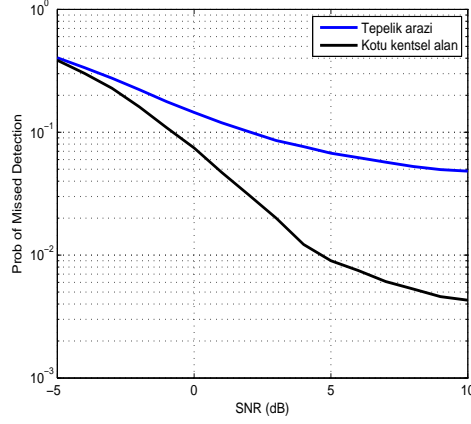
Şekil 3.9: Cost 207 kanalı için tanımlanmış dört farklı çevre için güç gecikme profili eğrileri

#### 4. Tepelik arazi (hilly terrain) : Güç gecikme profili

$$P(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{(1 - e^{-7})/3.5 + 0.1(1 - e^{-5})} e^{-3.5\tau}, & 0 \leq \tau \leq 2 \\ \frac{1}{(1 - e^{-7})/3.5 + 0.1(1 - e^{-5})} 0.1e^{15-\tau}, & 15 \leq \tau \leq 20 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.12)$$

şeklinde yazılabilir. Burada iki farklı üstel azalış mevcuttur. Fazlaca bir gecikmeden sonra tekrar bir sinyal alınması, tepelik olan bu arazide uzaktaki bir tepeden yansıyıp gecikerek gelen sinyal olarak algılanabilir.

Bu dört durum için verilen  $P(\tau)$  fonksiyonlarıyla elde edilen güç gecikme profilleri Şekil 3.9'da görülebilir. Doppler etkisi ise 4 farklı türde incelenebilir. Bunlar: Class (Jakes), Gauss1, Gauss2, Rice Doppler spektrumlarıdır. Rice Doppler spektrumu klasik Jakes spektrumuna bir direkt yol eklenmiş halidir.



Şekil 3.10: Cost 207 kanalının farklı çevreleri için kaçırılan sezim olasılığı eğrileri

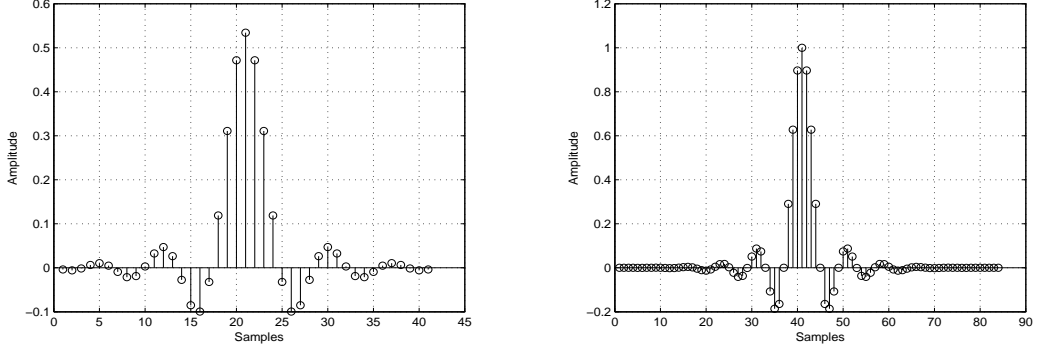
Sadece kırsal alanda bir adet Rice spektrumuna sahip yol olabilir. Diğer çevrelerde açık görüş hattı (line-of-sight) bileşeni olma ihtimali çok düşüktür.

Benzetimlerde kullanılacak olan sembol periyodu  $1 \mu s$  alınmıştır. Örnekleme faktörü 8 seçildiğinde, 1 sembol 8 örneğe karşılık gelmekte ve bu durumda örnek periyodu  $0.125 \mu s$  olmaktadır. Askeri haberleşme sistemlerinin kullanıldığı çevreler kötü kentsel ve tepelik arazi çevre tiplerine benzemektedir. Açık görüş hattı içermeyen, tepelik zorlu şartlar altında inceleme yapılması mantıklıdır. Bu sebeple ilk olarak kötü kentsel alan ve tepelik arazi ele alınacaktır. Doppler etkisi benzetimlerde göz ardı edilmiştir. Kötü kentsel alanda  $0.125 \mu s$  aralıklarla bu güç gecikme profili tanımına göre toplamda 82 yol oluşur. Tepelik arazide ise  $0.125 \mu s$  aralıklarla 58 yol oluşur.  $-15$  dB kazancın altındaki yollar dikkate alınmayarak elde edilen ile bu iki kanalda, 63 uzunluklu m-sequence, 80 uzunluklu süzgeç ve 8 örnekleme faktörü parametreleri için elde edilen kaçırılan sezim olasılığı eğrileri Şekil 3.10'da verilmektedir.

### 3.3 Sembol Örnekleme Hataları

Bu bölümde sinyalin başlangıç noktasının hatasız olarak bulunduğu varsayılarak, sembol örneklemesindeki hataların sistem performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Kullanılan darbe şekli kök yükseltilmiş kosinüs süzgecidir ve uyumlu

süzgeci yine kendisidir.



(a) Kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinden geçmiş sinyal

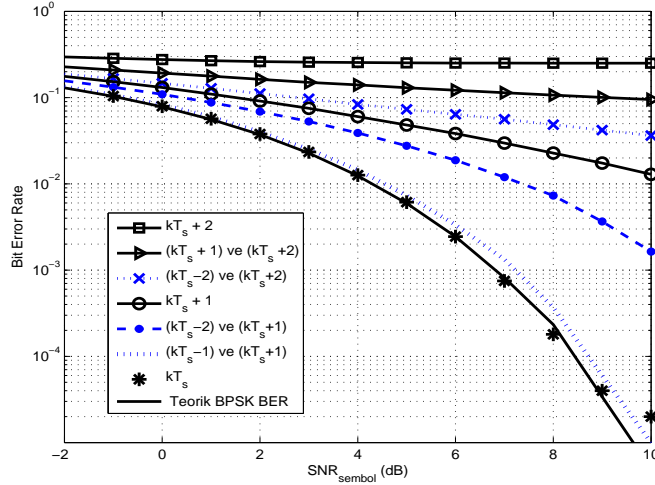
(b) Uyumlu süzgeçten geçmiş sinyal

Şekil 3.11: Tek bir "1" biti kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinden geçirilip gürültüsüz bir kanaldan alınarak uyumlu süzgeçten geçirilir.

Sinyal darbe şekillendirmesi ile gönderilen sinyal belirli bir örnekleme faktörü ile örneklenir. Yükseltilmiş kosinüs süzgecinin örnekleme anlarında ( $kT_s, k \neq 0$ ) 0 olmasına rağmen, kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci tek başına örnekleme anlarında 0 değerini vermez. Vericideki süzgeç ile alıcı tarafındaki uyumlu süzgecin toplam dürtü yanıtı ise yükseltilmiş kosinüs süzgeci dürtü yanıtını vermekte ve örnekleme anlarında 0 olmaktadır. Teoride kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci zaman alanında  $(-\infty, \infty)$  aralığında bir dürtü yanıtına sahiptir. Ancak Matlab benzetim ortamında süzgeç uzunluğu parametresi ile süzgeç uzunluğu sınırlanır. Şekil 3.11(a)'da örnekleme faktörü 4, süzgeç uzunluğu 40 seçilmiş bir kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci görülmektedir. Böyle bir dürtü cevabı toplamda 10 sembolü kapsayan bir girişime sebep olmaktadır. Bu dalga şekli gürültüsüz bir kanaldan alınıp uyumlu süzgeçten geçirilirse Şekil 3.11(b)'deki dürtü yanıtı elde edilir. Doğru anlarda örneklendiğinde bu semboller arası girişim, toplam cevabın ( $kT_s, k \neq 0$ ) anlarında 0 olması nedeniyle, ortadan kalkar. Gürültüsüz bir kanalda, gönderilen sinyal alıcıda hatasız olarak elde edilir.

Beyaz Gauss gürültüsü kanalında, verici ve alıcı tarafında süzgeçlerden geçip doğru anlarda örneklenip kip çözümüyle elde edilen sinyal için bit hata oranı hesaplandığında, kullanılan kiplenme yönteminin teorik bit hata oranı eğrileriyle uyumlu sonuçlar elde edilir. Bunlar Şekil 3.12 ve 3.13'te yıldızlarla gösterilen

eğrilerdir. Teorik BPSK formülü ile elde edilen düz çizgiyle gösterilen eğriyle üst üste olduğu görülür.

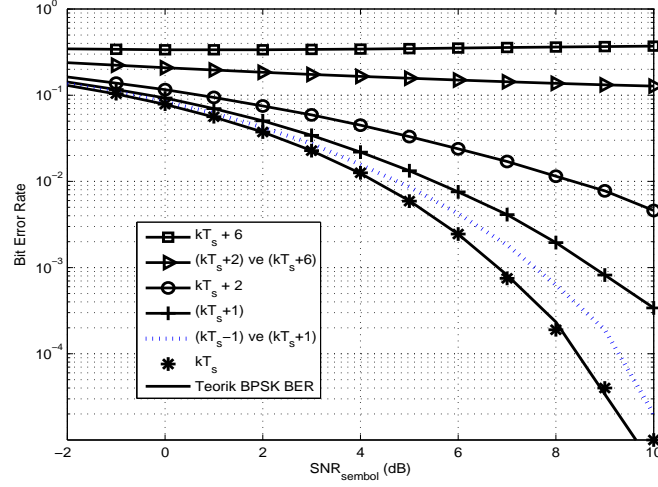


Şekil 3.12: BPSK için örnekleme faktörü 4 olduğunda, farklı örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri

Doğru anlarda örnekleme yapılamadığında sistem performansındaki etkileri görmek adına, uyumlu süzgeçten elde edilen sinyalin örnekleme faktörüne göre 1 örnek gecikmeli olarak örneklendiği bir durum düşünülmüştür. Yani,  $4k$  anlarında değil,  $4k + 1$  anlarında örnekleme yapılmıştır. Bu durumda, Şekil 3.12'deki yuvarlaklarla gösterilen eğri elde edilmiştir. Doğru örneklenmiş duruma göre  $10^{-2}$  bit hata oranında yaklaşık olarak 6 dB kayıp oluşmuştur. Daha sonra,  $4k + 2$  anlarında örneklenen durum için aynı grafikte karelerle ifade edilen eğri elde edilmiştir. 2 örnek hata olması, bir sembolün 4 örnekle ifade edildiği sistemde ciddi bir hataya karşılık geldiği için sistem performansı çok kötü bir hal almıştır.

Örnekleme zamanını bulmak için belirlenen en temel yöntemlerden birisi, sinyalin birden farklı şekilde örneklenip belirli bir kritere göre en iyisinin seçilmesidir. Bu yöntem doğrultusunda, iki farklı örnekleme faktörü ile örneklenmiş sinyalin ortalaması alınarak bit hata oranı eğrisi çizdirilmiştir. Şekil 3.12'de üçgenlerle gösterilen eğri,  $4k + 2$  ve  $4k + 1$  anlarında örneklenmiş iki sinyalin ortalaması alınarak elde edilmiştir. Görüldüğü gibi, 2 örnek hata içeren eğriye göre daha iyi ancak 1 örnek hata içeren eğriye göre daha kötü bir sonuç elde edilmiştir.





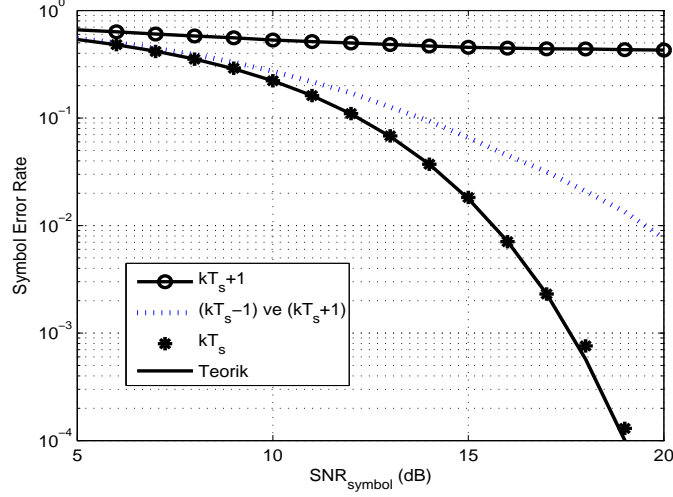
Şekil 3.13: BPSK için sembol örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri (nsamp=10)

Bu benzetimler doğrultusunda, hangi ölçüme güvenilebileceği bilinmediği ancak birden fazla ölçüm yapılabilirdiği durumlarda, bazı ölçümlerin ortalamasının güvenilir bir sonuç verebileceği çıkarımı yapılabilir.

Örnekleme faktörü 10 olarak değiştirilirse doğru örnekleme anları  $10k$  olur. Bu durumda 1 örnek hata yapılırsa Şekil 3.13'te artılarla gösterilen eğride görüldüğü gibi örnekleme faktörünün artırılması, aynı sayıda örnekleme hatasıyla daha az performans kaybına uğratmıştır. Eğer 2 örnek hata yapılan yani  $10k + 2$  anlarında örneklenirse, yuvarlaklarla belirtilen eğrinin, teorik olan eğriye göre  $10^{-2}$  bit hata oranında yaklaşık 4 dB kaybı olduğu görülmektedir. Burada da örnekleme faktörüne göre büyük olan 6 örnek hata yapıldığında bit hata oranının 0.5'e yaklaştığı grafikteki karelerle çizilmiş eğride görülebilir. Birden fazla ölçüm yapılabilirdiği durumda ise, 6 ve 2 örnek hata yapılmış ölçümlerin ortalaması alınarak elde edilen eğri yine Şekil 3.13'te üçgenlerle belirtilmiştir.

Bir başka yöntem olarak early-late alıcısı kullanılabilir. Bu yöntem, gerçek örnekleme noktasının öncesinde  $T_s - \delta$  ve sonrasında  $T_s + \delta$  örnekleme yapıлып ortalama alınmasına dayanır. Doğru örnekleme noktası olan  $T_s$  anındaki tepe noktasına göre  $\delta$  önceki ve sonraki anlardaki değerler mutlak değer olarak daha

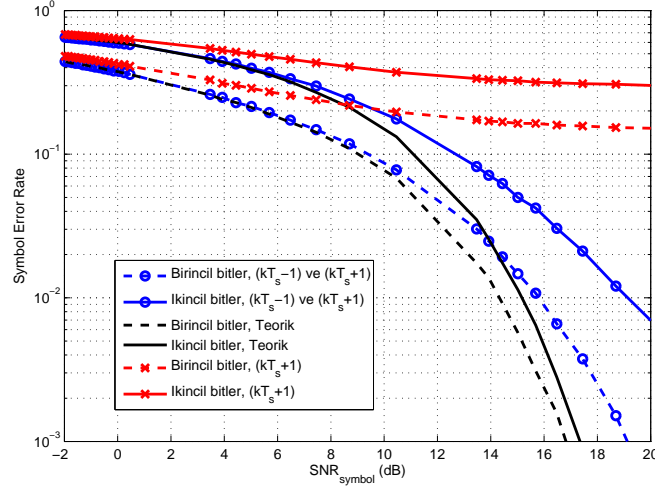
küçüktür.



Şekil 3.14: 16QAM için sembol örnekleme hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri (nsamp=4)

Ortalaması alındığında  $T_s$  anındaki örnek değeri bulunmuş olur ancak genliği gerçek örnekleme gereken değere göre daha küçüktür. Bu sebeple doğru anlarda örnekleme elde edilen bit hata oranı eğrisine göre daha kötü sonuç verdiği, Şekil 3.12'de  $\delta = 1$  ile  $T_s - 1$  ve  $T_s + 1$  örneklemeyle elde edilen noktalı çizgiyle ifade edilen eğrisinde gözlemlenebilir. Ancak,  $10^{-2}$  bit hata oranı değerinde sadece 1 örnek ilerde örnekleme duruma göre 6 dB kazanç sağlayarak ciddi bir performans artışı oluşturmuştur. Bu kazanımın asıl sebebi önce ve sonra alınan örneklerin,  $T_s$ 'e göre eşit uzaklıklarda olması, bu nedenle ortalamasının tam olarak doğru örnekleme anını vermesi ve net semboller arası girişimin azalmasıdır. Halbuki,  $T_s - 2$  ile  $T_s + 1$  için çizdirilmiş aynı grafikteki noktalarla belirtilen eğride görüldüğü gibi kötü bir performans oluşmuştur. Elbette bunun sebebi de iki örnekleme anının ortalamasının  $T_s - 0.5$  anına denk gelmesi, yani asıl örnekleme anı olmamasıdır. Bunun yanında,  $T_s$ 'e eşit uzaklıkta olmasına rağmen,  $\delta = 2$  olduğu durumda ise Şekil 3.12'de çarpılarla gösterilen eğrinin sadece 1 örnek ilerde alındığındaki performansa göre bile daha kötü sonuç verdiği görülmüştür. Bu parametrelerin oluşturduğu süzgecin hızlı sönümlenmesi ve  $\delta = 2$  anlarındaki genlik değerlerinin  $T_s$  anındaki genlik değerine göre neredeyse yarı yarıya düşmesiyle, ortalamaları asıl örnekleme gereken anı verse bile hata

oranını artırmıştır.



Şekil 3.15: Hiyerarşik 4/16QAM için örnekleme hatasının sembol hata oranına etkisi ve early-late alıcısının başarımı

Early-late alıcısı kullanılarak örnekleme faktörününün 10 olduğu durumda teorik BPSK eğrisine göre  $10^{-2}$  bit hata oranında 0.5 dB gibi çok az bir kayıp olduğu Şekil 3.13'te çizgili eğrilerle çizdirilen grafikte görülebilmektedir. M-QAM kiplmeleri için M sinyal kümesi kümesi büyüklüğü arttıkça sembol örnekleme hatasının da performans üzerindeki etkisi artmaktadır. Bunu, Şekil 3.14'te 16QAM kiplmesi için yapılan benzetim sonuçlarından anlamak mümkündür. BPSK kiplmesi gibi sadece orijine göre konumu ile karar verme işlemi yapılmayan daha büyük kiplmelerde, sadece bir örnek kayması bile sembol hata oranını önemli derecede artırmaktadır.

Tek katmanlı kiplmelerde sembol örnekleme hatasının performansı ciddi anlamda kötü etkilediği, ancak early-late alıcısı gibi basit bir alıcı yöntemiyle başarımın büyük oranda artırılabilirdiği sonucuna varılmıştır. Klasik tek katmanlı kiplleme yerine bir hiyerarşik kiplleme yöntemi kullanılsaydı bu alıcı yapısının performansını incelemek adına 4/16QAM hiyerarşik kiplmesi için benzetimler yapılmıştır. Şekil 3.15'te görüldüğü gibi örnekleme faktörünün 4 olduğu durumda, sadece 1 örnek hata yapmak sistemdeki hem birincil hem ikincil bitlerin performansını çok fazla bozmaktadır. Ancak, early-late alıcısı ile  $T_s - 1$  ile  $T_s + 1$  anlarındaki örneklerin ortalaması alınarak performans iyileştirilebilmiştir. Birincil bitler  $10^{-2}$

sembol hata oranında teorik eğriye göre yaklaşık olarak 1.5 dB kayıp göstermekteyken, ikincil bitler  $10^{-2}$  sembol hata oranında 4 dB kayıp göstermektedir. İkincil bitlerin, birincil bitlere göre daha fazla kayıp göstermesi ikincil bitlerin 16QAM yani daha yoğun ve büyük bir sinyal kümesine sahip olmasıdır.

### 3.4 Sonuç

Sinyalin var olup olmadığını anlamak için belirli periyotlarla eşzamanlama kelimeleri kullanılarak ilinti işlemi yapılmalıdır. Eşzamanlama kelimesinin uzunluğu ile paket uzunluğu başarıyı etkilerken, 240 sembollük fiziksel katman paketine sahip sistemlerde, her paket için eşzamanlama yapıldığında, 63 uzunluklu m-sequence oldukça başarılı sinyal yakalama oranını sağlamaktadır.

Darbe şekillendirmesi için kullanılan süzgeç özellikleri de eşzamanlama başarıyı etkilemektedir. 80 uzunluklu ve 8 örneklem faktörüne sahip kök yükseltilmiş kosinüs süzgeci ile hem yeterince semboller arası girişim gözlemlenir hem de kaçırılan sezim olasılığı azaltılır.

Örnekleme faktörüne bağlı olarak, örneklemenin kayma değerleri bit hata oranını etkilemektedir. Eşzamanlamanın arandığı pencere aralığı örnekleme faktörünün yarısından daha az seçilerek bit hata oranındaki performans kaybı en aza indirilebilir.

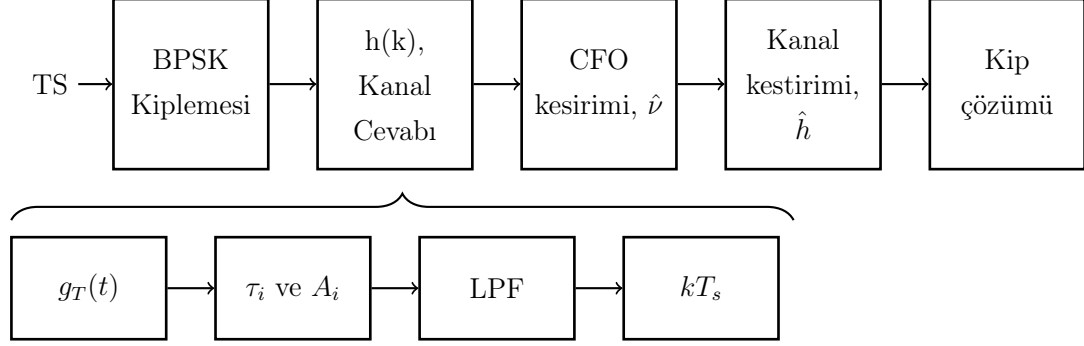
## 4. TAŞIYICI FREKANS KAYMALARI VE KANAL KESTİRİMİ

### 4.1 Giriş

Kablosuz kanallarda verici ile alıcı arasındaki yayılım bilgisini içeren bilgiye kanal durum bilgisi (channel state information-CSI) denir. Yüksek veri hızlarında güvenilir haberleşme sağlamak için alıcı tarafından kanal durum bilgisinin kestirilip vericiye geri bildirim yapılması gerekir. Kanallarda oluşan sönümleme, saçılma, mesafeye bağlı güç kaybı bilgileri kanal durum bilgilerini oluşturur. Kanal durumunun hızlı bir şekilde değiştiği çevrelerde, kanal durum bilgisinin kısa aralıklarla kestirilmesi gerekmektedir. Hem alıcı hem verici tarafından bilinen bir bit dizisinin (öğrenme dizisi, training sequence) kanaldan gönderilip alıcı tarafından alınan sinyal ile önceden bilinen dizinin karşılaştırılması yöntemiyle kanal durum bilgileri kestirilebilir. Böylece, öğrenme dizisinden hemen sonra gönderilen bilgi bitleri için kestirilen durum bilgileri kullanılarak daha güvenilir veriler elde edilir.

Taban bantta iletim yapan haberleşme kanallarında (telefon, radyo kanalları, uydu kanalları) bilgi sinyalleri, sinyalin frekans bileşenini kanaldan geçmek için uygun bir frekans değerine taşıyan sinüzoidal bir taşıyıcı üzerinde iletilir. Alıcıdaki yerel referans ile taşıyıcı arasındaki frekans farklılığına taşıyıcı frekans kayması denir. Osilatörlerdeki kaymadan ve mobil haberleşme sistemlerinde belirgin olan Doppler kaymasından kaynaklanan bu frekans kayması kaçınılmaz olmakla beraber tam olarak ölçülmesi önem arz eder [1]. Kanal durum bilgisinde olduğu gibi, frekans kayması kestirimi yapmak için de yaygın bir yöntem olarak öğrenme dizileri kullanılır. Alıcı ve vericide bilinen bir öğrenme dizisi frekans kaymasına maruz bırakılarak kanaldan gönderilir. Alıcı tarafında en büyük olabilirlik yöntemi (mean square) ya da en küçük kareler yöntemi (least square)

ile dizideki frekans kayması alıcı tarafından kestirilebilir.



Şekil 4.1: Taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi blok şeması. TS: Öğrenme dizisi,  $h(k)$ : Kanal cevabı,  $g_T(t)$ : Darbe şekillendirmesi,  $\tau_i$ : Kanal gecikmeleri,  $A_i$ : Kanal sönümlenme katsayıları,  $T_s$ : Sembol zamanı

Bundan sonra gönderilen bilgi bitleri için bu frekans kayması referans alınarak kip çözümü gerçekleştirilir. Belirli kısa aralıklarla bu işlem tekrar edilerek güvenilir haberleşme sağlanır.

Kanal kestirimi zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) ve yüksek frekans (HF) sayısal haberleşme sistemlerinde önemli bir yer kaplar. Frekans seçici kanalda yapılan bu iletimlerde, sönümlenme oranına bağlı olarak kanal bilgisi veri dizisi boyunca güncellenemeyebilir. Kanal kestirimi yapılırken birçok çalışmada osilatörler arasındaki taşıyıcı frekans kayması sıfır olarak kabul edilmiştir. Ancak mobil haberleşmede ideal osilatörler bile Doppler kayması sebebiyle yetersiz kalır. Bu sebeple taşıyıcı frekans kestirimi ile kanal kestirimi birçok çalışmada birlikte incelenmiştir. Beyaz Gauss gürültüsü kanalı için [22, 23], düz sönümlü (flat fading) kanallar için [24]'te incelenmiştir. Hebley and Taylor, [25]'te frekans seçici kanallarda, en büyük olabilirlik kestiriciyi kullanarak bilinmeyen bir kanalın istatistiksel olarak ölçülebileceğini göstermişlerdir. Frekans seçici kanallar için kanal ve frekans kestiriminin bir arada incelendiği çalışma Morelli ve Mengali'nindir [1].

## 4.2 Sistem Modeli

Bu bölümde Morelli ve Mengali'nin [1] makalesi referans alınarak taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi birlikte hafızalı/hafızasız Rayleigh sönümlü kanallar için incelenmiştir. Ayrıca hafızasız Rayleigh sönümlü kanal için kestirimlerin bit/sembol hata oranı performansı üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Şekil 4.1'deki basamaklar kullanılarak, oluşturulan kanal cevapları için taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimleri yapılmıştır. Burada eşzamanlamanın ve sembol zamanlamasıyla güç yükselteci bloklarının hatasız olduğu varsayılmıştır.

Osilatörlerdeki frekans hatasının, frekans atlamalı kanallar için 1 ppm (parts per million,  $10^{-6}$ ) olması istenmektedir. Taşıyıcı frekansının 100 MHz olduğu bir sistemde 1 ppm frekans hatası :

$$|\Delta f| = 10^{-6} \times 100 \times 10^6 = 100Hz \quad (4.1)$$

değerindeki frekans kaymasına karşılık gelmektedir.

Öğrenme dizileri, doğrusal bir kipleme olan BPSK ile frekans seçici kanal üzerinden iletilir. Bu durumda alınan sinyaller şu şekilde ifade edilir :

$$x(n) = s(n)e^{j2\pi n\nu} + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.2)$$

Burada  $\nu = \frac{\Delta f}{T_s}$  şeklinde ifade edilir ve normalize taşıyıcı frekans kaymasını ifade eder.  $T_s$  sembol zamanını ifade eder ve 1 Mbps hızıyla iletim yapılan bir sistemde  $10^{-6}$ 'ya eşittir.  $s(n)$  ise

$$s(n) = \sum_{k=0}^n h(k)a_{n-k}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.3)$$

olarak tanımlanmakla birlikte  $N$  sembol sayısını  $L$  ise kanal hafızasını belirtmektedir.  $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(L - 1)]$  kanal cevabını gösteren vektördür.  $a_n$ ;  $-L + 1 < n < N - 1$  ise öğrenme dizisini ifade etmektedir. Dizinin başındaki  $L-1$  terim ise öncül bitler (precursor) olarak adlandırılır.

Öğrenme dizisi seçimi de ayrıca önemlidir. [24]'da kanal durum bilgisi için en iyi öğrenme dizileri anlatılmaktadır. Kanal kayıp faktörünü en aza indiren bit dizisi en iyi öğrenme dizisi olarak belirlenmektedir. Bu diziler frekans kayması kestirimi için de, en iyi olmasa da, kullanılabilirler.

$N = 16$  olduğu durumlarda öğrenme dizisi olarak CC14 (16'lık düzende),  $N = 32$  olduğunda ise 5230F641 (16'lık düzende) dizileri kullanılmıştır. Bunların yanında m-sequence dizileri ile de kestirim performansı incelenmiştir. Kanal ve frekans kayması kestirimleri için ortalama kare hata (mean square error - MSE) grafikleri elde edilmiştir. Son olarak düz sönümlü Rayleigh kanalı için bit hata oranı farklı kipleme türlerinde gönderilecek bilgi bitleri için elde edilmiştir.

### 4.3 En Büyük Olabilirlik Frekans Kestirici

Alınan sinyalin vektörü formunda ifade edelim:

$$\mathbf{x} = \mathbf{\Gamma}(\nu)\mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (4.4)$$

Burada  $\mathbf{\Gamma}(\nu) = \text{diag}\{1, e^{j2\pi\nu}, e^{j4\pi\nu}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\nu}\}$  olarak verilmekte ve faz kaymasının etkisini belirten diagonal matris olarak ifade edilmektedir.  $\mathbf{A}$  vektörü  $[A]_{i,j} = a_{i-j}, 0 \leq i \leq N-1, 0 \leq j \leq L-1$  olarak tanımlanmıştır.  $\mathbf{w} = [w(0), w(1), \dots, w(N-1)]$  vektörünün her bir elemanı sıfır ortalamalı  $\sigma_n^2$  değişintili karmaşık beyaz Gauss gürültüsüdür.

Taşıyıcı frekansı kayması için en büyük olabilirlik kestiricisi şöyledir:

$$\hat{\nu} = \arg \max_{\tilde{\nu}} \{g(\tilde{\nu})\}. \quad (4.5)$$



Burada

$$g(\hat{\nu}) = -\rho(0) + 2\text{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} \rho(m) e^{j2\pi m \nu} \right\} \quad (4.6)$$

$$\rho(m) = \sum_{k=m}^{N-1} [\mathbf{B}]_{k-m,k} x(k) x^*(k-m) \quad (4.7)$$

ile bulunur ve  $\rho(m)$  verinin ağırlıklandırılmış ilintisini belirtir.

$\mathbf{B} = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$  izdüşüm matrisidir.

Kanal durum bilgisi ve frekans kayması ayrıışmış (decoupled) oldukları için, önce birisi kestirilip yerine konulduktan sonra diğeri kestirilebilir. Taşıyıcı frekans kayması üstte anlatılan en büyük olabilirlik kestirici ile kestirildikten sonra,  $\tilde{\nu} = \hat{\nu}$  yerine konulduğunda,  $\mathbf{h}$  kestirimi

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \Gamma(\hat{\nu})^H \mathbf{x} \quad (4.8)$$

denklemleri ile yapılabilir. Ayrıca bu denklem, klasik kanal kestirimi ( $\nu = 0$ ) ile de tutarlıdır.

Kestiricilerin performansları değişintileri üzerindeki bir alt sınır ile ifade edilir. [26, 27]'de bu konuda çalışmalar mevcuttur. *Cramér – Rao* sınırı (CRB) olarak bilinen bu sınır, yansız kestiricilerin değişintisinin en az Fisher Information'ın tersi kadar yüksek olduğunu belirtir. Yani, tüm yanlı kestiriciler arasında en düşük ortalama kare hataya (MSE) sahip olanıdır.  $x$  ölçümünden kestirilecek olan parametre  $\theta$  ve kestirimi  $\hat{\theta}$  ise,  $E[\hat{\theta}] = \theta$ 'yı sağlayan yansız kestiriciler için CRB aşağıdaki gibidir:

$$\text{var}(\hat{\theta}) \geq \frac{1}{I(\theta)}. \quad (4.9)$$

Fisher Information ise şöyle tanımlanmaktadır:

$$I(\theta) = E \left[ \left( \frac{\partial \log f(x, \theta)}{\partial \theta} \right)^2 \right]. \quad (4.10)$$

Yukarıda anlatılan en büyük olabilirlik frekans kestirici için CRB :

$$E[|\hat{\nu} - \nu|^2] \geq \frac{1}{2N} \frac{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}{\mathbf{y}^H (\mathbf{I}_N - \mathbf{B}) \mathbf{y}} (SNR)^{-1} \quad (4.11)$$

olarak bulunmuştur [23].  $\mathbf{s} = \mathbf{A}\mathbf{h}$  ve  $\mathbf{y} = \{y|y(n) = 2\pi n s(n), n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ 'dir.

Kanal kestirimi için teorik ortalama kare kanal kestirim hatası (MSCEE, mean square channel estimation error), (4.8)'de  $\hat{\nu} = \nu$  koyarak elde edilir ve şu şekildedir:

$$MSCEE|_{\hat{\nu}=\nu} = (SNR)^{-1} \times tr[(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}] \quad (4.12)$$

Bu denklemlerdeki ve benzetimlerdeki SNR, alıcı antenin sinyal-gürültü oranını belirtmekle birlikte  $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$  şeklinde tanımlanır.  $\sigma_s^2 = 1$  olacak şekilde normalleştirilir.

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |s(n)|^2 \quad (4.13)$$

## 4.4 Rayleigh Sönümlü Hafızalı Kanalda Taşıyıcı Frekans Kayması ve Kanal Kestirim Hataları

Kanal cevabı, Şekil 4.1'de görüldüğü gibi, vericideki darbe şekli olarak kullanılan yükseltilmiş kosinüs süzgecini ( $g_T(t)$ ), kanalın sönümlenme katsayılarını ve gecikmelerini ( $A_i$  ve  $\tau_i$ ), alıcı tarafındaki gürültü azaltıcı alçak geçiren süzgeci (LPF) ve sembol örneklemesini ( $kT_s$ ) içeren toplam bir cevaptır. Burada kanal cevabı

$$h(k) = \sum_{i=0}^5 A_i g_T(kT_s - \tau_i - t_0). \quad (4.14)$$

formülü ile tanımlanmıştır. Bu kanal 6 yoldan oluşmaktadır.  $A_i$  her bir yolun sönümlenmesini ifade eden bağımsız, sıfır ortalamalı,

$\{-3, 0, -2, -6, -8, -10\}$  dB değışintili Gaussian rastgele değışkenleridir.  $\tau_i$  yollardaki gecikmeyi ifade eder ve sırasıyla  $\{0, 0.054, 0.135, 0.432, 0.621, 1.351\} \times T_s$  değerlerine eşittir.  $k$  indisi ise hafızayı belirtmektedir. Burada öncelikle  $k = 0$  yani hafızasız bir kanal için, daha sonra  $0 \leq k \leq 7$  yani  $L = 8$  olan bir kanal için frekans kayması kestirimi yapılacaktır.  $T_s$  sembol oranını ifade etmektedir.

Burada kestirici hızlı Fourier dönüşümünden (Fast Fourier Transform, FFT) yararlanılarak oluşturulmuştur. (4.7) eşitliği ile  $\rho(m)$ 'in  $N$  tane ilintisi hesaplanır. Daha sonra

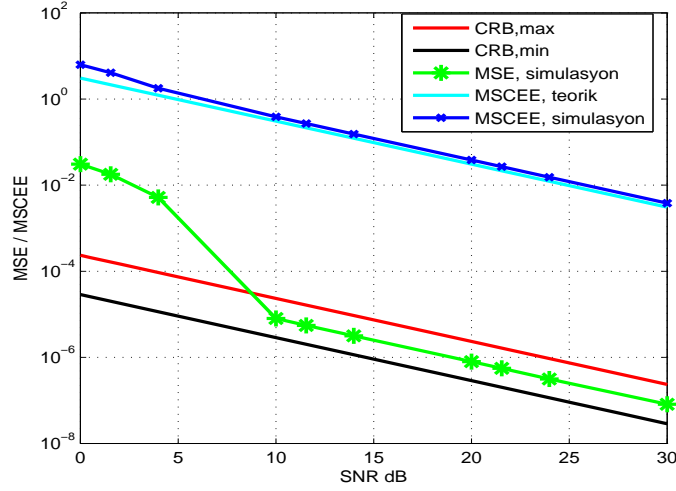
$$\rho'(m) = \begin{cases} \rho(m), & 0 \leq m \leq N - 1 \\ 0, & N \leq m \leq NK - 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

dizisi haline getirilir.  $K$  budama faktörüdür (pruning factor) ve tasarımın bir parametresidir. Son aşama olarak,  $\rho'(m)$ 'in FFT'si

$$\tilde{\nu} = \frac{n}{KN}, \quad \frac{-KN}{2} \leq n < \frac{KN}{2} \quad (4.16)$$

için hesaplanır. Böylece,  $\{g(\tilde{\nu})\}$  dizisi elde edilir. Bu diziyi en büyük yapan  $\tilde{\nu}$  değeri  $\nu$ 'nün kestirimi olur.

Alıcıda gerçek  $\Delta f$  değeri  $\pm 1$  ppm yani  $[-100 \text{ Hz}, 100 \text{ Hz}]$  aralığında düzgün dağılıma sahip bir rastgele değışken olarak tanımlanmıştır.  $1/T_s$  ile normalize edilmiş  $\tilde{\nu}$  değeri, kestiricide  $[-\frac{1}{2T_s}, \frac{1}{2T_s}]$  aralığında aranmaktadır. Bunun sebebi, en büyük olabilirlik kestiricisinin kestirim aralığının  $|\nu| \leq \frac{1}{2}$  olmasıdır. Yani gerçek kayma bu aralıkta olduğu müddetçe kestirici doğru kestirilebilir. Belirli bir  $\nu$  değerleri üzerinden arama yapıp bunların arasından en iyisi  $\nu_{max}$  seçildiği için buna 'coarse search' denir. Buna ikinci bir aşama olarak,  $\{g(\tilde{\nu})\}$ 'nin aradeğerlemesiyle  $\nu_{max}$ 'e en yakın olan yerel maksimum değeri bulunabilir. Buna da 'fine search' denir. Ancak bu bölümde sadece coarse search kullanılmıştır.



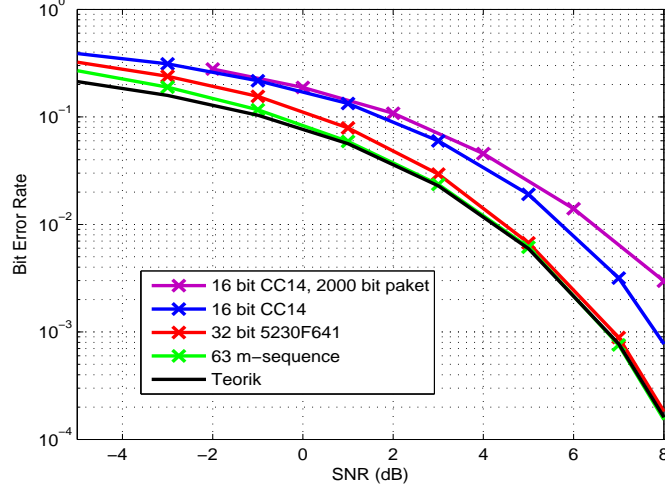
Şekil 4.2:  $L=8$  hafızalı çok yollu Rayleigh sönümlü bir kanal için taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi ortalama kare hatası eğrileri [1].

$K$  faktörü 4 seçilmiştir. Bu yöntem ve yukarıda anlatılan kanal cevabıyla elde edilen  $L = 8$  hafızalı ve çok yollu kanal için taşıyıcı frekans kayması kestirimi ortalama kare hatası eğrisi Şekil 4.2’de mevcuttur. Benzetim ile elde edilen kestiricinin ortalama kare hata eğrisi en büyük ve en küçük CRB eğrilerinin ortasında kalarak başarılı bir performans sergilemiştir. Düşük SNR değerlerinde oluşan yüksek hatalara ‘outlier’ denilmektedir. Bunların sebebi de, gürültünün baskın olduğu düşük SNR değerlerinde kestirilen taşıyıcı frekansının  $\nu$ ’den çok uzaktaki değerler olmasıdır. Taşıyıcı frekans kayması kestirildikten sonra, eşitlik (4.8)’de yerine konularak kanal kestirimi yapılmıştır. Elde edilen kanal kestirimi ortalama kare hatası eğrisi, (4.12) ile çizdirilen teorik sınırı ile karşılaştırmalı olarak Şekil 4.2’de görülmektedir.

## 4.5 BER Performansı

Taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestiriminin bit hata oranı (BER) üzerindeki etkisi incelenmek istendiğinde, (4.14) ile elde edilen cevaba sahip kanal için ayrıca bir denkleştirici kullanılması gerekmektedir. Burada, denkleştirici kullanılmak istenmediği için daha basit bir kanal ele alınır. Bu kanal,  $k = 0$  yani hafızasız olmakla birlikte düz sönümlü bir Rayleigh kanalıdır. Burada kullanılan darbe

şekli, Bölüm 3'te eşzamanlama için en iyi olarak seçilen 80 uzunluklu ve 8 örnekleme faktörüne sahip kök yükseltimi kosinüs süzgeçidir.



Şekil 4.3: Düz sönümlü Rayleigh kanalda BPSK kiplemesi için farklı öğrenme dizisi ve bilgi biti uzunlukları için elde edilen bit hata oranı grafikleri

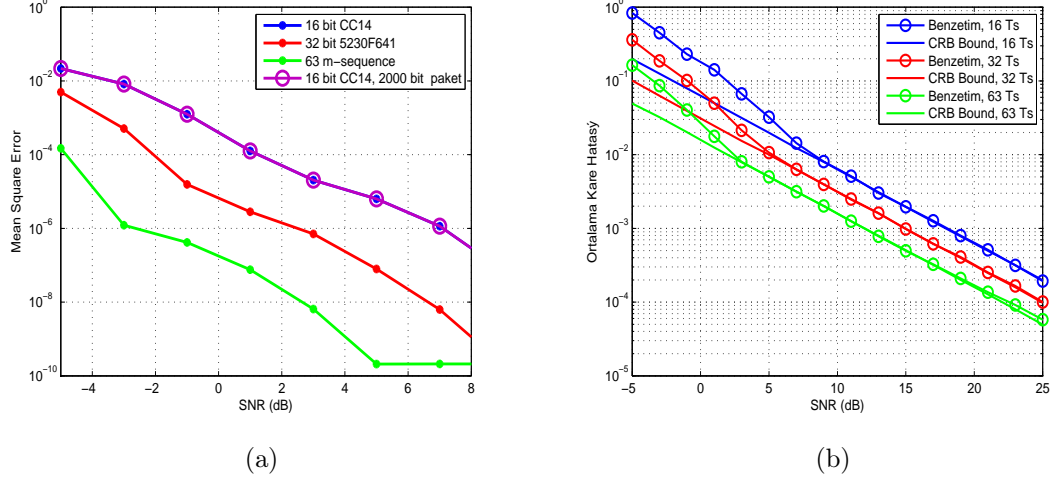
Taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestiriminden sonra elde edilen  $\hat{h}$  ve  $\hat{\nu}$  kullanılarak

$$r(n) = \frac{x(n)e^{(-2\pi n\hat{\nu})}\hat{h}^*}{|\hat{h}|^2} \quad (4.17)$$

işlemi ile, alınan sinyaldeki taşıyıcı frekans kayması ve kanal etkisi giderildikten sonra kip çözümü işlemine sokularak bit hata oranı bulunur. Sembol hata oranları  $SNR = \sigma_s^2/\sigma_n^2$ 'a karşı çizdirilmiştir ve  $\sigma_s^2$  normalleştirilmiştir. Burada FFT budama faktörü  $K=4$  seçilmiştir.

240 sembolden oluşan paketler için bilgi bitinin BPSK ile kiplendiği durumda farklı uzunlukta öğrenme dizileri ve bilgi bitleri ile BPSK için elde edilen bit hata oranları Şekil 4.3'te karşılaştırılmıştır. 16 uzunluklu öğrenme dizisi ile yapılan kestirimde, teorik eğriye göre yaklaşık 2 dB daha kötü bir BER eğrisi elde edilmiştir. Şekil 4.4(a)'da bulunan farklı öğrenme dizisi uzunluklarıyla elde edilen taşıyıcı frekans kayması kestirimi için ortalama kare hata eğrilerinden CC14 için olanına bakılırsa, 8 dB'de yaklaşık  $10^{-7}$  mertebesinde MSE değeri olduğu

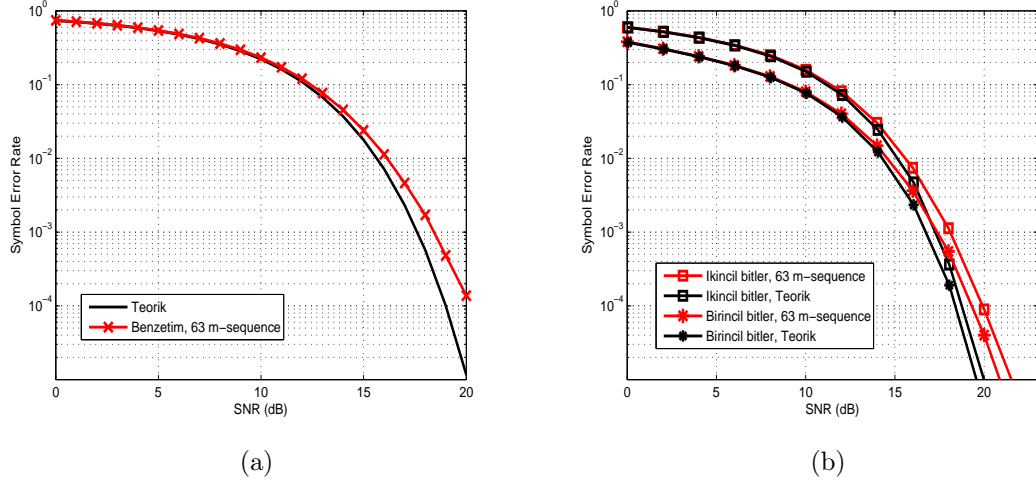
görülmektedir.



Şekil 4.4: Düz sönümlü Rayleigh kanalda BPSK kiplemesi için, farklı öğrenme dizisi ve bilgi biti uzunluğu ile elde edilen (a) taşıyıcı frekans kayması, (b) kanal kestirimi ortalama kare hataları karşılaştırılması

Yine Şekil 4.4(b)'de aynı uzunluklu öğrenme dizisi ile elde edilen kanal kestirimi için ortalama kare hatası eğrisinin düşük SNR'lerde CRB sınırına ulaşamadığı görülür. Ortalama kare hatalarının büyük olması, bir paket içindeki sembollerin taşıyıcı frekans kaymasından etkilenmesi ve dönmesini de artırmaktadır. Ancak öğrenme dizisi uzunluğu arttıkça, kestirimdeki başarımlar artmakta, ortalama kare hataları azalmakta ve bit hata oranı eğrileri teorik eğriye yaklaşmaktadır. Özellikle 63 uzunluklu m-sequence ile elde edilen başarımlar görülmektedir. Ancak SNR küçükken, MSE eğrisinden de anlaşılacağı gibi, gürültünün baskın gelmesiyle performansta biraz kayıp gözlemlenmektedir.

Aynı uzunluklu öğrenme dizisi ile farklı uzunlukta paketler için kestirim yapıldığında, kestirim yapılacak paket uzunluğu artmasıyla elde edilen bit hata oranları yine 4.3'te karşılaştırılmıştır. Şekil 4.4(a)'da görülebileceği gibi aslında bilgi biti uzunluğu ile taşıyıcı frekans kayması kestirimi başarımları aynı kalmıştır. Ancak, paket uzunluğu artınca, kestirim doğru olsa dahi arta kalan etki biriktiği ve zamanla arttığı için SNR arttıkça BER performansı azalmaktadır. Bu sebeple, pratikte, belirli sembol uzunluğu periyotları ile aynı öğrenme dizileri kullanılarak kestirim tekrar edilmektedir.



Şekil 4.5: Düz sönümlü Rayleigh kanalda 16QAM ve 4/16QAM kiplenmeleri için kestirim etkisi ile elde edilen sembol hata oranı performansları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM.

Öğrenme dizisi her daim BPSK kiplenmesi ile iletilirken, bilgi bitleri tüm tek ve çift katmanlı kiplenmeler ile gönderilebilmektedir. Ancak, bilgi bitleri M-QAM ile gönderilirken ortalama sembol enerjisi 1'e eşitlenmelidir. Aksi takdirde, ortalama sembol enerjisi 1 olan BPSK kipli öğrenme dizisi ile, daha yüksek sembol enerjisine sahip bilgi bitlerinin kestirimi başarılı yapılamamaktadır.

16QAM kiplenmesiyle gönderilecek bilgi bitlerinin sembol hata oranı performansı 63 bitlik öğrenme dizisi ile Şekil 4.5(a)'da verilmiştir. Bilgi bitleri hangi kiplenme ile gönderilirse gönderilsin, öğrenme dizisi aynı olduğu için taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimleri ortalama kare hataları performansı Şekil 4.4(a) ve 4.4(b)'deki gibi olmaya devam etmektedir. Buna rağmen, 16QAM için sembol hata oranının küçük SNR'larda BPSK'da olduğu gibi teorik eğrisinden uzaklaşmadığı dikkat çekmektedir. BPSK  $10^{-1}$  hata mertebesine teorikte -1 dB'de ulaşmaktayken, 16QAM aynı hata mertebesine 12 dB'de ulaşmaktadır. Şekil 4.4(b)'de 63 uzunluklu m-sequence için -1 dB'deki ortalama kara hata yaklaşık  $10^{-6}$  iken 12 dB deki hatanın neredeyse  $10^{-10}$  mertebelerine ulaştığını söyleyebilmek mümkündür. Bu sebeple 16QAM kiplenmesinin taşıyıcı frekans kayması kestirimindeki hatalardan etkilenmeye başlaması daha yüksek SNR'larda görülmektedir. SNR büyümeye devam ettikçe artan gürültü etkisiyle teorik

sembol hata oranı eğrisinden uzaklaşan, bozulan bir performans görülmektedir.

Son olarak Şekil 4.5(b)'de hiyerarşik 4/16QAM kipleme için 63 uzunluklu m-sequence ile elde edilen sembol hata oranı eğrisi, teorik ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Kestirime karşılık performans 16QAM'de olduğu gibidir.  $10^{-3}$  sembol hata oranı mertebesinde birincil bitlerdeki SNR kaybı 0.8 dB, ikincil bitler teoriğe göre yaklaşık 1 dB olduğu görülmektedir. Artan SNR ile teorik eğriye göre açılma olmasında kestirimin yapılan aralığın çözünürlüğünün yanında kullanılan darbe şekillendirmesi süzgecinin etkisi de büyüktür.

## 4.6 Sonuç

Bu bölümde kullanılan taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi algoritmasının düz sönümlü Rayleigh kanalı için bit hata oranı performansında yeterli başarımlı gösterdiği görülmüştür. CC14 öğrenme dizisinin yetersiz kaldığı yerlerde 32 bit uzunluğundaki 5230F641 kullanılabilir. Öğrenme dizisi uzunluğu arttıkça kestirim daha başarılı olmaktadır. En başarılı performans 63 uzunluklu m-sequence ile elde edilmiştir. Ayrıca kestirimin belirli periyotlarla tekrar edilmesi gerektiği anlaşılmıştır.



## 5. GÜÇ YÜKSELTECİ, EŞZAMANLAMA VE KESTİRİM ETKİLERİ

### 5.1 Sistem Modeli

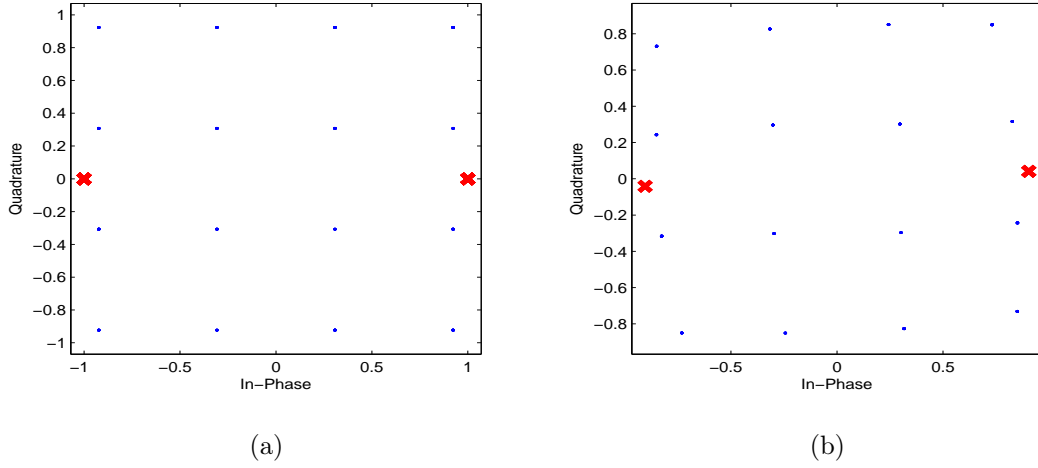
Bu bölümde, Şekil 1.1 ile önceki bölümlerde incelenen ara parçalar birleştirilerek tüm sistemin başarımı incelenecektir. Her bölümde belirlenen parametreler kullanılarak, basitleştirilmiş bir benzetim yapılacaktır.

Her paketin 240 sembolden oluştuğu düşünülmüştür. Her 240 sembolün 63 biti öğrenme dizisidir. Öğrenme dizisinin 63 uzunluklu m-sequence seçilmesi, eşzamanlamanın başarımının bu uzunlukta bir dizi için daha iyi olması ve kestirimlerin başarımının da öğrenme dizisi uzunluğunun artışıyla doğru orantılı olmasıdır. Bu öğrenme dizisi ile öncelikle eşzamanlama yapılacak, daha sonra kestirim gerçekleştirilecektir.

Öğrenme dizisi her daim BPSK kiplemesi ile iletilirken, bilgi bitleri tüm tek ve çift katmanlı kiplemeler ile gönderilebilmektedir. Öğrenme dizisi ile bilgi bitleri dizisi ayrı ayrı ortalama sembol enerjileri 1 olacak şekilde normalleştirilir. 16QAM ile kiplenmiş bilgi bitleri ile gönderilecek bir dizinin bu şekilde normalleştirme işleminden geçirildikten sonra, güç yükseltecinden önceki ve güç yükseltecinden sonraki sinyal kümeleri Şekil 5.1’de verilmiştir. Böylece öğrenme dizisinin "1" sembolünün güç yükseltecinden etkilenmesiyle, 16QAM sinyal kümesindeki en yüksek genlikli sembollerin güç yükseltecinden etkilenmesi benzer olmaktadır. Öğrenme dizisini  $\mathbf{T}$ , bilgi bitleri dizisini  $\mathbf{y}$  vektörü ile ifade edecek olursak, sembol enerjisi 1’e eşitlenen öğrenme dizisi yine  $\mathbf{T}$ ’dir. Bilgi bitlerinin sembol enerjisinin 1’e eşitlenmiş hali  $\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}_1, \hat{y}_2, \dots, \hat{y}_N]$  ile ifade edilebilir. N bilgi bit dizisinin uzunluğudur ve ortalama sembol enerjisi

$$E_{s,av} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i, \quad i = 1, \dots, N \quad (5.1)$$

olarak tanımlanır ve 1'e eşitlenir.



Şekil 5.1: 16QAM kiplemesi için, ortalama sembol enerjileri 1'e eşitlenmiş öğrenme dizisi ve bilgi bitleri dizisi kümesinin güç yükselticiden geçmeden ve geçtikten sonraki hali. (a) Güç yükselticiden önce, (b) Güç yükselticiden sonra.

Gönderilen paket kök yükseltilmiş kosinüs süzgecinden geçerek darbe şekillendirmesine maruz kalır. Kullanılan darbe şekli süzgeci uzunluğu 80, örnekleme faktörü 8 olan bir süzgeçtir. Bu dizinin darbe şekli vektörünü  $\mathbf{y}_{PS}$  ile tanımlayalım. Buradan Arctangent modeli kullanılan güç yükselticine girmesi gerekir. Arctangent modeli giriş sinyalinin genliğini,

$$A[r] = g_1 \arctan(rp_1) + g_2 \arctan(rp_2) \quad (5.2)$$

eşitliğine göre değiştirir.  $r$  giriş sinyalinin genliğini,  $A[r]$  ise çıkış sinyal genliğini ifade etmektedir. Kullanılan parametreler ise  $g_1 = (16 - 9i)/6.67$ ,  $g_2 = (-7.5 + 24i)/6.67$ ,  $p_1 = 0.5$ ,  $p_2 = 0.1875$  şeklinde seçilmiştir. Bu model ile ilgili ayrıntılı bilgiler Bölüm 2'de mevcuttur. Arctangent modeline girmeden

önce darbe şeklinden geçmiş sinyalin en yüksek genliği  $V_{in,max}$ 'a eşitlenmesi gerekmektedir. Yani  $\max \mathbf{y}_{\mathbf{PS}} = V_{in,max}$  olacak şekilde tüm sinyal bir  $c$  katsayısı ile çarpılıp normalleştirilir. Böylece güç yükseltecine giren sinyallerin genlikleri kontrol altına alınmış olur.  $V_{in,max}$  1 seçilmiştir. Arctangent modeli için giriş-çıkış eğrisi Şekil 2.16'da verilmiştir. Arctangent modelinden çıkan sinyal vektörünü de  $\mathbf{y}_{\mathbf{PA}}$  şeklinde ifade edelim.

Alıcı tarafından  $\mathbf{T}$  bilinmektedir. Kanal düz sönümlü Rayleigh kanalıdır ve katsayısı  $h$  olarak tanımlanır. Gürültü  $N_0$  değişintilidir ve  $\mathbf{n}$  ile ifade edilir. Bunun dışında, sinyal kanaldan geçerken, paketin başına sinyal enerjisine göre belirlenen bir varyansa sahip olan başlangıç gürültüsü eklenmektedir. Gönderilen sinyalin sembol enerjisi  $E_s = 1$  ise, başlangıç gürültüsü  $N_0 + 1$  kadar gürültü değişintisine sahip olur. Alıcı tarafında duyulan sinyalin sembol enerjisi 1 olacak şekilde  $\mathbf{y}_{\mathbf{PA}}h$  normalleştirilir.

$$\mathbf{y}_{\mathbf{rx}} = \mathbf{y}_{\mathbf{PA}}h + \mathbf{n} \quad (5.3)$$

olarak yazılabilir. Alınan sinyal üzerine, alıcı ve vericideki osilatörlerdeki farklılıklardan kaynaklanan taşıyıcı frekansının birebir bulunamamasıyla oluşan taşıyıcı frekans kayması kestirimi eklenir.

$$\mathbf{y}_{\mathbf{cfo}} = \mathbf{y}_{\mathbf{rx}}e^{j2\pi n\nu} \quad (5.4)$$

Alıcıda ilk iş olarak, bilinen öğrenme dizisi  $\mathbf{T}$  ve alınan sinyal, özilinti işleminden geçirilip bilginin var olup olmadığına karar verilir. Eşzamanlama işlemi sırasında kullanılan eşik değeri, gürültüsüz durumda elde edilen en yüksek genlik değerinin yüzde 60'ı olarak belirlenmiştir. Eşik değerini geçen durumlar için pencere aralığı örnekleme faktörünün yarısı olarak belirlenmiştir. Sinyalin var olduğuna karar verilirse, sinyal uyumlu süzgeçten geçirilip bulunan başlangıç noktasından itibaren örneklenir ve kestirim işlemine geçilir.

Örneklenmiş sinyale  $\mathbf{y}_{\mathbf{cfo}_{sampled}}$  dersek,  $\mathbf{T}_{\mathbf{r}} = \mathbf{y}_{\mathbf{cfo}_{sampled}}(1 : 63)$  olarak elde edilen öğrenme dizisi ile kestirim işlemi yapılacaktır. Ancak güç yükseltecine girmeden önce en büyük genlik değeri  $V_{in,max} = 1$ 'e eşitlenmesi adına tüm sinyal

belirli bir katsayı ile çarpıldığı için, kanal kestirimine sokmadan önce  $\tilde{\mathbf{T}} = \mathbf{T}_r/c$  ile katsayının öğrenme dizisi üzerindeki etkisi giderilir. Kanal kestiriminde  $\tilde{\mathbf{T}}$  kullanılmalıdır. Aksi takdirde kestirilen kanal katsayısı  $c$  sayısı ile orantılı değerler olmaktadır.

Kanal kestirimi yöntemi gereği ilk olarak taşıyıcı frekans kayması kestirilmelidir. Kestirim işlemi Bölüm 4'te Rayleigh sönümlü kanal için anlatılan kestirim yöntemiyle, 4.6 denklemlerinin FFT kullanılarak en büyüklenmesiyle yapılır. Daha sonra, bulunan taşıyıcı frekans kayması kestirimi  $\hat{\nu}$  kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Bu işlem

$$\hat{h} = (\mathbf{T}^H \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{\Gamma}^H(\hat{\nu}) \tilde{\mathbf{T}} \quad (5.5)$$

eşitliği ile yapılmaktadır [1]. Burada  $(.)^H$  işlemi Hermitian transpozunu ifade eder.  $\mathbf{\Gamma}(\nu) = \text{diag}\{1, e^{j2\pi\nu}, e^{j4\pi\nu}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\nu}\}$  şeklinde tanımlanan köşegen matristir.

Kestirilen değerler kullanılarak

$$\mathbf{r} = \frac{\mathbf{y}_{\text{cfo\_sampled}} e^{(-2\pi n \hat{\nu})} \hat{h}^*}{|\hat{h}|^2} \quad (5.6)$$

sinyal geri elde edilir ve karar verme kısmına geçilir. Sadece güç yükseltici etkisi incelenen, kanal bilgisinin mükemmel olduğu durumda karar verme güç yükselticine göre dönmüş sembollere göre ( $s_i^{PA,PS}$ ) eşitlik (2.14) ile yapılırdı. Ancak kanalın bilinmeyip kestirildiği bu durumda (5.6) eşitliğindeki işlem ile sadece kanal etkisi değil bunun yanında güç yükselticinin etkisi de giderilmiş olmaktadır. Çünkü kestirilen  $\hat{h}$  değeri hem darbe şekillendirmesine hem de güç yükselticine maruz kalmıştır. Bu sebeple aslında bütün etkilerin toplam kestirimi olarak düşünülebilir. Sonuç olarak karar verme işlemi artık güç yükselticine girmeden önceki semboller ( $s_i$ ) kullanılarak 'En büyük olabilirlik yöntemi' ile yapılır. Bu yöntem şu şekilde tanımlanır:

$$\min_i |\mathbf{y}_{\text{cfo\_sampled}} - s_i^{PA,PS}|. \quad (5.7)$$

Güç yükseltici ve kanal kestiriminin performansı sembol hata oranları cinsinden incelenmiştir.  $SNR = E[E_{s,pa}/N_0]$  olarak hesaplanan ortalama sembol SNR'ına karşılık sembol hata oranı grafikleri çizdirilir. Burada  $E_{s,pa}$ , kanaldan alınan ortalama sembol enerjisidir.

Kanal  $\hat{h} \neq h$  olarak kestirildiğinde (5.3) eşitliğindeki alınan sinyal  $\hat{h}^*/|\hat{h}|$  ile çarpıldığında,

$$\frac{\mathbf{y}_{rx}}{\hat{h}} = \frac{\mathbf{y}_{PA}h}{\hat{h}} + \frac{\mathbf{n}}{\hat{h}} \quad (5.8)$$

halinde yazılabilir. Karar verme kuralını kullanılarak

$$\left| \Re \left\{ \frac{\mathbf{y}_{PA}h}{\hat{h}} + \frac{\mathbf{n}}{\hat{h}} \right\} - 1 \right| \geq \left| \Re \left\{ \frac{\mathbf{y}_{PA}h}{\hat{h}} + \frac{\mathbf{n}}{\hat{h}} \right\} + 1 \right| \quad (5.9)$$

eşitsizliği elde edilir. Daha sonra,  $h - \hat{h} = e$  farkını kullanarak, eşitsizlikte  $\frac{h}{\hat{h}} = 1 + \frac{e}{\hat{h}}$  ve  $\hat{h} = \hat{h}_r + j\hat{h}_i$  yazılarak kuyruk olasılıkları hesaplanırsa, kanal kestirimi varken  $N_0/2$  değişintili gürültü ile BPSK kiplemesi için sembol hata olasılığı

$$SER = Q \left( \sqrt{\frac{(\hat{h}_r^2 + \hat{h}_i^2)^2}{\frac{N_0}{2}(\hat{h}_r^2 + \hat{h}_i^2 + e_r\hat{h}_r + e_i\hat{h}_i)}} \right) \quad (5.10)$$

formülü ile elde edilir. Bu formül,  $\hat{h}$  yerine  $h$  yazıldığında, yani kanal kestirimi mükemmel olduğunda, düz sönümlü Rayleigh kanal için BPSK teorik SER formülünü  $Q \left( \sqrt{\frac{2|h|^2}{N_0}} \right)$  vermektedir. Kanal kestirimi sebebiyle oluşan paydada bulunan hata terimleri, kanal kestiriminin performansına bağlı olarak sembol hata oranında hata tabanına neden olur.

BPSK kiplemesinde bu hata tabanı çok düşük değerlerde olduğu için benzetimler sonucu gözlemlenemiyor olsa da, sinyal kümesinin büyüklüğü arttıkça taban gözlemlenebilir hale gelmektedir.

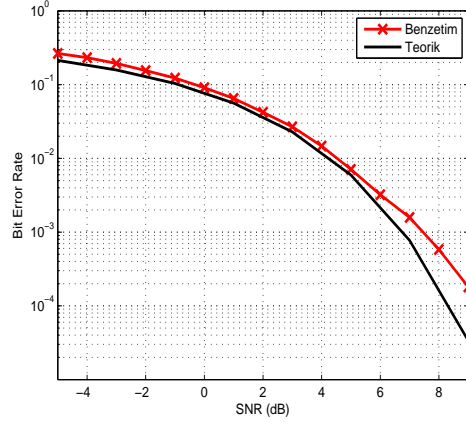
Çizelge 5.1: Kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
Bilgi paketi sembol uzunluğu	240
Öğrenme dizisi	63 m-sequence
Süzgeç uzunluğu	80
Örnekleme faktörü	8
Roll-of faktörü	0.5
Güç yükselteci modeli	Arctangent
$\nabla$ değeri	1
Sembol zamanı	1 $\mu s$
Gerçek CFO değeri	unif(-100,100) Hz
Kanal	düz sönümlü Rayleigh
Gürültü varyansı	$N_0$
Eşzamanlama eşiği	yüzde 60
Eşzamanlama aralığı	(-4,4)
FFT K faktörü	4

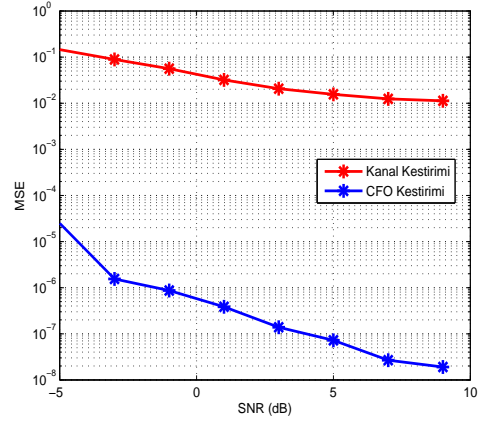
## 5.2 Benzetim Sonuçları

Düz sönümlü Rayleigh kanalında tek ve çift katmanlı kiplmeleri için benzetimler yapılmış, sembol ve paket hata oranları eğrileri çizdirilmiştir. Bu bölümde kullanılan parametreler 5.1’de verilmiştir. Her paket 240 sembolden oluşmaktadır ve ilk 63 biti öğrenme dizisidir. Her 240 bit için hata düzelten kodlar ile 20 bit hatanın düzeltilebildiği kabul edilmiştir.

Eşzamanlama için eşik değeri, gürültüsüz olarak alınan sinyalin maksimum noktasının yüzde 60’ı olarak, sinyalin arandığı ikinci aşamadaki pencere aralığı da örnekleme faktörünün yarısı olarak alınmıştır. Tek taplı durumda kullanılan 63 uzunluklu m-sequence oldukça başarılı bir eşzamanlama performansı sağlamakta, kaçırılan sezim olasılığı düşük olmaktadır. Sinyalin varlığına karar verilmesi ile bulunan başlangıç noktasından itibaren olmak üzere elde edilen öğrenme dizisi ile taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirilmiştir. Kestirim sonucunda sinyal geri elde edilerek bit hata oranı hesaplanmış, bunun sonucunda her 240 bitte 20 ve daha fazla bit hatası mevcutsa, paket hatası olduğu kabul edilmiştir. Sinyalin kaçırıldığına karar verilirse bit/sembol/paket hatası hesaplanmamıştır.



(a)



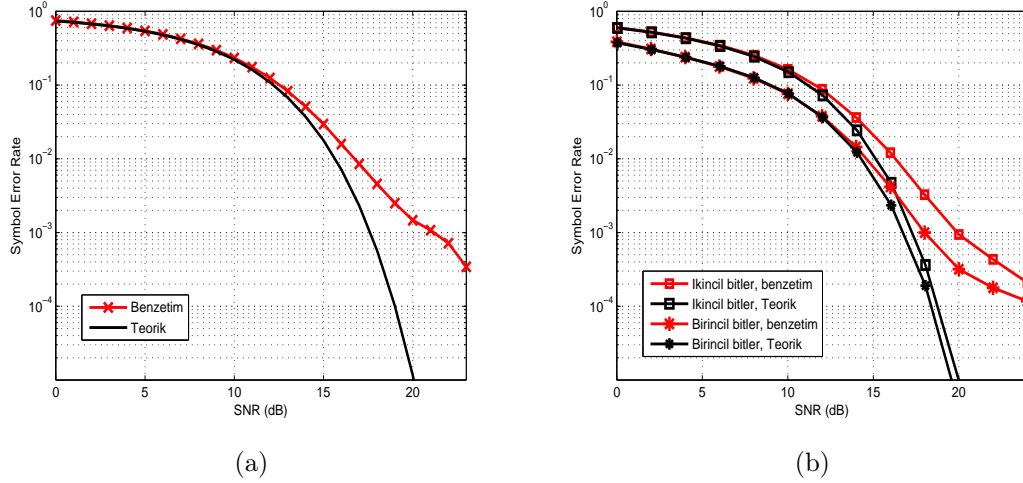
(b)

Şekil 5.2: BPSK kiplemesinin güç yükseltici, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki bit hata oranı ve ortalama kare hatası performansları. (a) Sembol hata oranı, (b) Ortalama kare hatası.

BPSK kipli sinyal için elde edilen bit hata oranı performansı Şekil 5.2(a)'da verilmiştir. Bu performansa 5.2(b)'de verilen taşıyıcı frekans kayması kestirimi (CFO) ve kanal kestirimi ortalama kare hataları ile ulaşılmıştır. Güç yükseltcinin etkisi ve eşzamanlama sonucu bulunan sinyal başlangıç noktasının kaymış olma ihtimali ile, kestirim performansı Bölüm 4'teki Şekil 4.4(b)'de görülen 63 uzunluklu m-sequence ile elde edilmiş taşıyıcı frekans kayması kestirimi ortalama kare hatası performansına göre biraz azalmıştır. Bunun yanında, kullanılan darbe şekli sebebiyle SNR arttıkça semboller arası girişimin artması sebebiyle hata tabanı gözlemlenmektedir. Kanal kestirimin hata tabanı yapması sembol ve paket hata oranı eğrilerinde de aynı davranışın gözlemlenmesine sebep olur. Eşitlik (5.10)'da belirtilen bu hata tabanı, sinyal kümesi büyüdükçe daha belirgin hale gelmektedir. Çünkü büyük sinyal kümelerinde güç yükseltcinin farklı sembolleri farklı miktarda etkilerken, kullanılan kestirim yöntemiyle ortalama bir sonuç vermektedir.

Şekil 5.3(a)'da 16QAM kiplemesi için elde edilen sembol hata oranının, sembol başına düşen ortalama sinyal-gürültü oranına karşılık çizdirilmiş eğrisi mevcuttur. Önceki bölümde kestirimde olduğu gibi düşük SNR'larda teorik eğri üzerindeyken, SNR arttıkça performans azalmaktadır. Aynı şekildeki (b) grafiğinde ise çift

katmalı 4/16QAM için birincil ve ikincil bitlerin alınan ortalama sembol başına düşen SNR'a karşılık sembol hata oranları, tüm etkenler idealken elde edilmesi gereken teorik eğri ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 5.3: 16QAM ve 4/16QAM kiplemesinin güç yükseltici, eşzamanlama ve kestirimin etkileri altındaki sembol hata oranları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM.

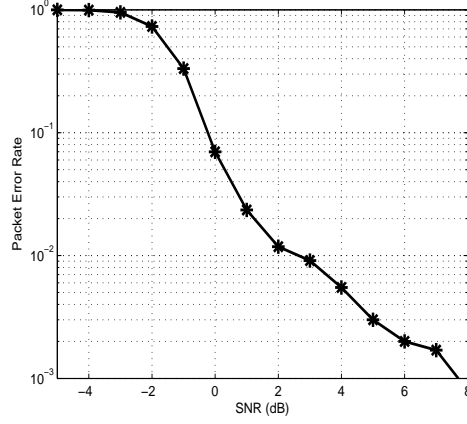
$10^{-3}$  sembol hata oranında birincil bitler teoriğe göre yaklaşık 1.2 dB SNR kaybı yaşarken, ikincil bitlerin aynı sembol hata oranında yaklaşık 3.2 dB SNR kaybına maruz kaldığı görülmektedir. Ayrıca, Bölüm 3'da Şekil 4.5'te verilen, sadece kestirim sonucu elde edilen sembol hata oranlarına göre özellikle artan SNR ile daha kötü performans sergilendiği görülebilmektedir.

### 5.3 Sonuç

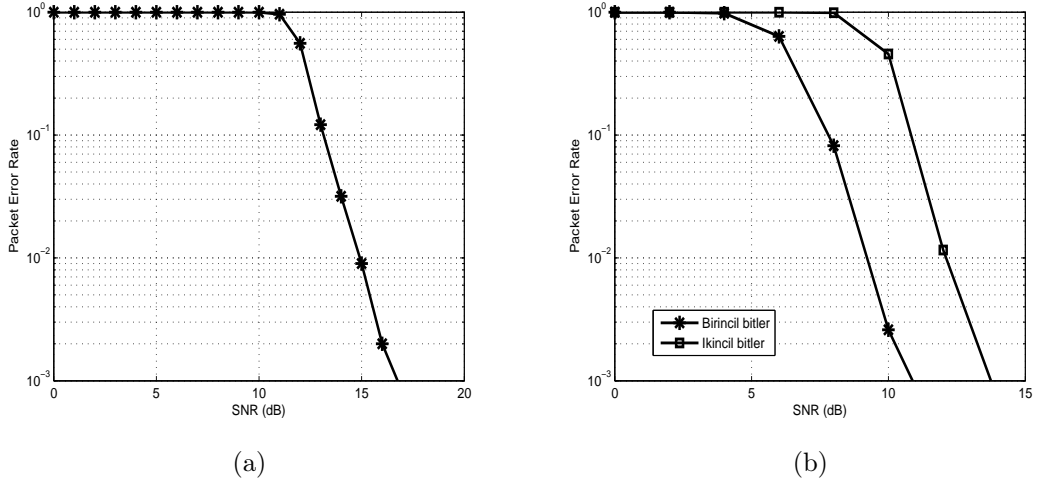
Bir haberleşme sisteminin fiziksel katmanında meydana gelebilecek ideal olmayan bozulmaların belirlenen parametreler ile benzetimi yapılmıştır. Güç yükseltici, darbe şekillendirmesi, eşzamanlama ve kestirim işlemlerinin etkilerinin bir arada incelendiği bu son bölümde Şekil 5.4'te BPSK, Şekil 5.5'te 16QAM ve 4/16QAM kiplmeleri için paket hata oranları elde edilmiştir. Tüm bu etkiler altında, 0.05 paket hata oranını sağlayan, sembol başına alınan ortalama sinyal gürültü oranları BPSK için yaklaşık 0.3 dB, 16QAM için yaklaşık 13.7 dB, 4/16QAM'in birincil



bitleri için 8.3 dB ve ikincil bitleri için 11.3 dB olduğu gözlemlenmiştir. Teoriğe göre kaybedilen SNR'ın en büyük sebebinin taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestiriminden kaynaklanan hatalar olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 5.4: BPSK kiplemesinin güç yükseltici, eşzamanlama ve kestirim etkileri altındaki paket hata oranı performansı



Şekil 5.5: 16QAM ve 4/16QAM kiplemesinin güç yükseltici, eşzamanlama ve kestirim etkileri altındaki paket hata oranı performansları. (a) 16QAM, (a) 4/16QAM.

# KAYNAKLAR

- [1] M. Morelli and U. Mengali, “Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, September 2000.
- [2] A. Saleh, “Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-29, November 1981.
- [3] J. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 5th edition ed., 2008.
- [4] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [5] C. Johnson and W. Sethares, *Telecommunication Breakdown*. Prentice Hall, 2003.
- [6] H. Nyquist, “Certain factors affecting telegraph speed,” *Bell System Technical Journal*, pp. 324–346, April 1924.
- [7] J. Proakis and M. Salehi, *Communication Systems Engineering*. Prentice Hall, 2nd edition ed., 2002.
- [8] L. Weaver and D. Broughton, “Gaussian filters for pulse shaping,” *Radio and Electronic Engineering*, vol. 41, pp. 457–461, October 1971.
- [9] S. Wang, S. Kwon, and B. Yi, “On enhancing hierarchical modulation,” in *2008 IEEE Internatioanl Symposium on Broadband Multimedia Systems and Boradcasting*, pp. 1–6, IEEE, April 2008.

- [10] H. Jiang and P. Wilford, "A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 223–229, June 2005.
- [11] K. Gharaibeh, *Nonlinear Distortion in Wireless Systems: Modeling and Simulation with Matlab*. Wiley-IEEE Press, 2nd edition ed., 2003.
- [12] M. Jeruchim, P. Balaban, and K. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, 2nd edition ed., 1992.
- [13] R. Barker, "Group synchronization of binary digital systems," in *Communication Theory* (W. Jackson, ed.), pp. 273–287, Butterworth, 1st edition ed., 1953.
- [14] J. Massey, "Optimum frame synchronization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-20, April 1972.
- [15] E. Bastaki, H. Tan, Y. Shi, and K. Letaief, "Frame synchronization based on multiple frame observations," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, March 2010.
- [16] M. Viswanathan, *Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab*. 2nd edition ed., 2013.
- [17] S. Haykin, *Communication Systems*. Wiley, 2001.
- [18] F. Fontán, *Modeling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with Matlab*. Wiley, 1st edition ed., 2008.
- [19] M. Failli, "Cost 207: Digital land mobile radio communications," tech. rep., Official Publications of the European Communities, 1989.
- [20] A. Molisch, *Wireless Communications*. Wiley-IEEE, 2nd edition ed., 2011.
- [21] G. Stüber, *Principles of Mobile Communication*. Kluwer Academic Publishers, 2nd edition ed., 2002.
- [22] D. Rife and R. Boorstyn, "Single-tone parameter estimation from discrete-time observations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, September 1974.

- [23] M. Morelli and U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9, pp. 103–116, March/April 1998.
- [24] W. Kuo and M. Fitz, "Frequency offset compensation of pilot symbol assisted modulation in frequency flat fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, pp. 1412–1416, November 1997.
- [25] M. Hebley and D. Taylor, "The effect of diversity on a burst-mode carrier-frequency estimator in the frequency-selective multipath channel," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 46, pp. 553–560, April 1998.
- [26] D. Sen, R. Dasgupta, S. Chakrabarti, and R. Kumar, "A novel frequency synchronization algorithm and its Cramer-Rao bound in practical UWB environment for mb-ocfm systems," *Radioengineering*, vol. 18, April 2009.
- [27] A. D'Andrea, U. Mengali, and R. Reggiannini, "The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, February/March/April 1994.

# ÖZGEÇMİŞ

## Kişisel Bilgiler

Soyadı, Adı : ÇANKAYA, Şeyda  
Uyruğu : T.C.  
Doğum tarihi ve yeri : 10.08.1990 Karabük  
Medeni hali : Bekar  
Telefon : 0544 778 2105  
e-mail : seydacnky@gmail.com

## Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Y. Lisans	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	2014
Lisans	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	2012

## Yabancı Dil

İngilizce (Çok iyi)  
Almanca (Orta)  
Rusça (Başlangıç)

## Yayımlar

Çankaya, Ş., Yüksel, M. “4-PAM Tekrarlama Kodu için Sinyal Kümesi Şekillendirmesi”. IEEE 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, 23-25 Nisan 2014.