

**T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE
PİLOT ÖRÜNTÜSÜ İLE SÖNÜMLEMELİ RADYO KANAL
DEĞİŞKENLERİNİN İLİŞKİLENDİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

Begüm KORUNUR ENGİZ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**2013
SAMSUN**



T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE
PİLOT ÖRÜNTÜSÜ İLE SÖNÜMLEMELİ RADYO KANAL
DEĞİŞKENLERİNİN İLİŞKİLENDİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

**Begüm KORUNUR ENGİZ
07210522**

Tezin Savuma Tarihi : 15.11.2013

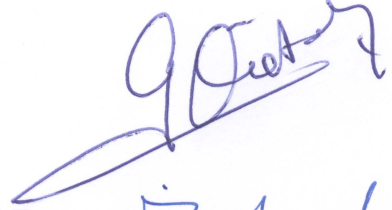
Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Hatice SEZGİN

Ondokuz Mayıs Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Begüm KORUNUR ENGİZ Tarafından Hazırlanan

**DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE
PILOT ÖRÜNTÜSÜ İLE SÖNÜMLEMELİ RADYO KANAL
DEĞİŞKENLERİNİN İLİŞKİLENDİRİLMESİ**

başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından 15/11/2013 tarihinde yapılan sınav ile
DOKTORA tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : **Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN**
Ondokuz Mayıs Üniversitesi



Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR**
Karadeniz Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. Erkan AFACAN
Gazi Üniversitesi



Yrd. Doç. Dr. Hatice SEZGİN
Ondokuz Mayıs Üniversitesi



Yrd. Doç. Dr. Çetin KURNAZ
Ondokuz Mayıs Üniversitesi



..../..../2014

Prof. Dr. Recep TAPRAMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Günümüzde yüksek veri hızlarındaki gezgin iletişim hizmetlerine olan talebin artmasıyla iletim bandını etkin kullanan çok taşıyıcılı iletişime olan ilgi de artmıştır. Çok taşıyıcılı modülasyon yöntemlerinden olan dikgen frekans bölmeli çoğullama sağladığı avantajlar nedeniyle kablosuz iletişim sistemlerinde sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Kanalın bozucu etkilerinin giderilmesi için bu sistemlerde kanal kestirimi yapılır. Bu tezde kanal kestiriminde kullanılacak pilot sembol yerleşiminin sistem başarımına etkisi analitik ve benzetimsel olarak incelenmiş ve pilot sembol aralıklarının kanal değişkenleri türünden ifade edilmesi hedeflenmiştir. En uygun pilot sembol aralığını veren deneysel bir kural elde edilmiş ve böyle bir kural ile işlem karmaşıklığı azaltılmıştır.

Bu tezin oluşturulmasında katkıları olan Yrd. Doç Dr. Hatice SEZGİN'e ve Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR'a, yazım aşamasında karşılaştığım sorunları gidermemde yardımcı olan Yrd. Doç Dr. Gökhan KAYHAN'a, desteklerinden dolayı Seda ÜSTÜN ERCAN'a teşekkür ederim.

Tezin her aşamasında desteğini, yardımlarını, zamanını esirgemeyen ve tezin gerçekleştirilmesinde çok emeği olan Yrd. Doç Dr. Çetin KURNAZ'a özellikle teşekkür ederim.

Bana her konuda destek olan ve çalışmalarım sırasında her türlü özveriye ve sabrı gösteren değerli eşime, anneme ve hayatımın sebebi oğluma teşekkür ederim.

Kasım 2013

Begüm KORUNUR ENGİZ
Öğretim Görevlisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xi
KISALTMALAR	xiii
ÖZET.....	xv
ABSTRACT	xvii
1. GİRİŞ	1
2. GENEL BİLGİLER.....	7
2.1 Giriş.....	7
2.2 DFBC Sistemi	8
2.2.1 DFBC' nin temel ilkeleri.....	9
2.2.2 Seri/Paralel ve Paralel/Seri dönüşümü	10
2.2.3 Ayrık Fourier ve ters ayrık Fourier dönüşümü	11
2.2.4 Tampon zamanı ve çevrimsel ön-ek	12
2.2.5 Kanalın etkisi	14
2.2.6 Pilot ekleme ve kanal kestirimi	15
2.3 DFBC Sistemi İçin Kanal Kestirim Yöntemleri	16
2.3.1 DFBC sisteminde pilot örüntüleri	17
2.4 Kablosuz Kanal	20
2.4.1 Zaman düzlemi tanımı ve tutarlı zaman aralığı	23
2.4.2 Frekans düzlemi tanımı ve tutarlı bant genişliği	24
2.4.3 Sönümlenme türleri	25
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	27
3.1 Giriş.....	27
3.2 DFBC Sistem Benzetimcisi.....	28
3.2.1 Sistem parametrelerinin seçimi	31
3.2.2 Pilot aralığının kanal kestirim başarımına etkisi	31
3.2.3 Kanal kestirim başarımının analitik ifadesi	32
3.2.4 Farklı zaman seçicilikli kanalların oluşturulması	40
3.2.5 Benzetimcinin sınanması	42
3.3 Kanal Modelleri	44
4. BULGULAR	51
4.1 Pilot Örüntüsünün DFBC Sistem Başarımına Etkisi	51
4.2 Pilot Yerleşiminin Kanal Kestirim OKH'sına Etkisi	53
4.2.1 Gerçek kanal incelemesi	53
4.2.2 Test kanalı incelemesi	71
4.2.3 Karmaşıklık incelemesi	78
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	81
KAYNAKLAR	83
EK A	89

EK B	93
ÖZGEÇMİŞ.....	97

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1: Benzetimde kullanılan kanalların B_T 'leri	50
Çizelge 3.2: Benzetimde kullanılan kanalların T_T 'leri	50
Çizelge 4.1: 5 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	62
Çizelge 4.2: 92 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	62
Çizelge 4.3: 166 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	63
Çizelge 4.4: 222 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	63
Çizelge 4.5: 370 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	64
Çizelge 4.6: 5 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	64
Çizelge 4.7: 92 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	65
Çizelge 4.8: 166 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	65
Çizelge 4.9: 222 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	66
Çizelge 4.10: 370 Hz Doppler frekansı, 20dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	66
Çizelge 4.11: Yaya-A ve Taşıt-A kanalları için bağıl yankı gecikme ve güç değerleri	71
Çizelge 4.12: 5 ve 70 Hz Doppler frekansı, 10 ve 20 dB E_b/N_0 ve 2 kanal için kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nun ilişkisi	73
Çizelge 4.13: Yöntemlerin karmaşıklık karşılaştırması	78

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Geleneksel ÇT yöntem	8
Şekil 2.2: Dikgen ÇT' li modülasyon yöntemi	8
Şekil 2.3: Zaman düzleminde dikgenlik	9
Şekil 2.4: Frekans düzleminde dikgenlik	9
Şekil 2.5: Temel bant DFBC sistemi	10
Şekil 2.6: Seri/Paralel, Paralel/Seri dönüştürücü	11
Şekil 2.7: Tampon zamanında sinyal verilmemesi durumunda yankının etkisi	13
Şekil 2.8: Çevrimsel ön-ek eklenmiş DFBC sembolü	14
Şekil 2.9: a) blok, b) tarak, c) dikdörtgen, d) elmas tür pilot yerleşimi	18
Şekil 2.10: Gezgin iletişimde sinyal yayını	20
Şekil 2.11: Gezgin iletim kanalının zaman ve frekans düzlemindeki giriş ve çıkışları	21
Şekil 2.12: Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki	21
Şekil 2.13: Yankılı iletim kanalının zamanla değişen geçiş işlevinin bir örneği	22
Şekil 2.14: Yankı güç profili	22
Şekil 2.15: Sönümlenme türleri	26
Şekil 3.1: Benzetimlerde kullanılan DFBC sistem modeli	28
Şekil 3.2: DFBC benzetimcisinin çalışmasını gösteren akış diyagramı	30
Şekil 3.3: Pilotların yerleştirilmesi	31
Şekil 3.4: Pilot aralığının kanal kestirimine etkisi	32
Şekil 3.5: Analitik OKH'yı hesaplamakta kullanılan programın akış diyagramı	39
Şekil 3.6: Temel bant Rayleigh sönümlenme benzetimcisi	40
Şekil 3.7: Doppler güç tayfı	41
Şekil 3.8: Rayleigh sönümlenmesinin yankılara etkisi	41
Şekil 3.9: Rayleigh sönümlenme zarfı	42
Şekil 3.10: Benzetimcinin a) QPSK, b) 16QAM, c) 64QAM için başarımı	43
Şekil 3.11: Benzetimde kullanılan kanalların a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e) K5 birim vuruş tepkeleri	46
Şekil 3.12: Benzetimde kullanılan kanalların a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e) K5 FİF'leri	48
Şekil 3.13: Benzetimde kullanılan kanalların 5, 92, 166, 222, 370 Hz Doppler frekansı için a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e) K5 ZİF'leri	49
Şekil 4.1: %10 pilot yoğunluğu için sistem başarımları a) Kanal-1; 5km/h b) Kanal-1; 50km/h, c) Kanal-2; 5km/h d) Kanal-2; 50km/h	52
Şekil 4.2: %5 pilot yoğunluğu için sistem başarımları a) Kanal-1; 5km/h, b) Kanal-1; 50 km/h, c) Kanal-2; 5km/h d) Kanal-2; 50km/h	53
Şekil 4.3: K1 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5 Hz b) 370 Hz	55
Şekil 4.4: K1 20 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5 Hz b) 370 Hz	56
Şekil 4.5: K5 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5Hz b) 370 Hz	57
Şekil 4.6: K5 20 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5Hz b) 370 Hz	58
Şekil 4.7: K1 için en iyi ve en kötü OKH için BYO'lar a) 5 Hz b) 370 Hz	59
Şekil 4.8: K5 için en iyi ve en kötü OKH için BYO'lar a) 5 Hz b) 370 Hz	60

Şekil 4.9: Deneysel ve teorik OYF'ler a) 0,5 b) 0,75 c) 0,9 ilinti katsayısı için	68
Şekil 4.10: Tüm ilinti katsayıları için birikimli dağılım fonksiyonları.....	69
Şekil 4.11: Deneysel ve teorik OYF'ler a) 0,5 b) 0,75 c) 0,9 ilinti katsayısı için	70
Şekil 4.12: Tüm ilinti katsayıları için birikimli dağılım fonksiyonları.....	71
Şekil 4.13: 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) Yaya-A, 5 Hz b) Taşıt-A, 70Hz.....	72
Şekil 4.14: $B_{T,0,9}$ ile Δf_{eu} 'nin ilişkisi	74
Şekil 4.15: Δf_{eu} için çok terimli derecesine göre başarımlar karşılaştırması	75
Şekil 4.16: $T_{T,0,9}$ ile Δt_{eu} 'nin ilişkisi.....	76
Şekil 4.17: Δt_{eu} için çok terimli derecesine göre başarımlar karşılaştırması.....	77

KISALTMALAR

1B	:	Bir Boyutlu
2B	:	İki Boyutlu
AFD	:	Ayrık Fourier Dönüşümü
AGA	:	Alçak Geçiren Aradeğerleme
A.R-kare	:	Ayarlanmış R-kare
BDF	:	Birikimli Dağılım Fonksiyonu
BYO	:	Bit Yanılgı Oranı
ÇT	:	Çok Taşıyıcılı
DAB	:	Digital Audio Broadcasting
DD	:	Doğrudan Dizi
DFBÇ	:	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
DVB	:	Digital Video Broadcasting
EKK	:	En Küçük Kareler
EKOKH	:	En Küçük Ortalamalı Karesel Hata
FİF	:	Frekans İlinti Fonksiyonu
HFD	:	Hızlı Fourier Dönüşümü
HKOK	:	Hata Karelerinin Ortalamasının Karekökü
HKT	:	Hata Kareleri Toplamı
KBÇE	:	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
KDB	:	Kanal Durum Bilgisi
OKH	:	Ortalama Karesel Hata
OYF	:	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
SAG	:	Semboller Arası Girişim
SGO	:	Sinyal Gürültü Oranı
TAFD	:	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
TAG	:	Taşıyıcılar Arası Girişim
THFD	:	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
TZ	:	Tampon Zamanı
WLAN	:	Wireless Local Area Network
ZİF	:	Zaman İlinti Fonksiyonu
B_T	:	Tutarlı Bant Genişliği
f_d	:	Doppler Frekansı
T_T	:	Tutarlı Zaman Aralığı
N_f	:	Frekans yönünde pilot sembol mesafesi
N_t	:	Zaman yönünde pilot sembol mesafesi
N_{f,ek}	:	Frekans yönünde en kötü pilot sembol mesafesi
N_{t,ek}	:	Zaman yönünde en kötü pilot sembol mesafesi
N_{f,eu}	:	Frekans yönünde en uygun pilot sembol mesafesi
N_{t,eu}	:	Zaman yönünde en uygun pilot sembol mesafesi
Δf_{eu}	:	Frekans yönünde en uygun pilot sembol aralığı
Δt_{eu}	:	Zaman yönünde en uygun pilot sembol aralığı
τ_{etkin}	:	Yankı gecikme dağılımının etkin değeri

DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE PİLOT ÖRÜNTÜSÜ İLE SÖNÜMLEMELİ RADYO KANAL DEĞİŞKENLERİNİN İLİŞKİLENDİRİLMESİ

ÖZET

Dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ) yüksek veri iletim hızına olanak tanınması, frekans seçici sönümlenmeye ve semboller arası girişime dayanıklı olması nedeniyle kablosuz iletişim sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. DFBÇ sisteminde çok yollu sönümlenmenin etkisinin azaltılması ve başarımın iyileştirilmesi için kanal kestirimi yapılmalıdır. Kanalin zaman ve frekans düzlemindeki özellikleri iyi bir biçimde kestirilirse gönderilen bitler doğru algılanır ve bit hata oranı azalır.

Kanal kestirim algoritmaları pilot tabanlı ve kör algoritmalar olarak iki gruba ayrılabilir. Pilot tabanlı kanal kestiriminde alınan sinyalin istatistiksel özelliklerinin bilinmesine gerek olmadığından daha etkin bir yöntemdir. Sistem başarımı ile kullanılacak pilot sayısı arasında bir ödünleşim vardır. Bu nedenle sistem başarımını arttırmak için kanalın sönümlenme özelliklerine uygun pilot örüntüsünün kullanılması gereklidir.

Bu tezde kanal durum bilgisi iki boyutlu pilot tabanlı kanal kestirimi kullanılarak belirlendi. DFBÇ sisteminde kanal kestirimi başarımına; pilot aralığının ve örüntüsünün etkisi incelendi. Farklı zaman ve frekans seçicilikli kanallar için frekans ve zaman yönünde kanal kestirim ortalama karesel hatasını en küçük yapan en uygun pilot aralığı analitik ve benzetimsel olarak belirlendi. En uygun pilot yerleşimini kullanmanın bit yanılma oranını özellikle yüksek zaman ve frekans seçicilikli kanal durumunda oldukça düşürdüğü gözlemlendi.

Zaman ve frekans yönünde en uygun pilot aralığını en iyi biçimde ifade etmek için; kanalın etkin gecikmesi, Doppler frekansı, tutarlı bant genişliği ve tutarlı zaman aralığı değişkenlerinden hangisinin kullanılabileceği incelendi. Sonuçlardan, bu aralıkları en iyi ifade eden kanal değişkenlerinin 0,9 ilinti katsayılı tutarlı zaman aralığı ve tutarlı bant genişliği olduğu görüldü. Deneysel sonuçlar kullanılarak hata karelerinin ortalamasının karekökünü en az yapan bir matematiksel ifade elde edildi. Böyle bir ilişki ile en uygun pilot yoğunluğu, karmaşık hesaplamalara gerek duyulmaksızın kolaylıkla belirlendi.

Anahtar Sözcükler: DFBÇ; sönümlenmeli radyo kanalı; kanal kestirimi; en uygun pilot sembol aralığı; tutarlı bant genişliği; tutarlı zaman aralığı

RELATING THE PILOT PATTERN WITH FADING RADIO CHANNEL PARAMETERS IN ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has been applied widely in wireless communication systems for major advantages such as high data rate transmission capability, ability to combat frequency selective fading and inter symbol interference. In OFDM systems in order to overcome multipath fading, and increase system performance channel estimation must be performed. If time and frequency dispersive characteristics of channel are known the original bits can be recovered correctly thus bit error rate is reduced.

Channel estimation methods can be grouped into two categories as pilot based and blind. Since pilot based channel estimation does not require statistical knowledge of received signal it is more effectual. There is a tradeoff between the number of pilot symbols and system performance. Therefore to increase system performance proper pilot pattern should be chosen considering channels selectivity type.

In this thesis, channel state information is determined by using two dimensional pilot based channel estimation. The effect of pilot interval and pattern on OFDM system channel estimation performance is investigated. The analytical and simulated optimum pilot symbol interval that yield the minimum channel estimation mean squared error in frequency and time direction are determined for different time and frequency selective channels. It is observed that using the optimum pilot placement lowers bit error rate significantly especially in case of high time and frequency selectivity.

In order to define the optimum pilot symbol interval in frequency and time direction in terms of channel parameters; channels' rms delay spread, Doppler frequency, coherence bandwidth and time are used. It is seen from the results that these intervals can be related best with coherence time and coherence bandwidth at 0,9 correlation. A mathematical expression that gives the minimum root mean squared error is obtained by using empirical results. Therefore with the use of this relationship the optimum pilot density is determined easily with reduced computational complexity.

Key Words: OFDM; fading radio channel; channel estimation; optimum pilot symbol interval; coherence bandwidth; coherence time

1. GİRİŞ

Yüksek veri hızlarındaki gezgin iletişim hizmetlerine olan talebin artmasıyla birlikte iletim bandını etkin kullanan çok taşıyıcılı (multi carrier) sistemler daha yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Kablosuz sistemlerde radyo kanalı iletişim başarımını etkilemekte ve düşük hata oranlarında yüksek veri hızlarına erişimi engellemektedir. Çok Taşıyıcılı (ÇT) iletişim frekans seçici sönümlenmeye, dar bant girişimine ve semboller arası girişime (inter symbol interference) dayanıklıdır. ÇT iletişimin özel bir hali olan dikgen frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing) iletim bandını daha etkin kullanmayı, ayrılan bir bantta daha hızlı bilgi aktarmayı amaçlar [1].

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ) sistemi toplam iletim hızını düşürmeyecek şekilde alt bantlarda iletim hızını, yüksek bit hızlı veriyi birkaç adet paralel düşük bit hızlı veriye bölerek düşürür. Böylece sembol süresini uzatarak frekans seçici kanalı düz sönümlenmeli kanal haline getirir. Paralel veriye dönüşen her bir sembol farklı alt taşıyıcılar üzerinden iletilir. Alt taşıyıcı sayısının artması ile sembol süresi, kanalın en büyük yankı gecikmesinden daha büyük olur, çevrimsel ön-ek eklenerek semboller arası girişim önlenir (SAG) [2]. DFBÇ sisteminde, kullanılabilir tayf birbiri ile örtüşen, birbirine dik dar bantlı alt kanallara bölünerek tayfsal verimlilik sağlanır [3]. Bu gibi önemli avantajlarından dolayı DFBÇ, sayısal radyo yayını (digital audio broadcasting), sayısal video yayını (digital video broadcasting), kablosuz yerel alan ağları (wireless local area network) gibi birçok kablosuz sistemde kullanılmaktadır [4,5].

Diğer birçok eşzamanlı sayısal kablosuz alıcılar gibi, eşzamanlı DFBÇ sistemlerinde de kanal kestirimi, alıcı tasarımının gerekli bir parçasıdır [6]. Kablosuz sistemlerde, iletilen bilgi radyo kanalından geçtikten sonra alıcıya ulaşır. Geleneksel eşzamanlı alıcılarda, iletilen bilgiyi tekrar elde etmek için, kanalın iletilen işaret üzerindeki etkisi kestirilmek zorundadır [7]. Kanalın iletilen işarete etkisi alıcıda doğru olarak kestirilebilirse iletilen bilgi bozulmadan tekrar elde edilebilir. Bu nedenle DFBÇ sisteminde bit yanılğı oranını (bit error rate) azaltmak için alıcıda

demodülasyon aşamasından önce kanalın kestirilmesi gereklidir [8].

Gezgin iletişimde radyo kanalına iletilen sinyal alıcıya farklı gecikme, zayıflama ve faz kaymasıyla ulaşır. Gezgin kullanıcı hareket ettiğinde alıcı ile verici arasındaki nesnelere de değişir ve zamanla değişen radyo kanalı oluşur. Radyo kanalı zaman ve frekans seçicilikli olduğundan kanaldan geçen bitler alıcıya bozularak ulaşır, bu durum genelde sistem başarımında sınırlamalara neden olur. Bu nedenle kanalın bozucu etkisini gidermek için kanal durum bilgisine (channel state information) ihtiyaç vardır. Eğer alıcı tarafta kanal durum bilgisi (KDB) tam olarak kestirilemezse gönderilen verilerin doğru bir biçimde alınması mümkün olmaz. Pilot tabanlı ve pilot tabansız (kör) kanal kestirim yöntemleri kullanılarak KDB elde edilebilir. Bunlardan pilot tabanlı kestirim yöntemleri daha iyi sonuçlar vermektedir. Pilot tabanlı kanal kestirim yönteminde değeri bilinen bitler (pilot bitler) iletilen sinyalin içine yerleştirilir ve alıcıda bilinen değerleriyle karşılaştırılarak KDB kestirilir. Kanal kestiriminde kullanılacak pilot sayısı ile sistem başarımı arasında bir ödünleşim (trade-off) söz konusudur. Kanalın frekans seçiciliği yüksek ise kanal kestirim hatasını düşürmek için pilot semboller daha sık yerleştirilir. Fakat bu durum veri iletim hızında azalmaya neden olur. Düşük frekans seçicilikli kanal durumunda ise pilot sembol periyodu daha büyük seçilebilir. Bu durumda da bazı derin sönümlenmeler kestirilemez, veri bitleri hatalı algılanır ve bit yanılma oranı (BYO) yükselir. Pilot sembollerin aralığı veri iletim hızını düşürmeyecek ve kanal kestirim hatasını en az yapacak şekilde seçilmelidir.

Kanal kestiriminde kullanılacak pilot semboller zaman ve frekans düzleminde bir ve/veya iki boyutlu yerleştirilerek KDB elde edilebilir. Bir boyutlu (1B) pilot tabanlı kanal kestiriminde pilot semboller tüm alt taşıyıcılara belirli bir periyot ile (blok tür, block type) veya her bir DFBC sembolüne düzenli olarak (tarak tür, comb type) yerleştirilerek KDB elde edilir. Tarak tür kanal kestiriminde kanalın önce pilot alt taşıyıcılardaki değeri belirlenir ve ardından KDB çeşitli ara değerlendirme yöntemleri kullanılarak kestirilir. Bu tür için ara değerlendirme yöntemlerinin başarımları [9]'da incelenmiş ve alçak geçiren ara değerlendirme (low pass interpolation) en iyi sonucu verdiği gösterilmiştir. Blok tür kanal kestiriminde ise tüm alt taşıyıcılar pilot sembollerin iletimi için kullanıldığından frekans düzleminde kanalın tamamını kestirmek için ara değerlendirme yapılmasına gerek yoktur. Bu yerleşimler kanalın bir boyuttaki değişimini göz önüne alarak yapıldıkları için kanalın zaman ve frekans

düzlemindeki değişimlerinin hesaba katılmasının gerektiği iki boyutlu uygulamalarda başarımları düşebilir. Bu nedenle iki boyutlu (2B) pilot tabanlı kanal kestiriminde pilotlar hem zaman hem de frekans düzleminde seçilen yapıya göre yerleştirilir. Literatürde iki boyutlu pilotların zamanla değişen frekans seçici kanallardaki yerleşim yapıları ile ilgili çeşitli çalışmalar yapılmıştır [10,11].

Pilot sembol kullanımı nedeniyle DFBC sistem başarımında oluşan azalma birçok çalışmada incelenmiştir. [12]'de yankılı kanalda iletim durumunda örnekleme teoreminin kanal kestirim başarımına etkisi incelenmiş ve kanal kestirim ortalama karesel hatasının (mean squared error) kullanılan pilot sayısının artmasıyla azaldığı gösterilmiştir. [13]'de kanal kestiriminde kullanılan pilot sayısı geri besleme dalı kullanılarak azaltılmış ve BYO başarımında çok değişiklik olmadan bant genişliği verimi oldukça arttırılmıştır. Yavaş sönümlenmeli yankılı kanal durumunda DFBC pilot sembolleri arasındaki en uygun aralık [14]'de araştırılmış ve örnekleme teoreminin gerekli en az pilot sembol sayısını verdiği ispatlanmıştır. DFBC sisteminde frekans seçici kanal kestirimi sorunu sıkıştırılmış algılama (compressed sensing) açısından incelenmiş, sıkıştırılmış algılama tabanlı kanal kestiriminde en uygun örüntüyü elde etmek için iki ölçüt [15]'de önerilmiş, daha iyi kanal kestirim ortalama karesel hatası (OKH) ve BYO'su hesap karmaşıklığı olmadan bu en uygun pilot kullanımıyla elde edilmiştir. [16]'da veri bitleri arasına eklenen pilot bitlerin, veri biti üzerine yerleştirilmiş durumdan daha iyi sonuç verdiği ancak bant genişliği verimini azalttığı gösterilmiştir. [17]'de pilot bit yerleştirme sıklığı incelenmiş, sinyal gürültü oranı (signal to noise ratio) azaldıkça daha fazla pilot bit yerleştirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. [18]'de Sinyal Gürültü Oranı (SGO) arttıkça kestirim kalitesinin artan Doppler yayılımına rağmen arttığı belirtilmiştir. [19]'da eşit aralıklı ve eşit güçlü pilot bit kullanımının kanal kestiriminin OKH'sını en az yaptığı gösterilmiştir. [20]'de hızlı değişen kanal durumunda DFBC sisteminde kullanılacak en uygun ve en uyguna yakın pilot küme dizileri önerilmiş ve en uygun pilot dizileri verilen sinyal gürültü oranları ve normalize Doppler frekansları için elde edilmiş, önerilen en uygun pilot küme dizisinin eşit aralıklı pilot yerleşimine kıyasla kanal kestirim kalitesini yükselttiği ve dolayısıyla BYO'yu belirgin biçimde düşürdüğü analiz ve benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. [21]'de hiper-Rayleigh sönümlenmeli kanal durumunda 2B pilot yerleşiminin DFBC sistem başarımına etkisi incelenmiş, tarak tür, blok tür, 2B kanal kestirim başarımları BYO'ya göre karşılaştırılmış ve

hızlı değişen kablosuz kanallar için 2B pilot yerleşimi önerilmiştir. [22]'de ise geleneksel ara değerleme yöntemleri kullanılan DFBC sisteminde en uygun pilot yerleşimi OKH'yı en küçük yapan yerleşim olarak belirlenmiş ve biçiminin elmas (hexagonal) olduğu gösterilmiş, en uygun pilot semboller arası mesafe ise pilot yoğunluğuna, Doppler tayfına ve yankı gecikmesine bağlı olarak ifade edilmiştir. [23]'de iki boyutlu örnekleme teoremine göre DFBC sisteminde en uygun pilot yapısının elmas olduğu analiz ve benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. [24]'de sanal pilot sembollü elmas yerleşimin başarımının geleneksel elmas ve dikdörtgen yerleşimden daha iyi olduğu belirtilmiştir. [25]'de ise kanal kestiriminin OKH'sı verilen bir güç değeri için analitik olarak pilot yoğunluğuna (ve mesafelere) bağlı olarak elde edilmiş, analitik sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve en uygun pilot yoğunluğunun iki boyutlu örnekleme teoremi ile belirlenen değeri hemen hemen karşılayan yoğunluk olduğu ifade edilmiştir. [26]'da hızlı değişen kanal durumunda kestirim için basit ve düşük karmaşıklıkta iki tane bir boyutlu adımdan oluşan yaklaşımı önerilmiştir. Bu yaklaşımda frekanstaki değişimler alçak geçiren süzgeç, zaman bölgesindeki değişimler ise çok terimli (polynomial) eğri uydurma ile kestirilmiştir. Çok terimli eğri uydurma ile elde edilen başarımın çok terimlinin derecesiyle ve bu derecenin ise pilot bitler arasındaki mesafe, en yüksek Doppler frekansı, SGO, gecikme yayılımı gibi değişkenlere bağlı olarak değiştiiği söylenmiştir. [27]'de ÇT sistemlerde kanal kestiriminin doğrusal en küçük ortalama karesel hatasını (linear minimum mean squared error) elde etmek için kanal ilinti fonksiyonunun bilinmesi gerektiği ve zamanla değişen kanallarda az sayıda pilot kullanılması durumunda bu fonksiyonu belirlemenin zor olduğu belirtilmiştir. Kanalın yankı güç profili (power delay profile), ortalama yankı gecikmesi (mean excess delay) ve yankı gecikme dağılımının etkin değerinden (rms delay spread) elde edilmiş ve bu parametreleri kestirmek için daha basit bir yöntem geliştirilmiştir. [28]'de çok giriş çok çıkış DFBC sistemleri için zaman bölgesi en küçük ortalama karesel hata (minimum mean squared error) tabanlı bir kanal kestirimsi önerilmiş ve kanal parametreleri Karhunen Loeve dönüşümü kullanılarak elde edilmiştir. Ayrıca blok tür pilot yerleşimli kablosuz iletim sistemlerinde eğitim sembolleri süresince kanal dal değişimleri Kalman süzgeç ile izlenmiş, ardışık pilot sembollere ait kanalı kestirmek için ise uyarlanırlı dereceli çok terimli uydurma yöntemi kullanılmıştır. Seçilen çok terimlinin derecesinin BYO'yu ve OKH'yi değiştirdiği,

çok terimlinin derecesinin ise zamanda eğitim sembolleri arasındaki uzaklık, en büyük Doppler kayması ve SGO gibi birçok faktöre bağlı olduğu gösterilmiştir. [29]'da ise zamanla değişen frekans seçici kanallar için uyarlanır dinamik kanal kestirimcisi önerilmiştir. Sabit pilot yerleşim yapısı yerine mantık kontrolcünün çok sayıda eğitim yapısı içinden seçim yapabileceği ve bu seçimin ardışık kanalın durağanlığına ve pilot semboller arasındaki çapraz ilintiye bağlı olduğu gösterilmiştir.

Anılan çalışmalarda kullanılabilir en uygun pilot sembol yoğunluğu ve bant genişliği verimi açısından değerlendirmeler yapılmış; fakat en uygun pilot sembol yoğunluğu herhangi bir kanal değişkeni ile doğrudan ilişkilendirilmemiştir. Ancak sistem başarımını arttırmak için; pilot sembol yoğunluğunun kanal kestirim hatasını en az yapacak şekilde seçilmesi ve bu yoğunluğun karmaşık matematiksel çözümlere gerek duyulmadan belirlenmesi önemlidir. Bu tez çalışmasında, farklı zaman ve frekans seçicilikli kanallar için kanal kestirim hatasını en küçük yapacak en uygun pilot aralığını bir kanal parametresi ile ilişkilendirmek hedeflendi ve bunun için gerçekleştirilen işlemler üç ana başlık altında toplandı. Bunlar;

- i. 2B'li pilot yerleşimli kanal kestiriminde farklı zaman ve frekans seçicilikli kanal durumunda sistem başarımındaki değişimi en az yapan pilot örüntüsünü ve bu örüntüde kullanılan pilot sembol yoğunluğunu analitik ve benzetimsel olarak belirlemek.
- ii. En uygun pilot semboller arasındaki mesafeleri, zaman ve frekans düzleminde hesaplamak.
- iii. Bu mesafeleri kablosuz kanal değişkenlerinden tutarlı zaman aralığı (coherence time) ve tutarlı bant genişliği (coherence bandwidth) ile ilişkilendirmek.

Bu amaçlara ulaşmak için;

- MATLAB programlama dili kullanılarak verici, iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşan bir DFBC sistem benzetimcisi oluşturuldu.
- Benzetimcinin doğruluğu test kanalları kullanılarak sınılandı.
- Benzetimlerde bina dışı ortamlarda ölçülen gerçek kanal verileri kullanıldı.
- Farklı zaman ve frekans seçicilikli kanallar için pilot örüntüsünün sistem başarımına etkisi benzetimsel ve analitik olarak incelendi.

- Sistem başarımındaki değişimi en az yapan pilot semboller arasındaki mesafeler zaman ve frekans düzleminde belirlendi.
- Bu belirlenen mesafeler kanalın tutarlı zaman aralığı (T_T) ve tutarlı bant genişliği (B_T) ile ilişkilendirildi.

2. GENEL BİLGİLER

2.1 Giriş

Geleneksel tek taşıyıcılı (single carrier) sistemler dar bantlıdır ve düşük hızlarda veri iletimine olanak sağlar. Yüksek veri hızı gerektiren uygulamalar için daha geniş iletim bandına ihtiyaç duyulur. Geniş bantlı sinyaller için radyo kanalı frekans seçicidir ve veri iletilirken SAG meydana gelir. Geniş bant kablosuz kanallarda frekans seçici sönümlenmenin bozucu etkileri ÇT kullanılarak azaltılır.

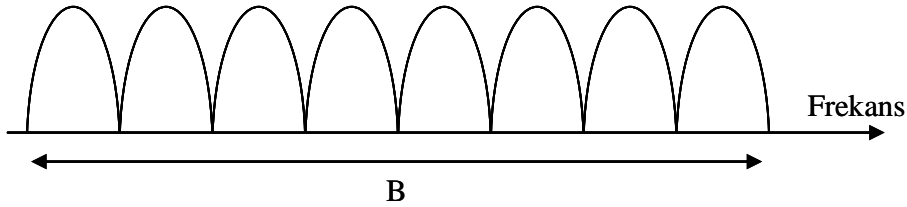
ÇT iletişimde ayrılan bandın daha dar alt kanallara bölünmesiyle sembol süresi uzar, kanalın yankı gecikmesinden daha büyük olur ve yankılı kanalın bozucu etkisi giderilir. Tek bir taşıyıcının kullanıldığı sistemlerde bir sönümlenme veya girişim sonucunda bütün hat zayıflamaya uğrarken çok taşıyıcılı sistemlerde alt taşıyıcıların çok azı bu durumdan etkilenir. ÇT iletişim yöntemlerinden DFBC, çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (multi carrier code division multiple access) ve çok taşıyıcılı doğrudan dizi kod bölmeli çoklu erişim (multi carrier direct sequence code division multiple access) yaygın olarak kullanılmaktadır. Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-KBÇE) sisteminde sözde gürültü kodları ile genişletilen çip farklı dikgen alt taşıyıcı ile iletilir. ÇT-KBÇE’de genişletme frekans düzleminde ve frekans düzleminde seçicilik sağlar. Çok taşıyıcılı doğrudan dizi kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-DD-KBÇE) sisteminde ise seri/paralel dönüşümü sonrasındaki her bir sembol, zaman düzleminde genişletilir ve genişletilmiş sinyaldeki her bir çip aynı alt taşıyıcı ile farklı zaman anlarında iletilir. ÇT-DD-KBÇE’de genişletme zaman düzleminde ve zaman düzleminde seçicilik sağlar. DFBC sisteminde her bir bit farklı dikgen alt taşıyıcılar üzerinden iletilir ve yüksek veri hızına erişilir.

DFBC, 1990’lı yıllarda Amerika’da asimetrik sayısal abone hattı (asymmetric digital subcarrier line, ADSL) [30] ve Avrupa’da sayısal ses yayını standardı [31] için modülasyon yöntemi olarak kullanılmıştır. Ayrıca 1995 yılında Avrupa sayısal karasal yayıncılık [32] sonrasında kablosuz yerel alan ağı, yüksek başarılı yerel alan ağı (high performance local area network HIPERLAN/2) ve IEEE802.11.a [33,34] standardı ve yakın zamanda etkileşimli karasal geri dönüşüm kanal

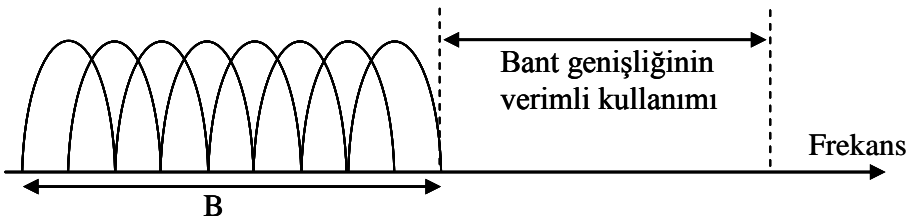
(interactive terrestrial return channel, DVB-RCT) [35] tarafından kullanılarak önemini arttırmıştır. DFBC, gelecek nesil kablosuz standartları (high performance metropolitan area network, HIPERMAN) ve IEEE802.16.a tarafından da kullanılması planlanan modülasyon yöntemlerindedir [36,37].

2.2 DFBC Sistemi

DFBC sistemlerinde, yüksek hızlı veri akışı çok sayıda düşük hızlı veri akışına çevrilir ve alt taşıyıcılar üzerinden iletilir. Geleneksel ÇT sistemlerin aksine alt kanalların frekans tayfında örtüşmeli olarak yerleştirilmesiyle yaklaşık olarak %50 tayfsal verimlilik sağlanır (Şekil 2.1, Şekil 2.2). DFBC’de alt taşıyıcılar biri diğerine göre matematiksel olarak dik olacak biçimde seçilir ve tayfsal verimlilik artar. Daha düşük hızlı paralel alt taşıyıcılar için sembol süresi artacağından yankılı kanal (multipath delay spread) nedeniyle zamanda oluşan bozulma da artar. Yüksek veri hızlarından kaynaklanan SAG her bir DFBC sembolünün içine tampon zamanı (guard interval) yerleştirilerek önlenir. Taşıyıcılar arası girişimi (inter carrier interference) önlemek için ise DFBC sembolü çevrimsel olarak uzatılır.



Şekil 2.1: Geleneksel ÇT yöntem



Şekil 2.2: Dikgen ÇT’ li modülasyon yöntemi

DFBC sistemlerinde, T periyot olmak üzere, dikgenlik koşulu (2.1) eşitliğinde verildiği gibidir.

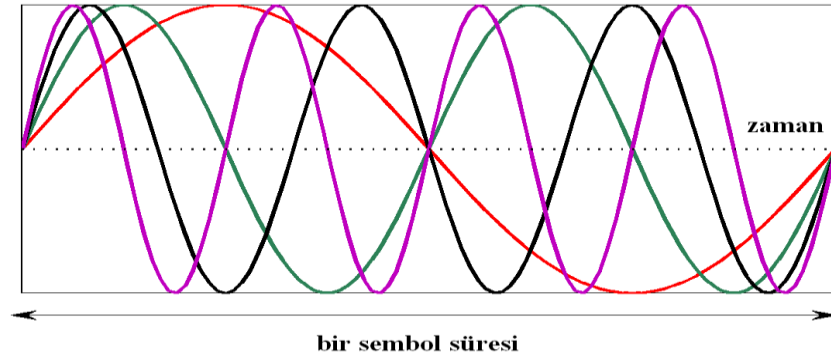
$$\int_0^T e^{j2\pi f_i t} e^{-j2\pi f_j t} dt = \int_0^T e^{j2\pi(f_i - f_j)t} dt = 0, \quad i \neq j \quad (2.1)$$

Buna göre alt taşıyıcıların frekansları arasında, m pozitif tamsayı olmak üzere, eşitlik (2.2)'deki kadar aralık vardır.

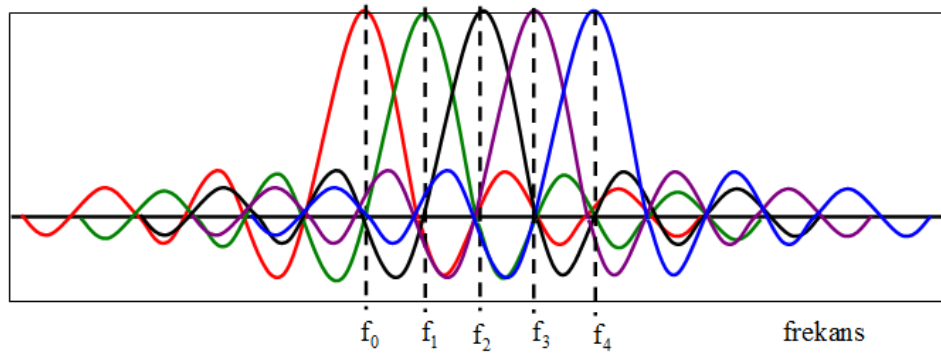
$$\Delta f = f_i - f_j = \frac{m}{T} \quad (2.2)$$

Dikgenlik için en küçük aralık ise sembol hızı olan $1/T$ 'ye eşittir. Dikgenlik sağlandığında her bir alt taşıyıcı taşıyıcılar arası girişim (TAG) olmadan demodüle edilebilir.

Zaman düzleminde dikgenlik her bir alt taşıyıcının bir sembol süresince tam sayıda periyodunun olmasıdır (Şekil 2.3). Frekans düzleminde dikgenlik ise her bir taşıyıcı tayfının, sistemdeki diğer taşıyıcıların merkez frekansında değerinin sıfır olmasıdır (Şekil 2.4). Bunun sonucunda taşıyıcılar tayfsal olarak üst üste binmesine rağmen herhangi bir girişim meydana gelmemektedir [38]. Böyle bir yerleşim sonucunda taşıyıcılar arasındaki ayırıklık kuramsal olarak en az olacak ve tayfsal verimlilik sağlanacaktır.



Şekil 2.3: Zaman düzleminde dikgenlik

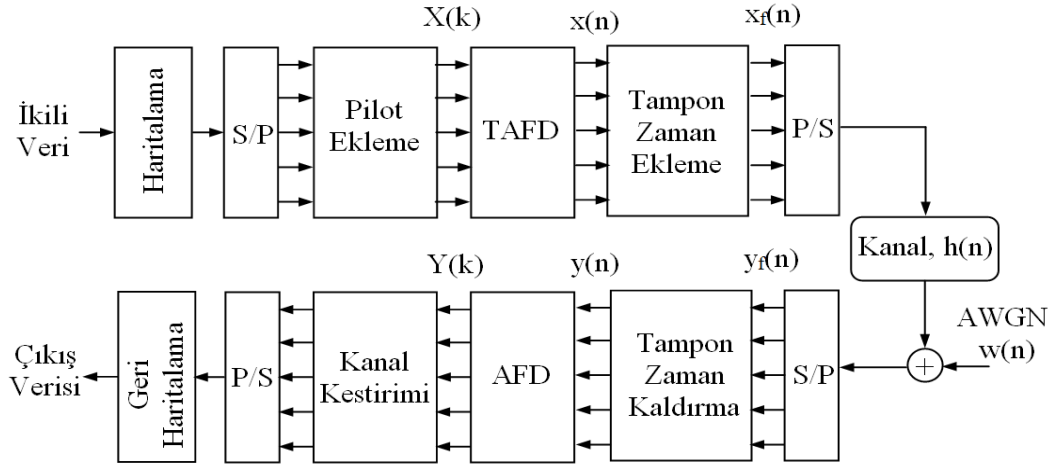


Şekil 2.4: Frekans düzleminde dikgenlik

2.2.1 DFBC' nin temel ilkeleri

Bir temel bant DFBC sisteminin öbek çizgesi Şekil 2.5'de gösterildiği gibidir. Verici tarafta, ikili bilgi önce gruplanır ve seçilen modülasyon türüne göre (örn.BPSK,

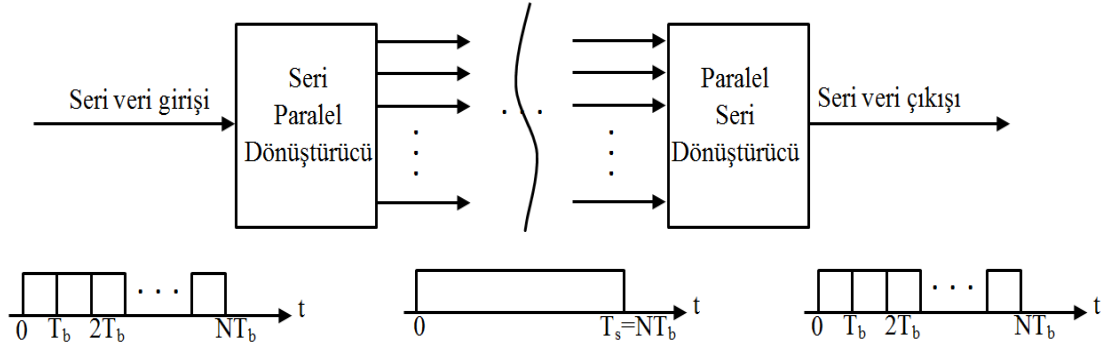
QPSK, 16QAM, ve 64QAM) karmaşık değerli sembollere haritalanır. Ardından seri/paralel (S/P) dönüşümünden sonra pilotlar tüm alt taşıyıcılara belirli bir periyotla veya veri dizisine düzenli bir biçimde yerleştirilir ve farklı veri grupları farklı DFBC alt taşıyıcıları üzerinden iletmek için hazırlanır. Haritalanan sinyaller ters ayrık Fourier dönüşümü ile (inverse discrete fourier transform, IDFT) N tane dikgen taşıyıcı üzerine modüle edilir. Ters ayrık Fourier dönüşümü (TAFD) uygulanarak elde edilmiş olan bu sinyale $[x(n)]$ çevrimsel ön-ek eklenir $[x_f(n)]$ ve kanala verilir. Alıcı tarafta ise verici tarafta yapılan işlemlerin tersi yapılır ve bilgi verisi elde edilir. Sistemde gerçekleştirilen tüm işlemlerin ayrıntıları izleyen bölümlerde verilmiştir.



Şekil 2.5: Temel bant DFBC sistemi

2.2.2 Seri/Paralel ve Paralel/Seri dönüşümü

Seri/Paralel ve Paralel/Seri dönüştürücüler Şekil 2.6'dan görüldüğü gibi seri veriyi paralele veya paralel veriyi seri biçime dönüştürüp iletmek için kullanılır. İletişim sistemlerinde S/P dönüştürücüler veri iletim hızını düşürmek için, Paralel/Seri (P/S) dönüştürücüler ise iletim hızı yükseltmek için kullanılır. DFBC sisteminde frekans seçici kanalın bozucu etkisini gidermek için yüksek hızlı ve geniş bantlı seri veri S/P dönüştürücü yardımıyla daha düşük hızlı ve dar bantlı paralel veriye dönüştürülür. Zaman düzleminde tampon zamanı (TZ) eklenen veri P/S dönüşüm bloğundan sonra kanala iletilir. Toplanır beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) eklenip alıcıya gelen veri, kanal kestirim bloğundan geçtikten sonra P/S dönüşümü uygulanarak tekrar yüksek hızlı seri biçime dönüştürülür.



Şekil 2.6: Seri/Paralel, Paralel/Seri dönüştürücü

2.2.3 Ayrık Fourier ve ters ayrık Fourier dönüştürümü

DFBÇ sisteminin temel bileşenleri vericide gerçekleştirilen TAFD ve alıcıda gerçekleştirilen ayrık Fourier dönüştürümü (discrete Fourier transform, DFT)'dür. Bu işlemler N adet karmaşık veri sembolü ile N adet karmaşık DFBÇ sembolü arasında doğrusal haritalama yapar. Böylece DFBÇ sembolleri yankılı kanal sönümlenmesine karşı dayanıklı hale gelir.

Alt taşıyıcı sayısı N olmak üzere iletilmek istenen verinin Şekil 2.5'de gösterildiği gibi $X(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$ olduğunu varsayalım. Buna göre TAFD bloğu çıkışında n uzunluğundaki zaman düzlemi sinyali eşitlik (2.3)'deki gibidir.

$$\begin{aligned} x(n) &= \text{TAFD}\{X(k)\} \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j(2\pi kn/N)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Eşitlikte $X(k)$ frekans düzleminde k ıncı örneği temsil eder. Alıcı tarafta ayrık Fourier dönüştürümü (AFD) bloğu çıkışında elde edilen sinyal ise (2.4) eşitliğindeki gibidir.

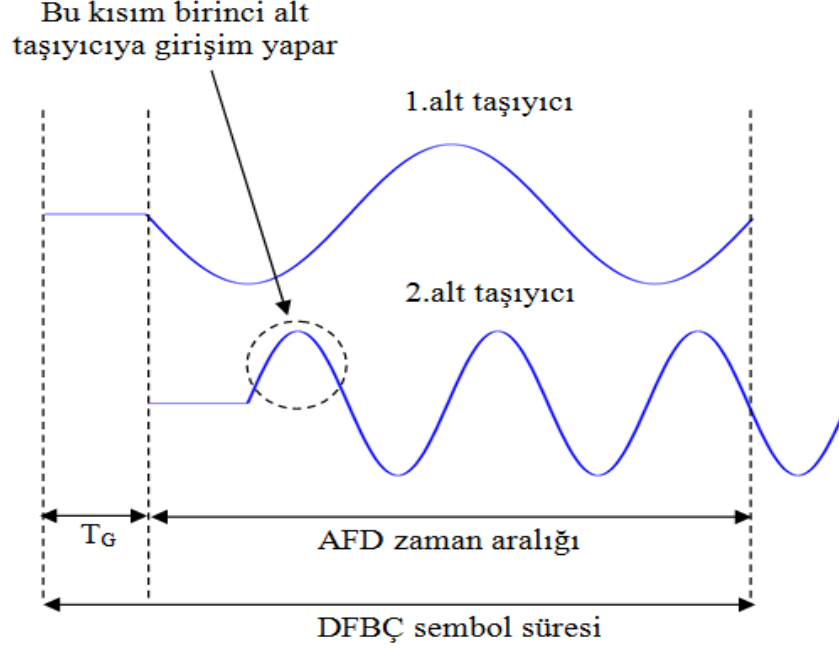
$$\begin{aligned} Y(k) &= \text{AFD}\{y(n)\} \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j(2\pi kn/N)} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Hızlı Fourier dönüştürümü/Ters hızlı Fourier dönüştürümü (fast Fourier transform/inverse fast Fourier transform, FFT/IFFT) algoritması AFD ve TAFD'yi daha verimli bir şekilde gerçekleştirdiği için sayısal sinyal işleme uygulamalarında sıklıkla

kullanılır. N noktalı hızlı Fourier dönüşümünde (HFD) $N \log(N)$ tane işlem gerçekleştirilir ve işlem yükü azaltılır. Bir DFBC sistem gerçeklemede seri veri modüle edilmiş M tane paralel veri akışına dönüştürülür ve N ($N > M$) noktalı ters hızlı Fourier dönüşümü (THFD) ile M alt taşıyıcı üzerinden modüle edilir. N noktalı THFD ile N tane alt taşıyıcıya kadar modülasyon yapılabilir. $M < N$ olduğunda geriye kalan $(N - M)$ tane alt taşıyıcı çıkış verisini taşımaz. Bu nedenle bu alt taşıyıcılar sıfır genlikle modüle edilmelidir.

2.2.4 Tampon zamanı ve çevrimsel ön-ek

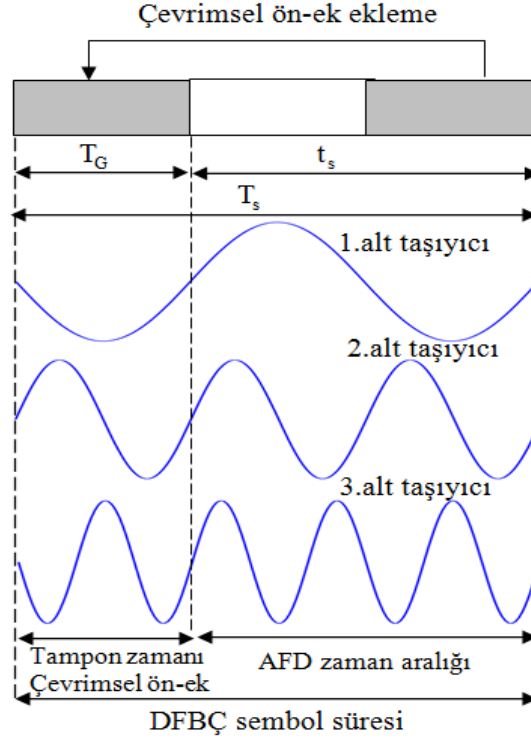
Sembol, yankılı kanal boyunca iletilirken kanaldaki bozulmalar nedeniyle ardışık bloklar üst üste biner. Dolayısıyla SAG ve TAG oluşur. SAG'ı önlemek için her bir DFBC sembolüne tampon zamanı eklenir. Tampon zamanı en büyük yankı gecikmesinden daha büyük olacak şekilde seçilir böylece bir sembole ait yankı bileşenlerinin sonraki sembole girişim yapması engellenmiş olur. Tampon zamanında herhangi bir sinyal iletilmez. Bu nedenle alt taşıyıcıların sembol süresince periyodu tam sayıda değildir, Şekil 2.7'de gösterildiği gibi dikgenlik bozulur ve TAG oluşur [39]. Şekil 2.7'den de görüldüğü gibi DFBC alıcısında 1 inci alt taşıyıcıyı demodüle edilirken 2 inci alt taşıyıcıdan kaynaklanan girişimin de etkisi olacaktır. Çünkü, T_G tampon zamanı boyunca hiçbir bilgi iletilmediği için AFD aralığında 1 inci ve 2 inci alt taşıyıcıların periyodu tam sayıda değildir. Bu nedenle 1 ve 2 inci alt taşıyıcılar arasında çapraz girişim oluşur.



Şekil 2.7: Tampon zamanında sinyal verilmemesi durumunda yankının etkisi

Ardışık DFBC sembolleri arasına TZ yerleştirilerek SAG engellenebilir fakat alt taşıyıcıların dikgenliğinde meydana gelen bozulmadan kaynaklı TAG düzeltilemez. T_s sembol süresi, t_s kullanışlı sembol süresi olmak üzere; TAG'ı gidermek için Şekil 2.8'de gösterildiği gibi DFBC sembolünün tampon zamanında çevrimsel ön-ek ilave edilir. Böylece, en büyük yankı gecikmesi tampon zamanından küçük olduğu sürece DFBC sembollerinin AFD aralığında tam sayılı periyotları olacaktır. Sonuç olarak en yüksek yankı gecikmesi tampon zamanından küçük olursa TAG sorunu ortaya çıkmayacaktır. Ön-eklerin kullanımıyla hem alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik korunur hem de ardışık DFBC sembolleri arasında meydana gelen SAG önlenmiş olur. Bu işlem gerçekleştirilirken TAFD çıkışındaki sinyalin bir parçasının kopyası sinyalin önüne yerleştirilir. Sinyalin her bir kopyasının AFD penceresinde tam sayıda periyotları vardır [1]. Gerçekleştirilen bu işlem sonucu elde edilen sinyal N_t tampon zamanın uzunluğu olmak üzere eşitlik (2.5)'deki gibidir.

$$x_f(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_t, -N_t+1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.5)$$



Şekil 2.8: Çevrimsel ön-ek eklenmiş DFBC sembolü

Çevrimsel ön-ekin eklenmesiyle veri iletimi için ayrılan bant genişliği verimli bir biçimde kullanılsa da SAG oluştuğunda başarımlık ve verimlilik arasında tercih yapılmalıdır.

Alıcıda ise elde edilen sinyal ayrık zamana dönüştürüldükten sonra $[y_f(n)]$ tampon zaman kaldırılır $[y(n)]$. Bu durumda sinyal eşitlik (2.6)'daki gibidir.

$$\begin{aligned} y_f(n), & \quad -N_t \leq n \leq N-1 \\ y(n) = y_f(n + N_t), & \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.2.5 Kanallın etkisi

Çevrimsel ön-ek eklenerek SAG ve TAG'a karşı dayanıklı hale getirilen sinyal $[x_f(n)]$ zamanla değişen frekans seçici kanal boyunca iletilir. Toplanır beyaz Gauss gürültüsü de eklendikten sonra alıcıdaki sinyal eşitlik (2.7)'deki gibi olur.

$$y_f(n) = x_f(n) \otimes h(n) + \omega(n) \quad (2.7)$$

Eşitlikte $\omega(n)$ toplanır beyaz Gauss gürültüsünü ve $h(n)$ kanalın birim vuruş tepkesini gösterir. Kanalın birim vuruş tepkesi h eşitlik (2.8)'deki gibi ifade edilebilir [40].

$$h(n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j(2\pi/N)f_{D_i}Tn} \delta(\lambda - \tau_i) \quad (2.8)$$

Eşitlikte r toplam yankı sayısı, h_i i inci yankının karmaşık birim vuruş tepkesi, f_{D_i} i inci yankının Doppler frekans kayması, λ yankı gecikme değişkeni, T örnekleme periyodu, τ_i ise i inci yankının örnekleme zamanıyla normalize edilmiş gecikmesidir. SAG'ın olmadığı varsayılırsa kanal kestirim bloğu girişindeki sinyal eşitlik (2.9)'daki gibi tanımlanabilir [41].

$$Y(k) = X(k)H(k) + I(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

Eşitlikte $H(k)$ birim vuruş tepkesi $h(n)$ 'nin AFD'sini, $I(k)$ Doppler frekansı nedeniyle oluşan TAG'ı, $W(k)$ ise toplanır beyaz Gauss gürültüsü $\omega(n)$ 'nin AFD'sini temsil etmektedir. $H(k)$ ve $I(k)$ sırasıyla eşitlik (2.10) ve (2.11)'deki gibi tanımlanır.

$$H(k) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j\pi f_{D_i} T \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T}} e^{-j(2\pi\tau_i/N)k} \quad (2.10)$$

$$I(k) = \sum_{i=0}^{r-1} \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq k}}^{N-1} \frac{h_i X(k)}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} T - k + K)}}{1 - e^{j(2\pi/N)(f_{D_i} T - k + K)}} e^{-j(2\pi\tau_i/N)K} \quad (2.11)$$

2.2.6 Pilot ekleme ve kanal kestirimi

Pilot tabanlı kanal kestirim yönteminde, kanal kestiriminde kullanılacak pilot semboller zaman ve frekans düzleminde 1B'li olarak blok veya tarak tür biçiminde yerleştirilir. Kanalın zaman ve frekans düzlemindeki değişimlerinin bilinmesi gerektiği iki boyutlu uygulamalarda ise kanal kestirim başarımını arttırmak için pilotlar hem zaman hem de frekans düzleminde seçilen yapıya göre 2B'li olarak yerleştirilir.

Blok tür yerleşim için kanal kestirim bloğunda kanalın pilot alt taşıyıcılardaki değeri en küçük kareler (least square) veya en küçük ortalamalı karesel hata (EKOKH) ile kestirilir. Blok tür yerleşimde tüm alt taşıyıcılar pilot iletimi için kullanıldığından KDB'yi elde etmek için ara değerlendirme yapılmasına gerek yoktur. Tarak tür yerleşimde ise pilot alt taşıyıcılardaki değer en küçük kareler (EKK), EKOKH ve en küçük ortalamalı kareler (least mean square, LMS) ile belirlenir. KDB'yi elde etmek için ise çeşitli ara değerlendirme yöntemleri kullanılır. 2B'li yerleşimde ise kanalın pilot alt taşıyıcılardaki değeri EKK veya EKOKH ile belirlenir ve frekans düzleminde kanal katsayıları elde edildikten sonra parçalı sabit ara değerlendirme (piecewise constant interpolation) kullanılarak veya her iki düzlemde de ara değerlendirme yapılarak KDB elde edilir.

Kanal kestirim bloğunda belirtilen yöntemler kullanılarak kestirilen KDB $\hat{H}(k)$ olmak üzere, iletilen sinyal, eşitlik (2.12) kullanılarak kestirilir.

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\hat{H}(k)} \quad (2.12)$$

2.3 DFBC Sistemi İçin Kanal Kestirim Yöntemleri

DFBC sisteminde, kablosuz kanalın frekans seçici ve zamanla değişen nitelikte olması nedeniyle dış ortama iletilen sinyalde genlik ve faz kaymaları olur, modüle edilmiş bitler kanaldan geçerken bozulmaya uğrar, bu durum sistem başarımında sınırlamalara neden olur. Kanal değişkenleri veya KDB bilindiğinde kanalın bozucu etkisi giderilebilir ve semboller hatasız bir biçimde algılanır. Bunun için DFBC sinyallerinin demodülasyonundan önce kanalın bozucu özelliklerinin belirlenmesi gereklidir. Kablosuz kanalın rastsal değişmesi ve kanalın istatistiksel özelliklerinin küçük ölçekli olması nedeniyle kanal kestirim başarımını arttırmak için bu istatistiksel özelliklerin belirlenmesi önemlidir.

Alıcıda özgün bitleri elde etmek için eşzamanlı veya eşzamanlı olmayan algılama uygulanır. Diğer birçok eşzamanlı sayısal kablosuz alıcılar gibi, eşzamanlı DFBC sistemlerinde de kanal kestirimi, alıcı tasarımının gerekli bir parçasıdır [42]. Eşzamanlı algılamada veri bitleri ile gönderilen referans değerler kullanılır ve tüm kanal, çeşitli ara değerlendirme teknikleri kullanılarak kestirilir [43]. Eşzamanlı olmayan

algılamada ise herhangi bir referans değeri kullanılmaz ancak genellikle bilginin ardışık iki sembolün farkı biçiminde iletildiği farksal modülasyon kullanılır [39,43]. Alıcıda, zamanda bu iki ardışık sembolün frekansta ise iki ardışık alt taşıyıcının birbiriyle karşılaştırılmasıyla iletilen sembol elde edilir. Eşzamanlı olmayan algılamamanın avantajı kanal kestirimi gerektirmemesidir. Ancak kanal kestirimi yapılmadığında DFBC sisteminde farksal PSK (phase shift keying) kullanılmalıdır ve bu yöntem eşzamanlı PSK'ya (faz kaydırmalı anahtarlama) göre SGO'da 3 dB kayba yol açar [44]. Farksal PSK daha düşük hızlı uygulamalar için daha uygundur örn. European DAB Systems [43]. Eşzamanlı algılama daha yüksek dereceli işaret kümesinde (sayısal iletişimde, taşıyıcı dalganın, her biri farklı bir bit bileşimine karşılık gelen durumları) eşzamanlı olmayana göre daha iyi başarımlar göstermektedir [39,44]. Bu nedenle eşzamanlı algılama yüksek veri hızlı uygulamalarda daha çok tercih edilir ve genellikle DFBC sistemlerinde kullanılır.

DFBC sisteminde eşzamanlı algılamaya izin vermek için, kanal kestirim algoritmaları uygulanır. Kanal kestirim algoritmaları pilot tabanlı ve kör algoritmalar olarak gruplanabilir [39,43]. Pilot tabanlı kanal kestirim yönteminde pilot bitler iletilen sinyalin içine yerleştirir ve alıcıda bilinen değerleriyle karşılaştırılarak KDB kestirilir. Kör kestirim yönteminde ise kanal iletilen sembollerin özelliklerine dayanılarak kestirilir. İletim kanalının frekans seçici ve zamanla değişen özellikte olması nedeniyle, veri hızını düşürmesine rağmen kör yöntemlerden daha iyi başarımlar sergilediği için [45,46,47] gibi çoğu ticari uygulamada pilot tabanlı kestirim yöntemleri kullanılmaktadır [25].

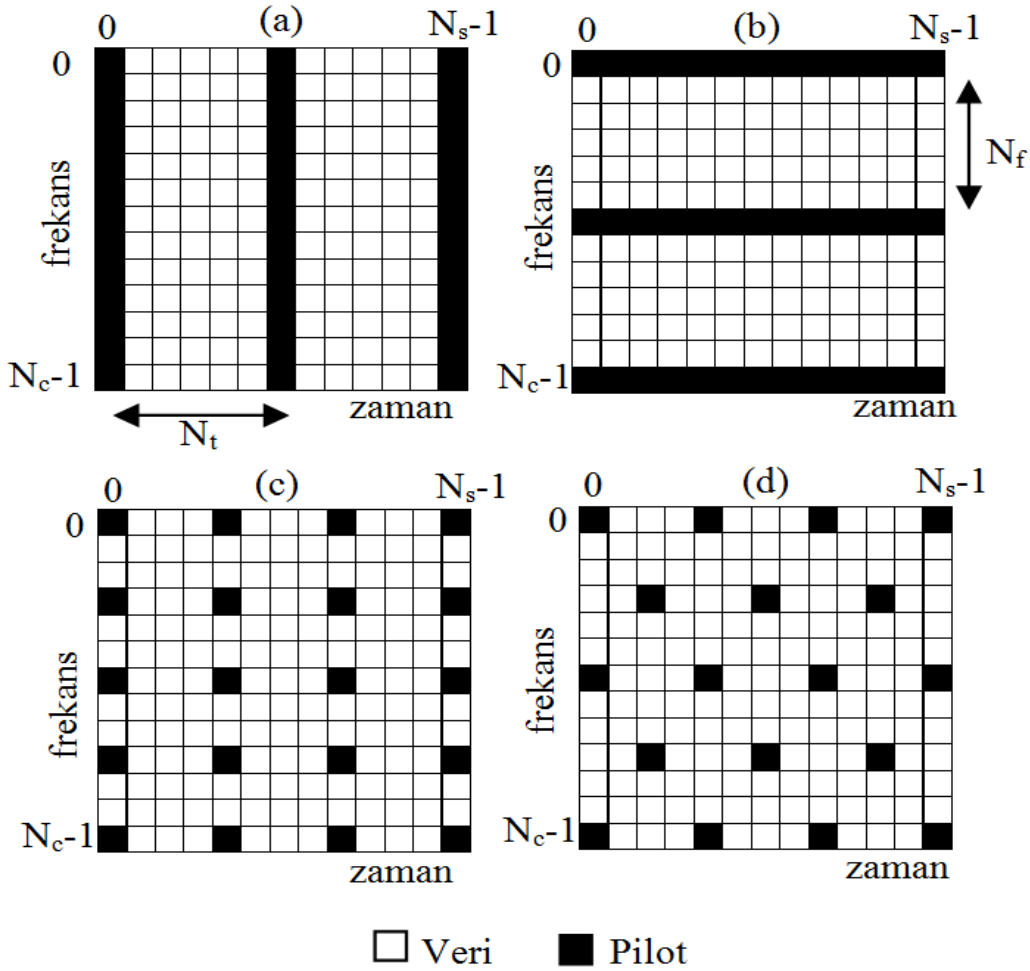
2.3.1 DFBC sisteminde pilot örüntüleri

Pilot semboller zaman-frekans düzleminde düzenli olarak veri içine zaman yönünde N_t aralıklarla, frekans yönünde ise N_f aralıklarla yerleştirilir. N_t ve N_f Nyquist örnekleme teoremine göre belirlenirler ve eşitlik (2.13)'de verilen koşulları sağlamalıdır.

$$f_m \cdot T_s \cdot N_t \leq \frac{1}{2}, \quad \tau_{\max} \cdot F_s \cdot N_f \leq \frac{1}{2} \quad (2.13)$$

Eşitlikte T_s DFBC sembol süresini, F_s alt taşıyıcılar arası mesafeyi, $f_m T_s$ ve $\tau_{max} F_s$ ise sırasıyla zaman ve frekans düzlemindeki normalize edilmiş pozitif değerli kanal bant genişliklerini göstermektedir [11].

Pilot sembollerin, blok, tarak, dikdörtgen ve elmas tür biçiminde zaman ve frekans düzlemindeki yerleşimi Şekil 2.9’da gösterilmektedir. Blok-tür pilot yerleşiminde tüm alt taşıyıcıların pilot olarak kullanıldığı DFBC kanal kestirim sembolleri periyodik olarak iletilir. Tarak tür pilot yerleşiminde pilot semboller veri bitleri içine seçilen pilot aralığına göre düzenli bir biçimde yerleştirilir. İki boyutlu dikdörtgen yapıda pilot semboller zaman frekans düzleminde periyodik olarak yerleştirilir. Elmas tür pilot yerleşiminde ise pilot semboller farklı zamanlarda farklı alt taşıyıcılara yerleştirilir.



Şekil 2.9: a) blok, b) tarak, c) dikdörtgen, d) elmas tür pilot yerleşimi

N_c alt taşıyıcı sayısı, N_s sembol sayısı olmak üzere, bir DFBC çerçevesindeki pilot sembol sayısı $N_{ızgara}$, pilot yoğunluğu Λ ve pilot sembol kullanımı nedeniyle SGO'da dB olarak oluşan kayıp eşitlik (2.16)'ya göre belirlenir [48].

$$N_{ızgara} = \left[\frac{N_c}{N_f} \right] \left[\frac{N_s}{N_t} \right] \quad (2.14)$$

$$\Lambda = \frac{N_{ızgara}}{N_c N_s} \quad (2.15)$$

$$SGO_{kayıp} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 - \Lambda} \right) \quad (2.16)$$

Pilot tabanlı kanal kestiriminde kanalın pilot konumlarındaki değeri EKK veya EKOKH yöntemleri kullanılarak elde edilebilir. EKOKH EKK'dan daha iyi sonuç vermesine rağmen kanal istatistiklerinin kullanımını gerektirdiğinden kestirimcinin karmaşıklığı yüksektir ve bu nedenle EKK algoritması daha çok tercih edilir. Alıcıda tampon zamanı kaldırılıp AFD uygulandıktan sonra elde edilen iki boyutlu sinyal (2.17) eşitliği ile verilir.

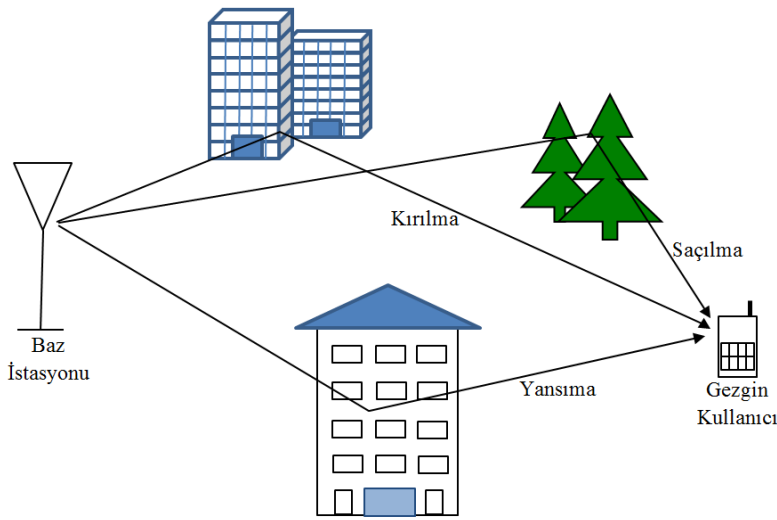
$$Y(k, n) = H(k, n)X(k, n) + W(k, n), \quad k = 0, \dots, N_c - 1, \quad n = 0, \dots, N_s - 1 \quad (2.17)$$

k' frekans, n' zaman yönündeki pilot konumlarını, $X(k', n')$ pilot sembolleri göstermek üzere kanalın pilot konumlarındaki EKK kestirimi eşitlik (2.18) kullanılarak hesaplanabilir.

$$\hat{H}_{EKK}(k', n') = \frac{Y(k', n')}{X(k', n')} = H(k', n') + \frac{W(k', n')}{X(k', n')} \quad (2.18)$$

2.4 Kablosuz Kanal

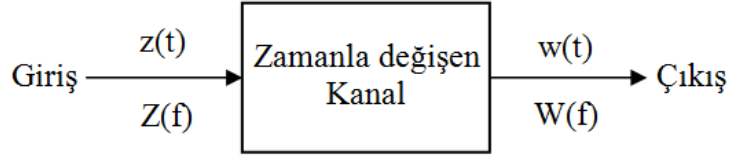
Gezgin iletişimde dış ortama iletilen sinyal Şekil 2.10’da görüldüğü gibi farklı nesnelere tarafından zayıflatılır, yansıtılır, kırılır ve saçılır. Bunun sonucunda iletilen sinyal alıcıya farklı gecikme, zayıflama ve faz kaymasıyla ulaşır [49,50]. Bu olgu *yankalı kanal yayını* olarak bilinir. Gezgin kullanıcı hareket ettiğinde alıcı ile verici arasındaki nesnelere de değişecek ve zamanla değişen iletim kanalı oluşacaktır.



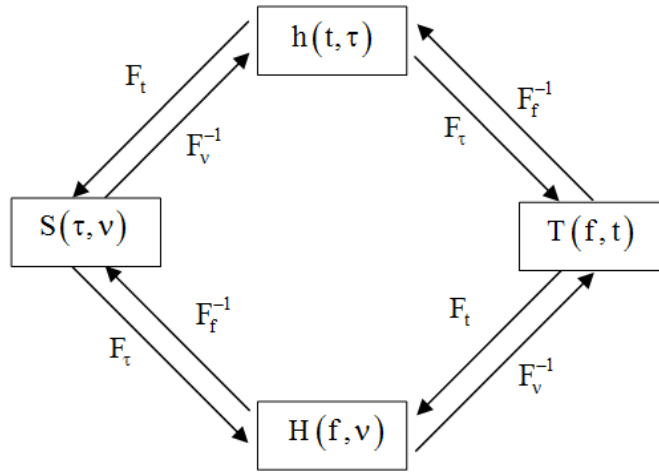
Şekil 2.10: Gezgin iletişimde sinyal yayını

Kablosuz kanal Bello tarafından doğrusal zamanla değişen kanal olarak tanımlanmıştır [51]. Kanalin giriş ve çıkışları Şekil 2.11’de gösterildiği gibi zaman ve frekans düzleminde ifade edilir. Kanalin davranışı, kanalda gerçekleşen fiziksel süreçler hakkında bilgi veren sistem fonksiyonları ile belirlenir. Zaman ve frekans düzleminde sistem fonksiyonları arasındaki ilişki Bello tarafından geliştirilmiştir. Dört sistem fonksiyonu doğrusal zamanla değişen kanal için zaman/frekans ve giriş/çıkış ilişkisi için kullanılır. Her bir sistem fonksiyonu kanal davranışını iki değişken ile ifade eder. Bu fonksiyonlar; $S(\tau, \nu)$ saçılım fonksiyonu, $T(f, t)$ zamanla değişen geçiş işlevi, $H(f, \nu)$ Doppler yayılım fonksiyonu, $h(t, \tau)$ birim vuruş tepkesidir ve aynı bilgiyi farklı biçimde içerirler. Bu fonksiyonların birbirleri ile olan Fourier dönüşümü ilişkileri Şekil 2.12’deki gibidir. Çizgilerin üzerindeki F ve F^{-1} harfleri iki sistem fonksiyonunun Fourier dönüşümü veya ters Fourier dönüşümü ile ilişkilendiğini gösterir. Her bir sistem fonksiyonu, biri zaman biri frekans olmak

üzere iki değişken içerir. Fourier dönüşümleri ile elde edilen fonksiyonların birer ortak değişkenleri vardır ve bu ortak değişken Fourier dönüşümü sırasında sabit değişken olarak kabul edilir.



Şekil 2.11: Gezgın iletım kanalının zaman ve frekans düzlemindeki giriş ve çıkışları



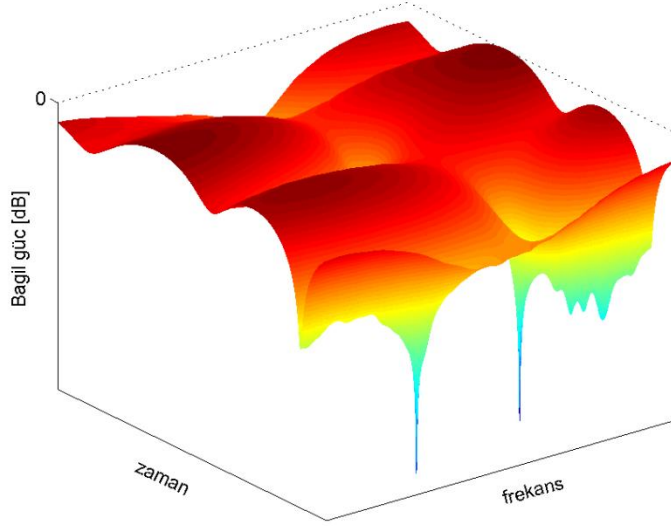
Şekil 2.12: Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki

Zamanla değişen iletım kanalının özellikleri kanalın $h(t, \tau)$ 'su ile ilişkilidir. $h(t, \tau)$ t ile τ 'ya bağlı bir fonksiyondur ve t hareketten dolayı zaman değişimini, τ belirli bir t için kanalın yankı gecikmesini göstermektedir. M adet yankısı olan bir iletım kanalı için zamanla değişen birim vuruş tepkisi (2.19) eşitliği ile verilir.

$$h(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m(t) \delta(\tau - \tau_m) \quad (2.19)$$

Eşitlikte; t zamanı, τ_m m inci yankı gecikmesini, δ birim dürtü fonksiyonunu (dirac delta function), $\alpha_m(t)$ m inci yankının t anındaki kazancını göstermektedir.

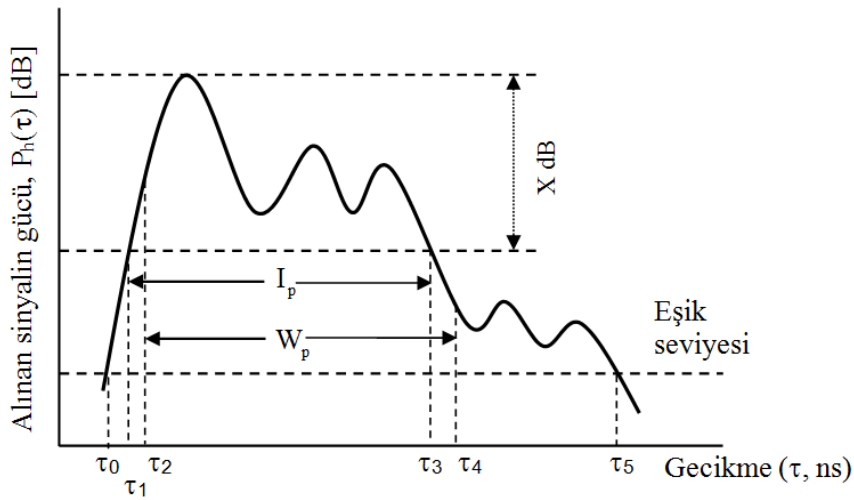
Yankılı iletım kanalı için zamanla değişen geçiş işlevinin bir örneği Şekil 2.13'de gösterilmektedir.



Şekil 2.13: Yankılı iletim kanalının zamanla değişen geçiş işlevinin bir örneği

Yankılı kanalın zamanda bozulma özellikleri çoğunlukla ortalama yankı güç profili [$P_h(\tau)$], ortalama yankı gecikmesi [τ_{ort}], yankı gecikme dağılımının etkin değeri [τ_{etkin}] ve T_T , frekans düzlemi özellikleri ise frekans ilinti fonksiyonuyla (frequency correlation function) ve B_T ile belirlenir [49,50].

Tipik bir yankı güç profili Şekil 2.14’de verilmiştir. Ortalama yankı gecikmesi yankı güç profilinin birinci momentidir ve (2.20) eşitliği ile verilir.



Şekil 2.14: Yankı güç profili

$$\tau_{\text{ort}} = \frac{\sum_m P_h(\tau_m) \tau_m}{\sum_m P_h(\tau_m)} - \tau_A \quad (2.20)$$

Bu eşitlikte τ_A profilin başlangıç noktasını, τ_m m inci yankının zaman gecikmesini, $P_h(\tau_m)$ ise m inci yankının güç seviyesini ifade eder. Eğer dağılımın başlangıç noktasını ilk gelen yankının zaman gecikmesi olarak seçersek $\tau_A = 0$ olur. τ_{etkin} ise (2.21) eşitliğindeki gibi $P_h(\tau)$ 'nun ikinci merkez momentinin karekökü alınarak elde edilir.

$$\tau_{\text{etkin}} = \sqrt{\frac{\sum_m P_h(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m P_h(\tau_m)} - (\tau_{\text{ort}})^2} \quad (2.21)$$

2.4.1 Zaman düzlemi tanımı ve tutarlı zaman aralığı

Zamanla değişen iletim kanalının zaman düzlemindeki özellikleri Doppler yayılımı ve tutarlı zaman aralığı parametreleri ile tanımlanır. Doppler yayılımı kanal birim vuruş tepkesinin hangi hızla değiştiğini gösterir. Eğer temel bant sinyalinin bant genişliği Doppler yayılımından çok fazla ise, alıcıda Doppler yayılımı ihmal edilebilir. Böyle bir kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak adlandırılır. Tutarlı zaman aralığı (T_T), Doppler yayılımının neden olduğu frekanstaki bozulmanın zaman düzlemindeki karşılığını belirlemede kullanılır. Tutarlı zaman aralığı, kanalın birim vuruş tepkesi istatistiklerinin değişmeden kalabildiği zaman aralığıdır.

Tutarlı zaman aralığı zaman ilinti fonksiyonu kullanılarak elde edilebilir. $S(\tau, \nu)$ 'nün zaman gecikme değişkenine bağlı olarak ortalaması alınarak Doppler güç tayfı $[S_h(f)]$ elde edilir. Zaman değişkenleri arasındaki fark ξ olmak üzere, zaman ilinti fonksiyonu (time correlation function) (2.22) eşitliği kullanılarak belirlenir [2]. Zaman ilinti fonksiyonunun, seçilen ilinti katsayılarına eşit olduğu en küçük zaman aralığı tutarlı zaman aralığını verir.

$$R(\xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_h(f) e^{j2\pi\xi f} df \quad (2.22)$$

Doppler yayılımı ile T_T arasında (2.23) eşitliğinde verildiği gibi ters orantı vardır.

$$T_T \cong \frac{1}{f_{d,max}} \quad (2.23)$$

Eşitlikte $f_{d,max}$ en büyük Doppler kaymasıdır. Tutarlı zaman aralığında alıcıya ulaşan iki sinyal arasında yüksek genlik ilişkisi söz konusudur. Eğer temel bant sinyalinin süresi kanalın tutarlı zaman aralığından daha büyük ise kanal temel bant sinyalinin iletimi süresince değişecek ve bu da alınan sinyalde bozulmaya neden olacaktır. Eğer iki sinyal tutarlı zaman aralığından daha uzun bir sürede alıcıya gelirse kanalda farklı bozulmalara uğrayacaktır. Zaman ilinti fonksiyonunun “0,5” değeri için tutarlı zaman aralığı yaklaşık olarak (2.24) eşitliğindeki gibidir [40]. Modern sayısal iletişimde tutarlı zaman aralığı eşitlik (2.23) ve (2.24)’ün geometrik ortalaması olarak eşitlik (2.25)’deki gibi tanımlanır.

$$T_T \cong \frac{9}{16\pi f_{d,max}} \quad (2.24)$$

$$T_T = \frac{0.423}{f_{d,max}} \quad (2.25)$$

2.4.2 Frekans düzlemi tanımı ve tutarlı bant genişliği

Zamanla değişmeyen iletim kanalından geçip alınan sinyal, doğrudan iletilen sinyalin tayfının kanalın geçiş işlevi ile çarpılmasıyla elde edilebilir. Ancak kanal zamana bağlı olarak rastsal değişiyorsa başarımın tahmin edilmesinde istatistiksel hesaplamalar kullanılabilir. Bu tür kanalları ifade etmekte kullanılan önemli bir fonksiyon kanalın aralıklı frekans ilinti fonksiyonudur (FİF).

Frekans ilinti fonksiyonu, iletim bant genişliğinin farklı bölgelerinde meydana gelen sönümlenmelerin ilinti bilgilerini içerir. İlinti belirgin derecede düşerse SAG oluşur. Eğer sembol hızı kanalın tutarlı bant genişliğine kıyasla büyükse SAG kaynaklı engellenemeyen hatalar meydana gelir.

Frekans değişkenleri arasındaki fark Ω olmak üzere, FİF (2.26) eşitliği kullanılarak elde edilebilir. FİF’in seçilen ilinti katsayılarına eşit olduğu en küçük bant genişliği B_T ’yi verir.

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (2.26)$$

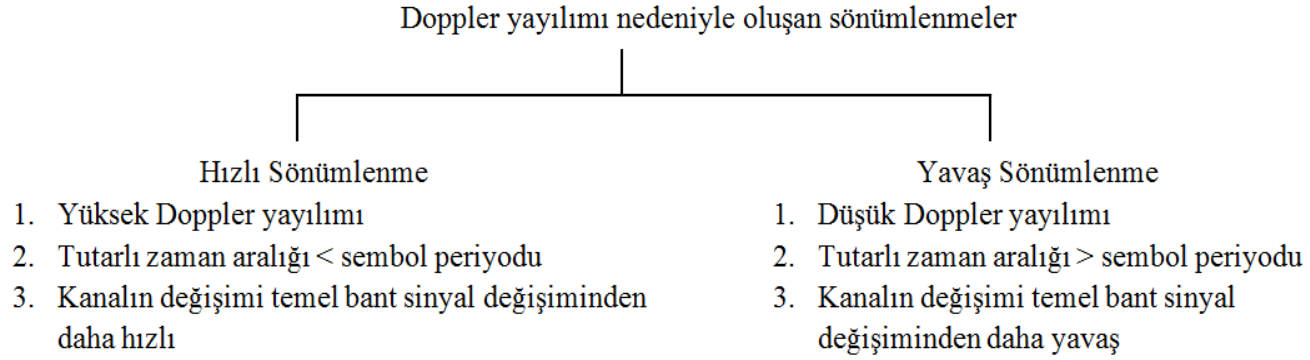
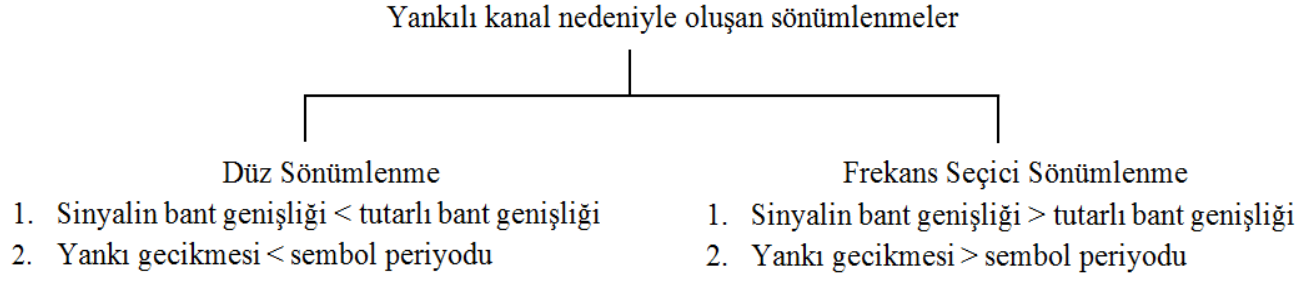
Tutarlı bant genişliği (B_T), kanalın frekansta düz olarak tanımlanabileceği yani zayıflama ve faz kaymasına maruz kaldıktan sonra bile frekans bileşenlerinin ilinti genliklerinin yüksek olduğu frekans aralığıdır. Bu nedenle tutarlı bant genişliğindeki frekans bileşenleri kanaldan geçerken benzer şekilde etkilenir. B_T kanalın frekans düzlemi özelliklerini belirlemek için kullanılır. Ayrıca B_T çeşitli modülasyon ve kanalın etkilerini azaltmak için kullanılacak çeşitlilik yöntemlerinin başarımının ve sınırlarının belirlenmesinde kullanılır [52].

Eğer iletilen sinyalin bant genişliği B_T 'den daha büyük ise sinyal frekans seçici sönmülmeye uğrar. Frekansta düz sönmülenmenin gerçekleşebilmesi için ise iletim bant genişliğinin B_T 'den küçük olması gerekir [53].

2.4.3 Sönümlenme türleri

İletilen sinyalin bant genişliği, sembol periyodu vb. gibi özellikleri ve kanalın τ_{etkin} , Doppler yayılımı gibi değişkenleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak, iletilen farklı sinyaller farklı sönmülenmelere uğrayabilir. Sinyalin yankılı kanal boyunca iletilmesi nedeniyle zamanda bozulma ve frekans seçici sönmülenme, Doppler yayılımı nedeniyle frekansta bozulma ve zaman seçici sönmülenme oluşur. Bu iki tür bozulma birbirinden bağımsızdır. Dört farklı sönmülenme türü Şekil 2.15'de gösterilmiştir [50].

Eğer kablosuz kanalın kazancı sabit, iletilen sinyalin bant genişliğinden daha büyük olan bant genişliği içinde faz tepkisi doğrusal ise alınan sinyal düz sönmülenmeye uğrar. Kazancı sabit olan kablosuz kanalın, iletilen sinyalin bant genişliğinden daha küçük olan bant genişliği içinde faz tepkisi doğrusal ise bu kanal frekans seçici olarak nitelendirilir. Hızlı sönmülenen kanalda kanalın birim vuruş tepkisi sembol süresi içinde çok hızlı bir şekilde değişir. Bu durum Doppler yayılımına bağlı olarak sinyalde bozulmaya neden olur ve Doppler yayılımı arttıkça bozulma da artar. Yavaş sönmülenme durumunda ise kanalın birim vuruş tepkisi iletilen temel bant sinyaline oranla yavaş değişir, hatta birkaç bant genişliği boyunca durağan olarak kabul edilir.



Şekil 2.15: Sönümlenme türleri

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1 Giriş

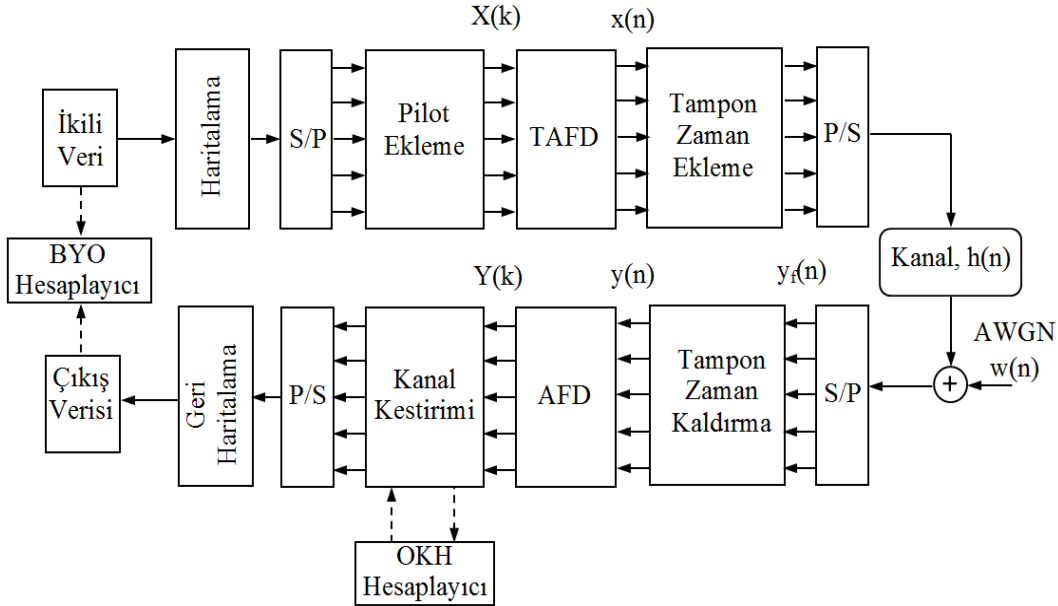
Bu çalışmada pilot yoğunluğunun ve yerleşiminin DFBC sistem başarımına etkisini incelemek için MATLAB programlama dili kullanılarak bir DFBC benzetimcisi oluşturuldu. Benzetimcide kanal katsayılarını kestirmek için pilot tabanlı yöntemlerden; bir boyutlu blok ve tarak, iki boyutlu dikdörtgen ve elmas pilot yerleşimi kullanıldı. Kanalin pilot alt taşıyıcılardaki değeri EKK algoritmasıyla, veri alt taşıyıcılarındaki değeri ise alçak geçiren ara değerlendirme (AGA) ile hesaplandı. Pilot semboller zaman ve frekans düzleminde seçilen aralıklarla ve eşit güçte yerleştirildi. Benzetimlerde kuramsal kanal modelleri ve üstel olarak azalmayan gerçek kanallar kullanıldı. Kanal kestiriminde kullanılan pilot sayısı ile kanalın tutarlı bant genişliği ve tutarlı zaman aralığı arasındaki ilişki belirlendi.

Pilot sembollerin hangi alt taşıyıcılara yerleştirileceğine ve kaç tane pilot sembol kullanılacağına karar verilmesiyle pilot örüntüsü belirlenir. Ancak bu örüntü belirlenirken pilot aralığının kanalın zamanla değişen frekans seçici yapısını takip edebilecek kadar küçük, işlem yükünü azaltacak şekilde olabildiğince büyük olması istenir. Bu nedenle örüntü oluşturulurken kanal kestiriminde kullanılacak pilot sayısı ile sistem başarımı arasındaki ödünleşim (trade-off) göz önünde bulundurulur, ancak kullanılacak pilot sayısı ile ilgili kesin bir formül henüz yoktur. Kanalin frekans seçiciliği yüksek ise kanal kestirim hatasını düşürmek için pilot semboller daha sık yerleştirilir. Fakat bu durum veri iletim hızında azalmaya neden olur. Düşük frekans seçicilikli kanal durumunda ise pilot sembol periyodu daha büyük seçilebilir. Ancak bu durumda bazı derin sönümlenmeler kestirilemez, veri bitleri hatalı algılanır ve BYO yükselir. Pilot sembollerin aralığı veri iletim hızını düşürmeyecek ve kanal kestirim hatasını en az yapacak şekilde seçilmelidir. En uygun örüntü ise genellikle seçilen bir SGO, pilot yoğunluğu, Doppler frekansı için en düşük BYO'yu veya kanal kestirim OKH'sini veren örüntü olarak tanımlanmıştır [22,54]. Bu çalışmada en küçük kanal kestirim OKH'sini veren N_t ve N_f değerleri en uygun pilot semboller ($N_{f,eu}$, $N_{t,eu}$) olarak belirlendi, ardından en uygun pilot semboller arasındaki

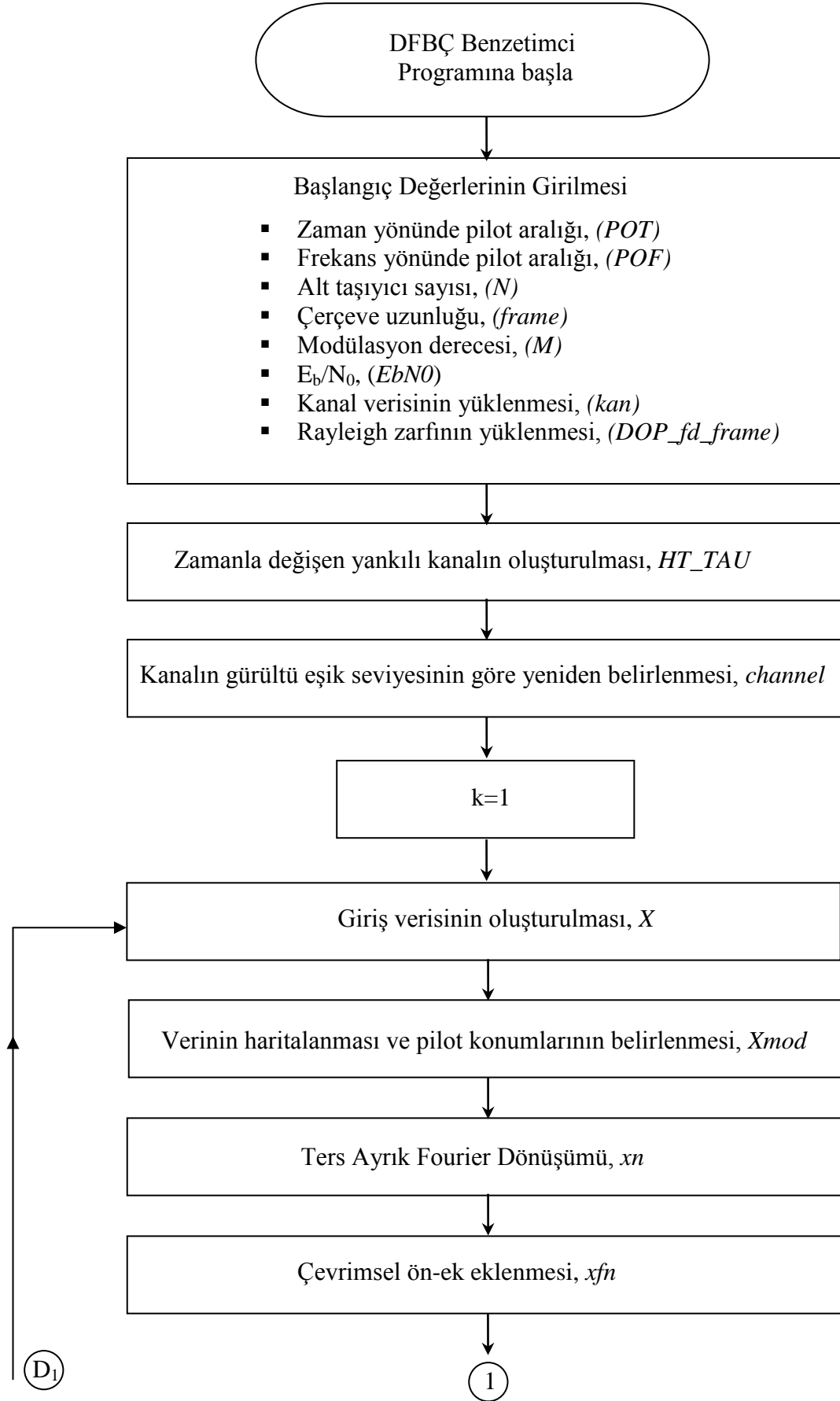
mesafeler frekans ve zaman yönünde hesaplandı ve bu değerler ile kanalın farklı ilinti katsayılı B_T 'si ve T_T 'si arasındaki ilişki belirlendi. En uygun pilot semboller arasındaki mesafenin bu kanal parametreleri ile ifade edilebileceği gösterildi.

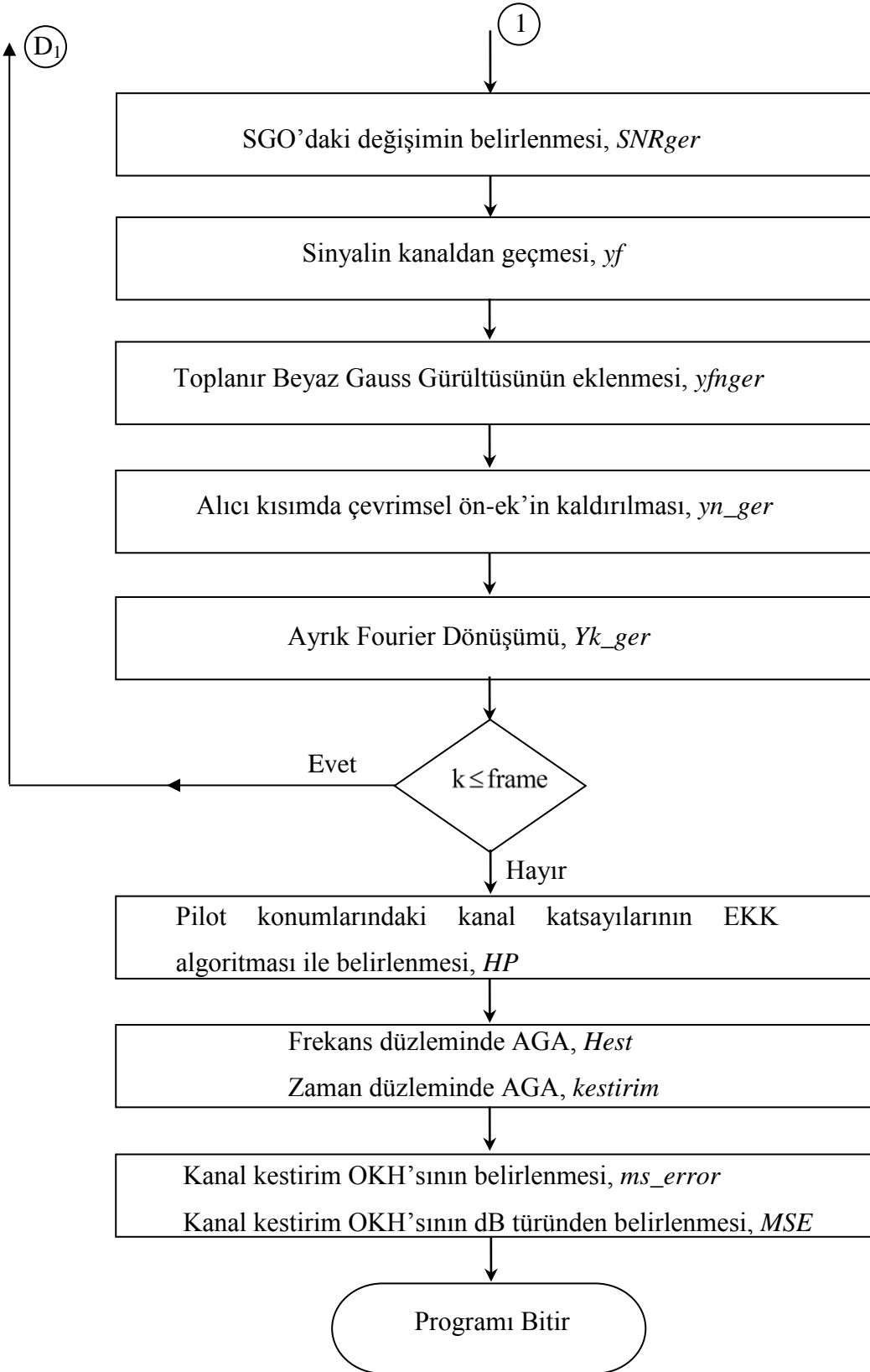
3.2 DFBC Sistem Benzetimcisi

Bu tezde pilot örüntüsünün farklı zaman ve frekans seçici kanallar için DFBC sisteminde kanal kestirim başarımına etkisi analitik ve benzetimsel olarak incelendi. Bunun için MATLAB programlama dilinde verici, iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşan bir benzetimci programı yazıldı (EK A). Benzetimlerde kullanılan DFBC sistem modeli Şekil 3.1'de, benzetimcinin çalışmasını gösteren akış diyagramı ise Şekil 3.2 verildi.



Şekil 3.1: Benzetimlerde kullanılan DFBC sistem modeli





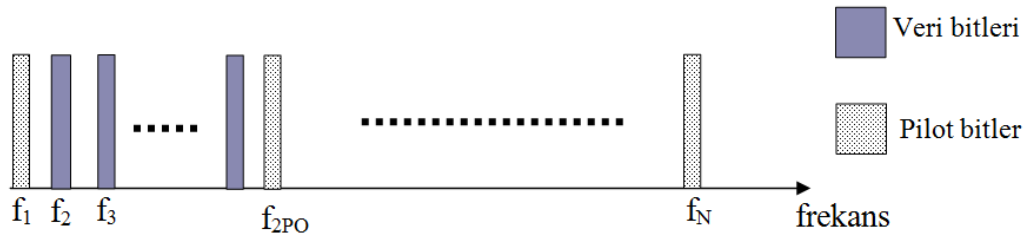
Şekil 3.2: DFBC benzetimcisinin çalışmasını gösteren akış diyagramı

3.2.1 Sistem parametrelerinin seçimi

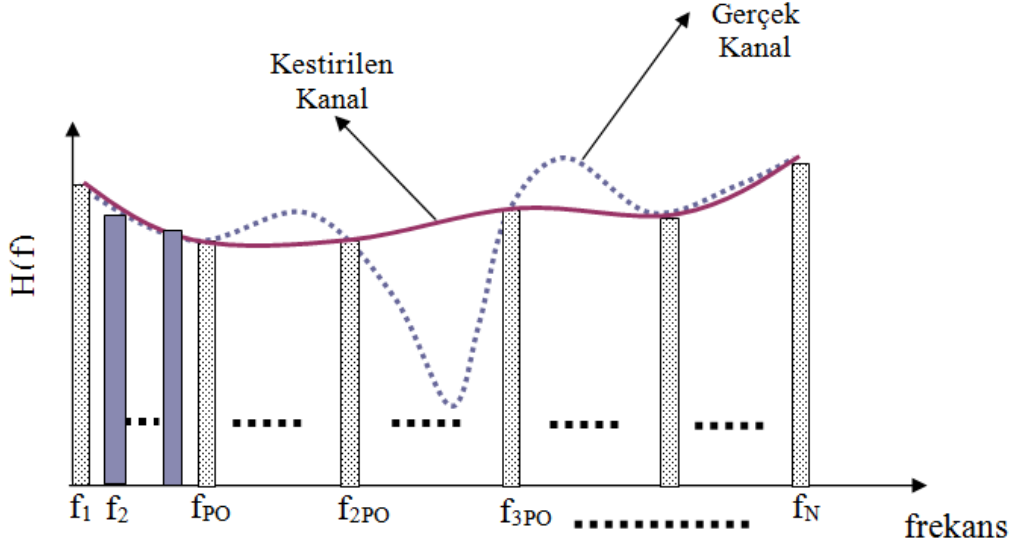
Benzetimlerde DFBC sisteminde kanal katsayılarını kestirmek için 2B'li dikdörtgen tür pilot yerleşimi kullanıldı. Kanalin frekans düzleminde pilot alt taşıyıcılardaki değeri ve zaman düzleminde pilot sembollerdeki değeri EKK ile, zaman ve frekans düzlemindeki kanal katsayıları ise AGA ile hesaplandı. Pilot semboller zaman ve frekans düzleminde belirlenen aralıklarla eşit aralıklı ve eşit güçlü olarak yerleştirildi. Benzetimlerde modülasyon türü olarak QPSK kullanıldı ancak 16QAM ve 64QAM modülasyonlarının da başarımları incelendi. Alt taşıyıcı sayısı $N_c=1024$ seçildi, $N_s=2048$ DFBC sembolü, $N_c/4$ çevrimsel ön-ekli tampon zamanı, 20 MHz iletim bant genişliği kullanıldı. Kanalin birim vuruş tepkesinin bir DFBC sembolü boyunca değişmediği, mükemmel eşzamanlamanın ve doğrusal güç yükseltmesinin yapıldığı varsayıldı. SGO'da pilot sembol ve çevrimsel ön-ek kullanımı nedeniyle oluşan kayıp dikkate alındı.

3.2.2 Pilot aralığının kanal kestirim başarımına etkisi

Pilot tabanlı kanal kestiriminde alınan sinyalin istatistiksel bilgileri gerekli olmadığından kör kanal kestirimine göre daha etkin bir yöntemdir. Ancak bu tür kestirimde pilot yerleşimini ve örüntüsünü doğru belirlemek çok önemlidir. Örüntüde seçilen pilot aralığı kestirimin ve ara değerlemenin doğruluğunu ve başarımını etkiler. Seçilen pilot aralığının, frekans düzleminde kanal kestirimine etkisi Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3: Pilotların yerleştirilmesi



Şekil 3.4: Pilot aralığının kanal kestirimine etkisi

Pilot alt taşıyıcılar seçilen pilot aralığına göre veri alt taşıyıcıları arasında Şekil 3.3'de gösterildiği gibi düzenli bir biçimde yerleştirilir. Geniş bant gezgin iletişim sistemleri için radyo kanalı frekans seçici ve zamanla değişen özellikte olduğu için DFBC sinyali böyle bir kanal boyunca iletildiğinde bazı pilot alt taşıyıcılar veya veri alt taşıyıcıları derin sönümlenmeye maruz kalırlar. Şekil 3.4'de de gösterildiği gibi pilot alt taşıyıcıların kestirimi yapıldıktan sonra KDB'yi elde etmek için kullanılan ara değerlendirme yöntemi ile özellikle derin sönümlenmenin olduğu aralık iyi bir biçimde kestirilememiştir. Bunun sonucunda elde edilen bitlerin hatalı algılanma olasılığı artacak ve BYO yükselecektir. Pilotların sık yerleştirilmesiyle kestirimin kalitesi artacak ancak bu durumda ise ayrılan bant etkin bir biçimde kullanılmamış olacaktır. Bu nedenle seçilen pilot oranı ve bant verimliliği arasında en iyileştirme yapmak gerekir.

3.2.3 Kanal kestirim başarımının analitik ifadesi

Kanal kestirim OKH'sının analitik ifadesi verilen bir güç değeri için pilot yoğunluğunun bir fonksiyonu olarak [25]'de elde edilmiştir. Kanalın EKK kestirimi eşitlik (2.18)'den elde edildikten sonra KDB'yi elde etmek için çeşitli ara değerlendirme yöntemleri kullanılır. Gürültü olmadığında KDB iki boyutlu ideal *sinc* süzgeç kullanılarak elde edilebilir. İdeal süzgecin katsayıları eşitlik (3.1)'deki gibi olmak üzere, kanalın EKK kestirimi frekans yönünde N_f , zaman yönünde N_t kadar örneklenerek kanal katsayıları eşitlik (3.2)'deki gibi elde edilir.

$$\omega_p[i, \ell] = \frac{\sin\left(\frac{\pi i}{N_f}\right) \sin\left(\frac{\pi \ell}{N_t}\right)}{\left(\frac{\pi i}{N_f}\right) \left(\frac{\pi \ell}{N_t}\right)} \quad (3.1)$$

$$H[k, n] = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H_s[k+i, n+\ell] \omega_p[i, \ell] \quad (3.2)$$

Örneklenmiş kanal katsayıları; k' frekans, n' zaman yönündeki pilot konumlarını göstermek üzere (3.3) eşitliğindeki gibidir.

$$H_s[k, n] = \begin{cases} H[k', n'], & \{k', n'\} \in P_{\text{çerçevesi}} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.3)$$

Gürültünün dikkate alındığı durumda: KDB'yi ($\hat{H}[k, n]$) kestirmek için iki boyutlu kestirimciye ($\omega[i, \ell]$) giriş olan kanalın EKK kestirimi eşitlik (3.4)'deki gibidir.

$$\hat{H}[k, n] = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H'_{\text{EKK}}[k+i, n+\ell] \omega[i, \ell] \quad (3.4)$$

Eşitlikte

$$H'_{\text{EKK}}[k, n] = \begin{cases} H_{\text{EKK}}[k', n'], & \{k', n'\} \in P_{\text{çerçevesi}} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.5)$$

olarak tanımlanır. Bu durumda kanal kestirim hatası $e[k, n]$ (3.6) eşitliğindeki gibidir.

$$\begin{aligned}
e[k, n] &= \hat{H}[k, n] - H[k, n] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H'_{\text{EKK}}[k+i, n+\ell] \omega[i, \ell] - \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H_S[k+i, n+\ell] \omega_p[i, \ell] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} (H_S[k+i, n+\ell] + N_S[k+i, n+\ell]) \omega[i, \ell] - \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H_S[k+i, n+\ell] \omega_p[i, \ell] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H_S[k+i, n+\ell] \underbrace{(\omega[i, \ell] - \omega_p[i, \ell])}_{\omega_e[i, \ell]} + \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} N_S[k+i, n+\ell] \omega[i, \ell]
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Eşitlikte kullanılan ve gürültü örneklerini içeren matris N_S (3.7) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$N_S[k, n] = \begin{cases} \frac{N[k', n']}{X[k', n']}, & \{k', n'\} \in P \text{ çerçevesi} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \tag{3.7}$$

Eşitlik (3.6)'ya iki boyutlu Fourier dönüşümü uygulanırsa; hata, eşitlik (3.8)'deki gibi ifade edilebilir.

$$E(\omega_k, \omega_n) = H_S(\omega_k, \omega_n) W_e(\omega_k, \omega_n) + N_S(\omega_k, \omega_n) W(\omega_k, \omega_n) \tag{3.8}$$

İki boyutlu ayırık Parseval teoreminin [55] uygulanması ile kanal kestiriminin OKH'sı (3.9) eşitliğindeki gibi olur.

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |E(\omega_k, \omega_n)|^2 d\omega_k d\omega_n \tag{3.9}$$

Kanal gürültüsü $N_S(\omega_k, \omega_n)$ 'nin toplanır beyaz Gauss gürültüsü ve kanalın tepkisi $H_S(\omega_k, \omega_n)$ 'den bağımsız olduğu göz önüne alınırsa kanal kestiriminin OKH'sının beklenen değeri eşitlik (3.10)'daki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} E\left\{\left|E(\omega_k, \omega_n)\right|^2\right\} &= S_{H_S}(\omega_k, \omega_n)\left|W_e(\omega_k, \omega_n)\right|^2 + E\left\{\left|N_S(\omega_k, \omega_n)\right|^2\right\}\left|W(\omega_k, \omega_n)\right|^2 \\ &= S_{H_S}(\omega_k, \omega_n)\left|W_e(\omega_k, \omega_n)\right|^2 + \sigma_{N_S}^2\left|W(\omega_k, \omega_n)\right|^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Eşitlikte $S_{H_S}(\omega_k, \omega_n) = E\left\{\left|H_S(\omega_k, \omega_n)\right|^2\right\}$ ve D birim enerji ile iletilen pilotların yoğunluğu, $\sigma_{N_S}^2$ bu yoğunluğa göre örneklenmiş gürültünün varyansı olmak üzere $\sigma_{N_S}^2 = \sigma_n^2 D$ olur. Buna göre (3.9) eşitliği yeniden düzenlenirse OKH (3.11) eşitliğindeki gibi olur.

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_{H_S}(\omega_k, \omega_n)\left|W_e(\omega_k, \omega_n)\right|^2 d\omega_k d\omega_n + \frac{\sigma_n^2 D}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left|W(\omega_k, \omega_n)\right|^2 d\omega_k d\omega_n \quad (3.11)$$

Kanalın örneklenmiş güç tayf yoğunluğu $S_{H_S}(\omega_k, \omega_n)$ kanalın güç tayf yoğunluğu $S_H(\omega_k, \omega_n)$ 'nin ölçeklenmiş bir kopyasıdır ve eşitlik (3.12)'deki gibi ifade edilir [56].

$$S_{H_S}(\omega_k, \omega_n) = \frac{1}{(N_f N_t)^2} \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} S_H\left(\omega_k - \frac{2\pi}{N_f} k, \omega_n - \frac{2\pi}{N_t} n\right) \quad (3.12)$$

$|\omega_k| \leq \pi/N_f$ ve $|\omega_n| \leq \pi/N_t$ aralığında ise örneklenmiş güç tayf yoğunluğu (3.13) eşitliğindeki gibidir.

$$S_{H_S}(\omega_k, \omega_n) = \frac{1}{(N_f N_t)^2} S_H(\omega_k, \omega_n) = D^2 S_H(\omega_k, \omega_n) \quad (3.13)$$

İki boyutlu *sinc* süzgecin sadece $|\omega_k| \leq \pi/N_f$ ve $|\omega_n| \leq \pi/N_t$ aralığında sıfırdan farklı olduğu göz önüne alınırsa ideal olmayan kestirimci kullanılması durumunda hata eşitlik (3.14) kullanılarak belirlenir.

$$W_e(\omega_k, \omega_n) = \begin{cases} W(\omega_k, \omega_n) - N_f N_t, & |\omega_k| \leq \pi/N_f, |\omega_n| \leq \pi/N_t \\ W(\omega_k, \omega_n), & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.14)$$

Kestirimci kullanılarak elde edilen kanal katsayılarının enerjisinin çoğunun $\pi/N_f \leq |\omega_k| \leq \pi$, $\pi/N_t \leq |\omega_n| \leq \pi$ aralığında olduğu göz önüne alınırsa (3.11) eşitliğinde ilk terimden kaynaklanan hata bu aralıkta ihmal edilebilir ve OKH eşitlik (3.15)'deki gibi olur.

$$\sigma_e^2 \approx \frac{1}{4\pi^2} \int_{\frac{-\pi}{N_t}}^{\frac{\pi}{N_t}} \int_{\frac{-\pi}{N_f}}^{\frac{\pi}{N_f}} S_{H_s}(\omega_k, \omega_n) |W(\omega_k, \omega_n) - N_f N_t|^2 d\omega_k d\omega_n + \frac{\sigma_n^2 D}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |W(\omega_k, \omega_n)|^2 d\omega_k d\omega_n \quad (3.15)$$

(3.13) eşitliği (3.15) eşitliğinde yerine yazıldığında:

$$\sigma_e^2 \approx \frac{D^2}{4\pi^2} \int_{\frac{-\pi}{N_t}}^{\frac{\pi}{N_t}} \int_{\frac{-\pi}{N_f}}^{\frac{\pi}{N_f}} S_H(\omega_k, \omega_n) |W(\omega_k, \omega_n) - N_f N_t|^2 d\omega_k d\omega_n + \frac{\sigma_n^2 D}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |W(\omega_k, \omega_n)|^2 d\omega_k d\omega_n \quad (3.16)$$

elde edilir. Gerekli matematiksel düzenlemeler yapılarak ifade sadeliği açısından

$$A = \frac{1}{4\pi^2} \int_{\frac{-\pi}{N_t}}^{\frac{\pi}{N_t}} \int_{\frac{-\pi}{N_f}}^{\frac{\pi}{N_f}} S_H(\omega_k, \omega_n) |W(\omega_k, \omega_n)|^2 d\omega_k d\omega_n$$

$$B = \frac{1}{2\pi^2} \int_{\frac{-\pi}{N_t}}^{\frac{\pi}{N_t}} \int_{\frac{-\pi}{N_f}}^{\frac{\pi}{N_f}} S_H(\omega_k, \omega_n) \text{Re}\{W(\omega_k, \omega_n)\} d\omega_k d\omega_n$$

$$E_C = \frac{1}{4\pi^2} \int_{\frac{-\pi}{N_t}}^{\frac{\pi}{N_t}} \int_{\frac{-\pi}{N_f}}^{\frac{\pi}{N_f}} S_H(\omega_k, \omega_n) d\omega_k d\omega_n$$

$$E_F = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |W(\omega_k, \omega_n)|^2 d\omega_k d\omega_n$$

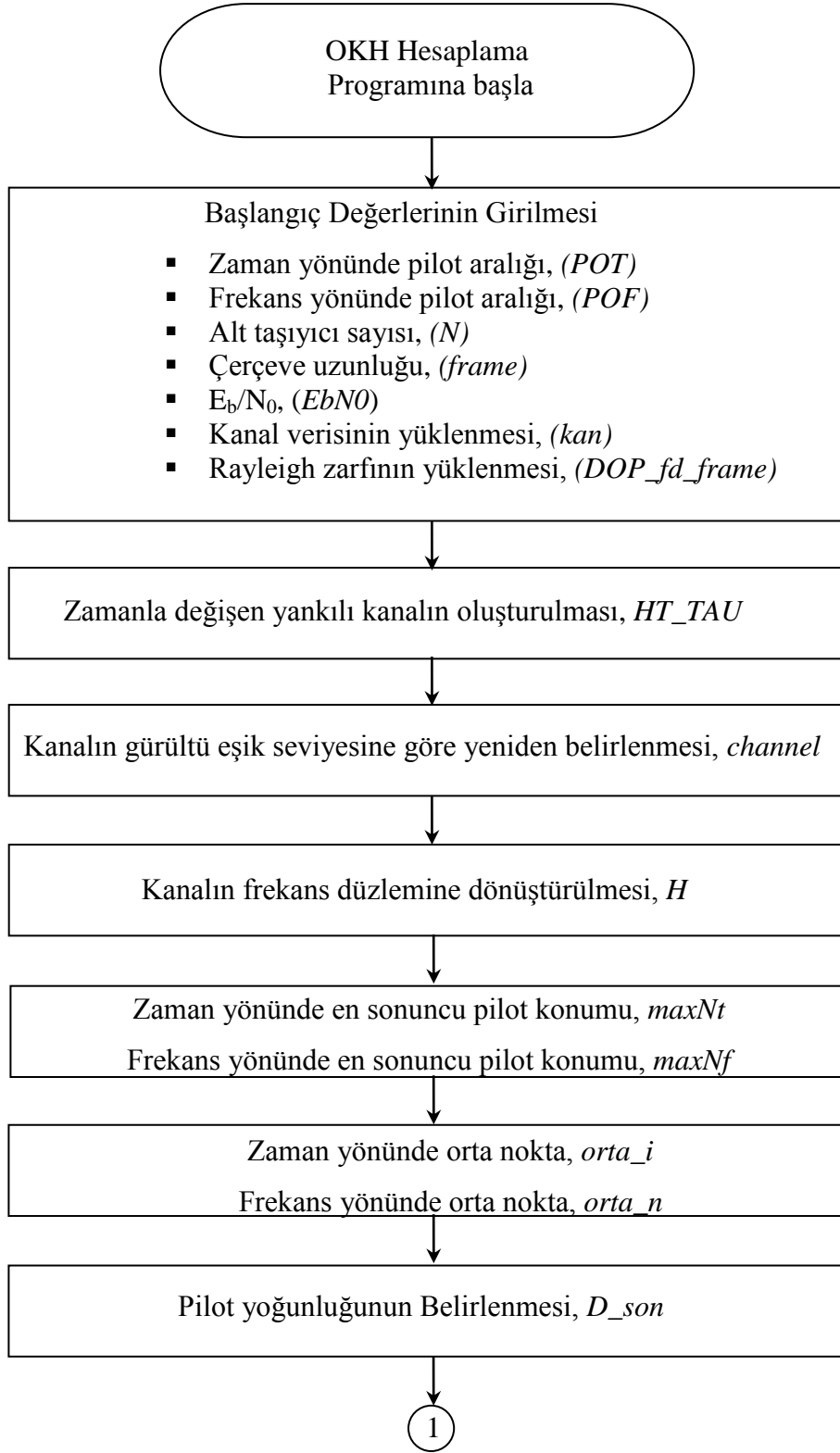
tanımları kullanılırsa OKH eşitlik (3.17) kullanılarak hesaplanabilir.

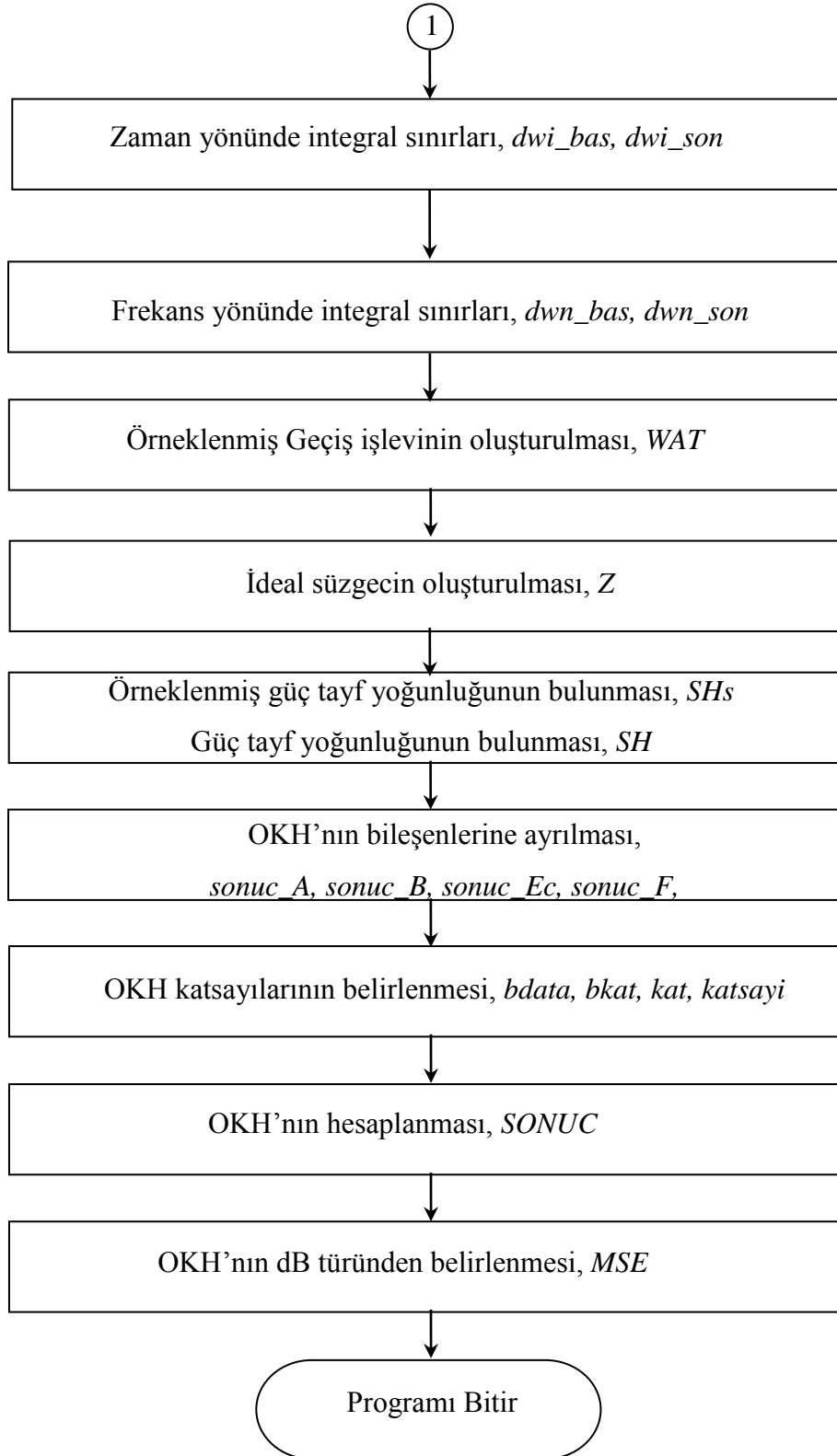
$$\sigma_e^2 \approx AD^2 + (\sigma_n^2 E_F - B)D + E_C \quad (3.17)$$

Kanal kestirim OKH'sını verilen bir güç değeri için pilot yoğunluğunun bir fonksiyonu olarak elde edebilmek için (3.17) eşitliğinde E_F hatasının katsayısı olan σ_n^2 , (3.18) kullanılarak ifade edilebilir.

$$\sigma_n^2 = \frac{(E_b/N_0)^{-1} \bar{S}_{sembol} T_s}{\log_2(m)(1-D) t_s} \quad (3.18)$$

Eşitlikte \bar{S}_{sembol} ortalama DFBC sembol gücünü, T_s DFBC sembol süresini, t_s tampon zamanını içermeyen DFBC sembol süresini ve m modülasyonun derecesini göstermektedir. (3.18) eşitliği (3.17) eşitliğinde yerine yazıldığında kanal kestiriminin OKH'sı pilot yoğunluğunun bir fonksiyonu biçiminde ifade edilir. OKH'yı farklı kanal profilleri, pilot yoğunluğu ve E_b/N_0 için hesaplamakta kullanılan programın akış diyagramı Şekil 3.5'de verildiği gibidir.

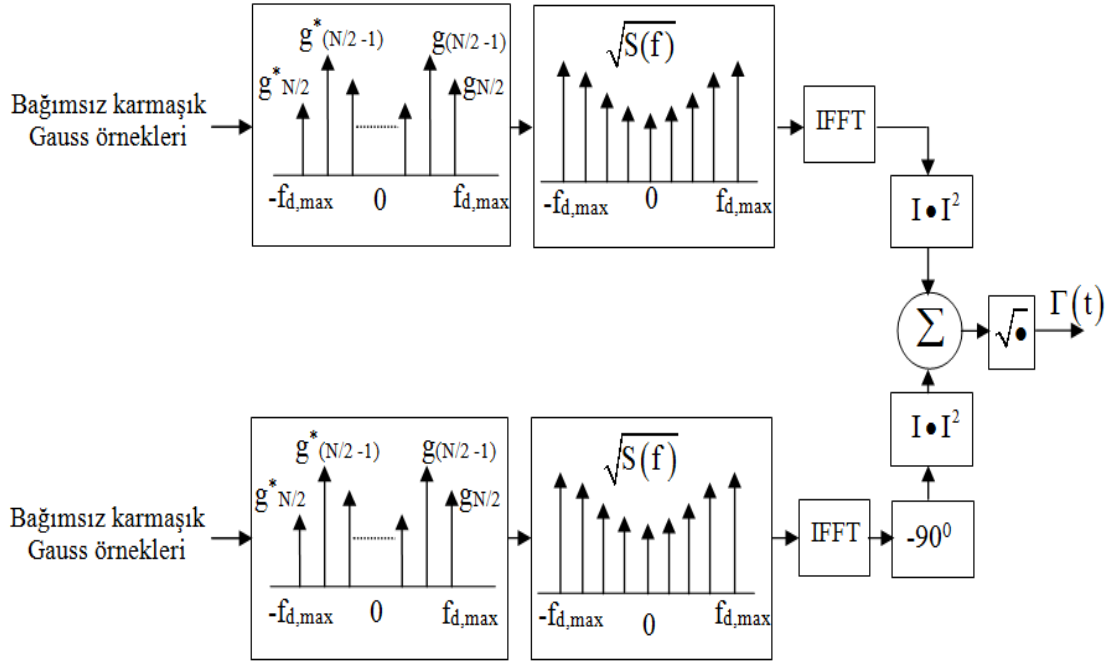




Şekil 3.5: Analitik OKH'yı hesaplamakta kullanılan programın akış diyagramı

3.2.4 Farklı zaman seçicilikli kanalların oluşturulması

Zamanla değişen kanal; Rayleigh sönümlenmeyi Clarke ve Gans modeli [50] kullanarak gerçekleyen bir MATLAB programı aracılığıyla oluşturuldu. Benzetimcide ilk olarak pozitif frekanslar için birbirinden bağımsız iki karmaşık değerli Gauss örnekleri kümesi oluşturulur, negatif frekanslar için bunların karmaşık eşleniği alınır. Böyle bir benzetimcinin frekans düzlemi gösterimi Şekil 3.6'daki gibidir.

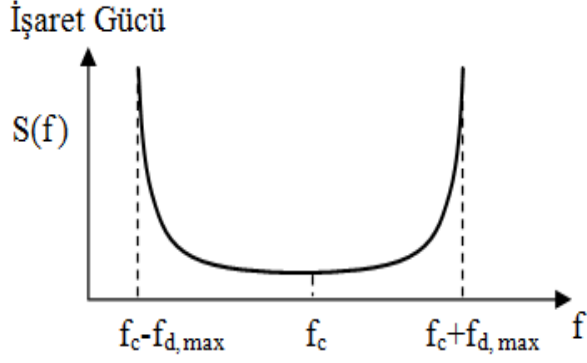


Şekil 3.6: Temel bant Rayleigh sönümlenme benzetimcisi

İstenilen Doppler tayfını elde etmek için, rasgele değerli bu tayf alınan işaretin güç tayfı $S(f)$ olmak üzere $\sqrt{S(f)}$ ile nokta nokta çarpılır. Tayfın matematiksel ifadesi (3.19) eşitliğinde, belirlenen taşıyıcı frekansı ve en büyük Doppler frekansı için elde edilen tayf Şekil 3.7'de verilmiştir.

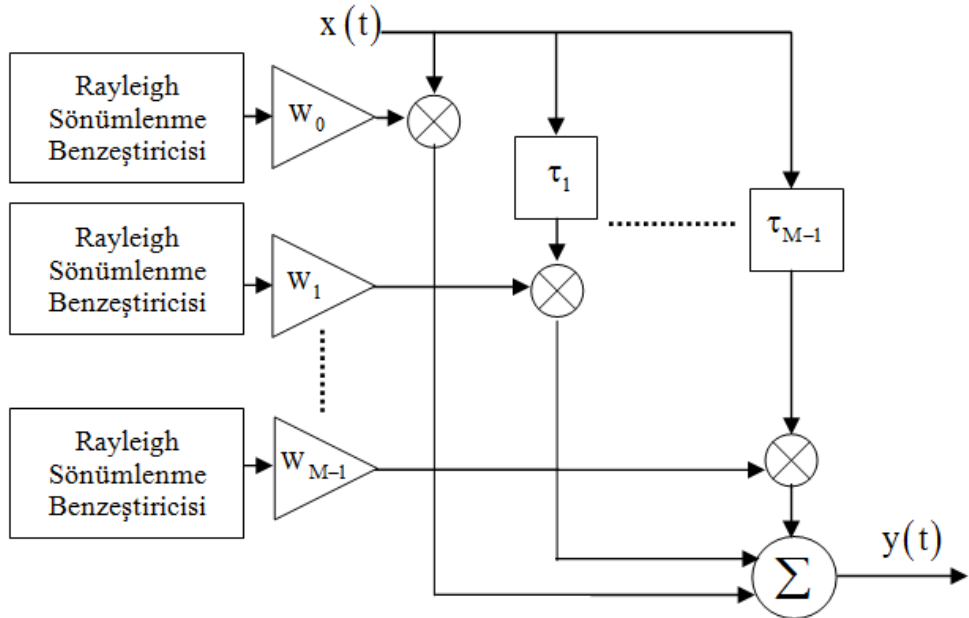
$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{4\pi f_{d,\max} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta f}{f_{d,\max}}\right)^2}} & |\Delta f| \leq f_{d,\max} \\ 0 & |\Delta f| > f_{d,\max} \end{cases} \quad (3.19)$$

Eşitlikte; f_c taşıyıcı frekans, $\Delta f = f - f_c$, $f_{d,max}$ en yüksek Doppler kaymasıdır.



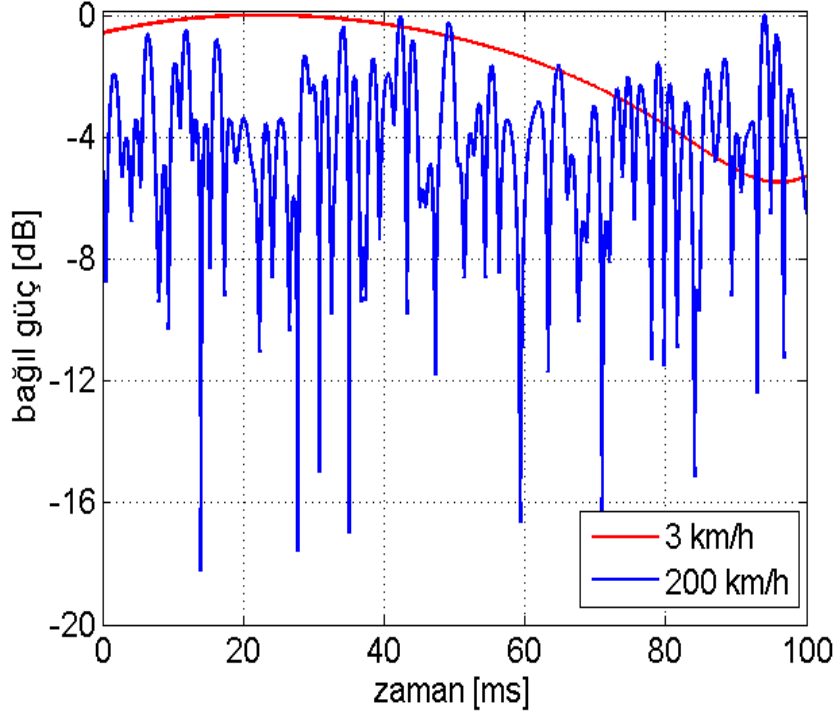
Şekil 3.7: Doppler güç tayfı

Çarpım sonucunda elde edilen sinyal ters Fourier dönüşümü alınarak zaman düzlemine aktarılır. Elde edilen işaretin gerçel ve sanal kısımlarının nokta nokta toplanıp, elde edilen dizinin karekökü alındığında Rayleigh sönümlenme zarfı $\Gamma(t)$ bulunur. Sönümlenmenin yankılara etkisi ise Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8: Rayleigh sönümlenmesinin yankılara etkisi

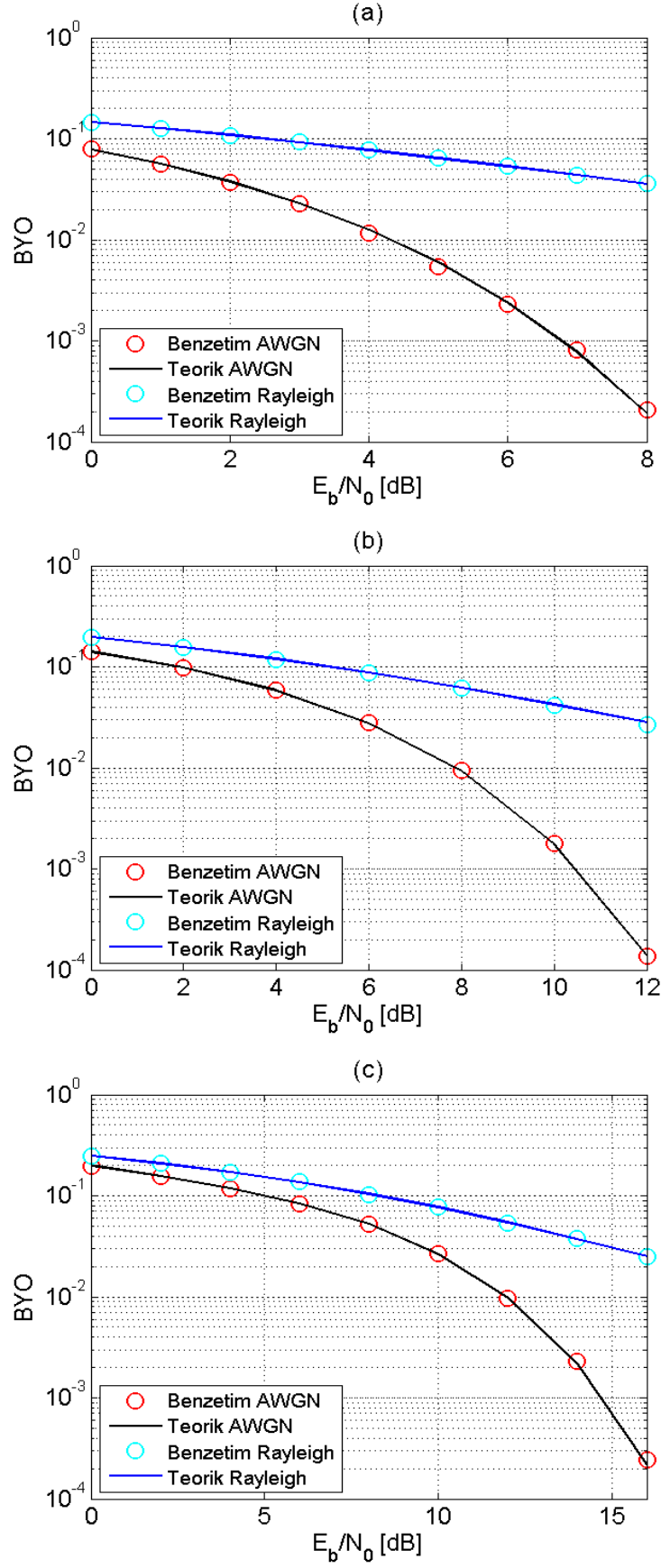
Benzetimci kullanılarak 2 GHz taşıyıcı frekansı, 3 km/h ve 200 km/h hareket hızları için elde edilen Rayleigh sönümlenme zarfları ise Şekil 3.9’da verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi hareket hızı arttıkça sönümlenmelerin derinliği ve sıklığı artmıştır.



Şekil 3.9: Rayleigh sönümlenme zarfı

3.2.5 Benzetimcinin sınanması

DFBÇ sistem benzetimcisinin doğruluğunun sınanması için kanal modeli olarak literatürde yer alan tek yankılı toplanır beyaz Gauss gürültülü kanal ve Rayleigh kanal, modülasyon türü olarak da QPSK, 16QAM ve 64QAM kullanıldı ve benzer başarımlar elde edildi. BYO cinsinden elde edilen başarımlar Şekil 3.10’da verildi.



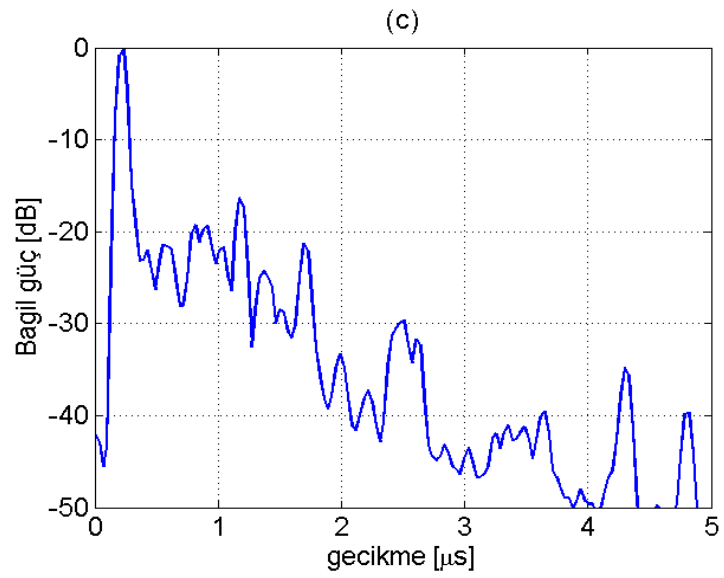
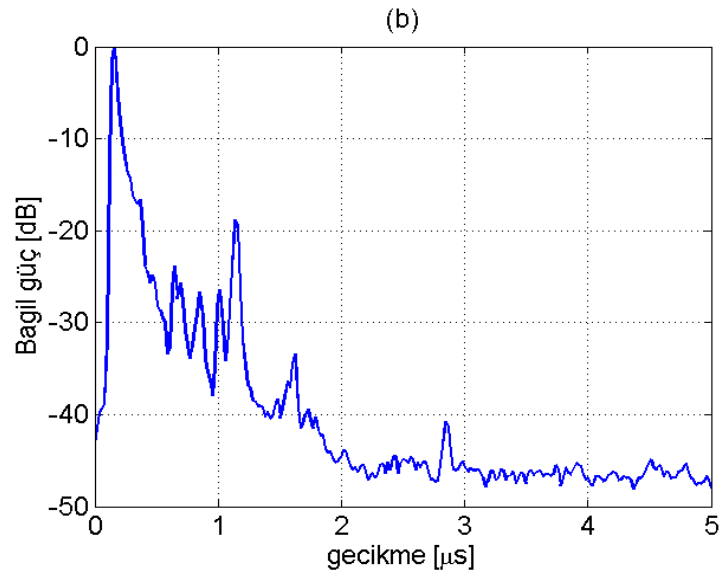
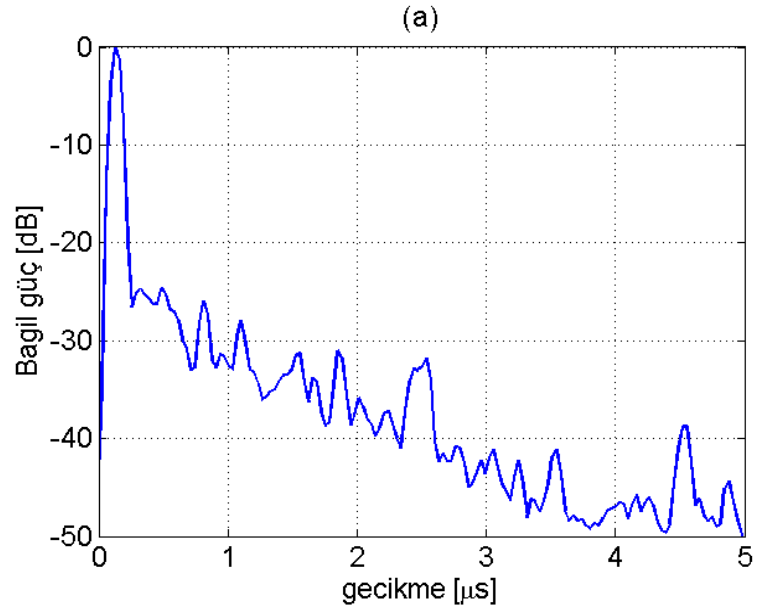
Şekil 3.10: Benzetimcinin a) QPSK, b) 16QAM, c) 64QAM için başarımı

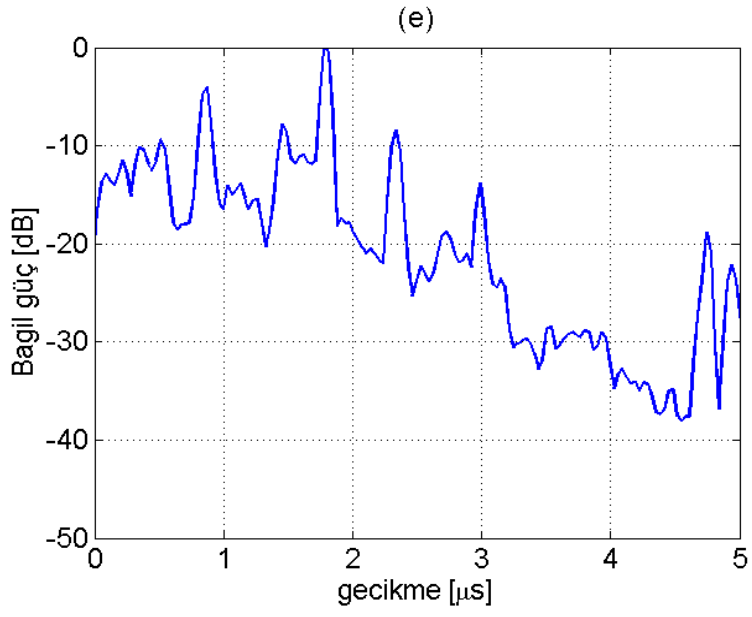
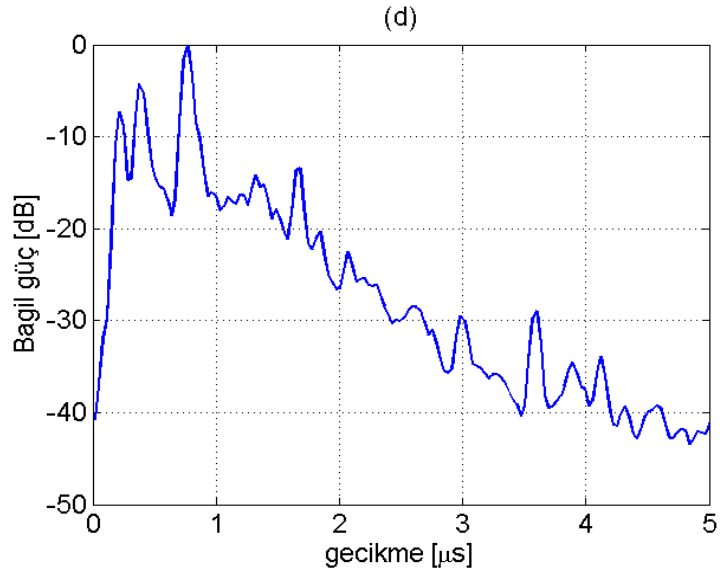
3.3 Kanal Modelleri

Benzetimlerde kullanılan kanal modelleri, τ_{etkin} değerleri birbirinden farklı olan, az, orta ve çok yankılı kanalları temsil edecek biçimde seçildi. *Kanal geçiş işlevi*; [T_t bir tarama süresi olmak üzere $T(t,f)$, $t=nT_t$] karmaşık değerli kanal geçiş işlevine gecikme eksenini boyunca AFD uygulanarak belirlenebilir [52]. Diğer sistem fonksiyonları da bölüm 2.4’de anlatıldığı gibi elde edilebilir.

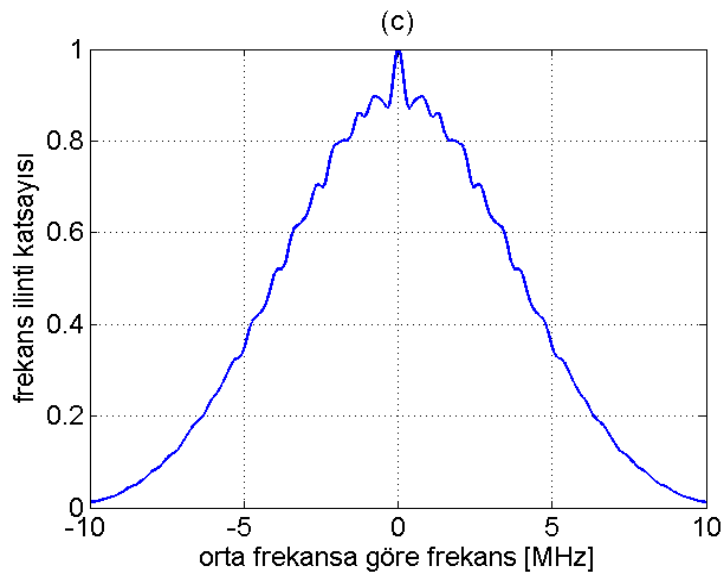
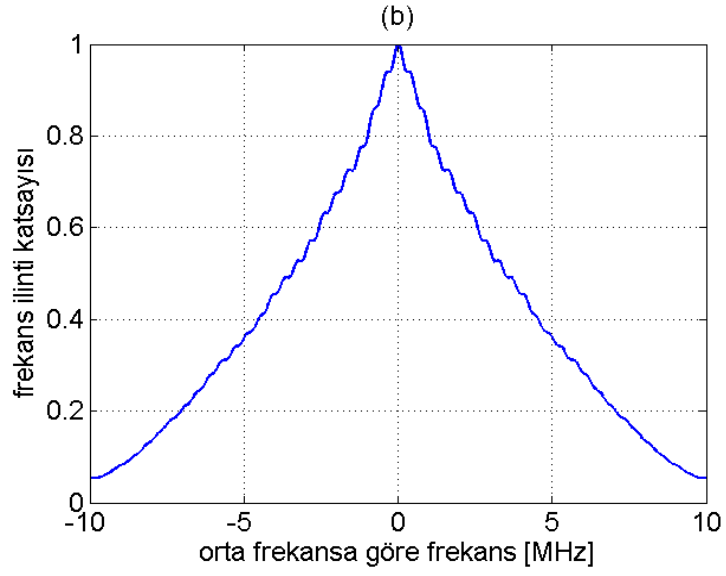
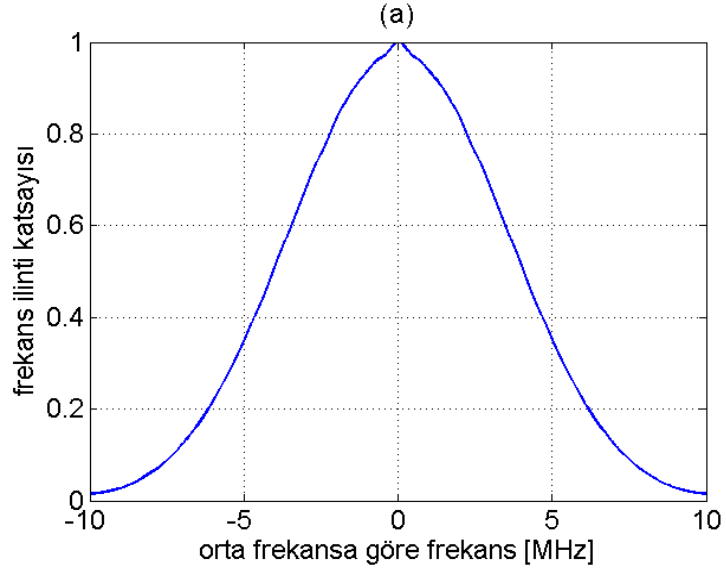
Yankı istatistiklerini bulmak için Manchester kent merkezinde 2110 MHz-2170 MHz bandında kanal sondalama cihazıyla alınan verilerin 20 MHz’lik orta bölümü kullanıldı. Cihazın ve ölçümlerin ayrıntıları [52]’de bulunabilir. Her bir satırında ayrı bir taramaya ait veri olacak biçimde, sürekli dalga frekans modülasyonu (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) yöntemi ile toplanan kanal verileri bir matrise yazıldı. Farklı zamanlar için kanalın birim vuruş tepkisi [$h(t,\tau)$] her bir taramaya AFD uygulanarak belirlendi, farklı taramalar için $h(t,\tau)$ ’nun ortalaması alınarak ise ortalama yankı profili $h(\tau)$ elde edildi.

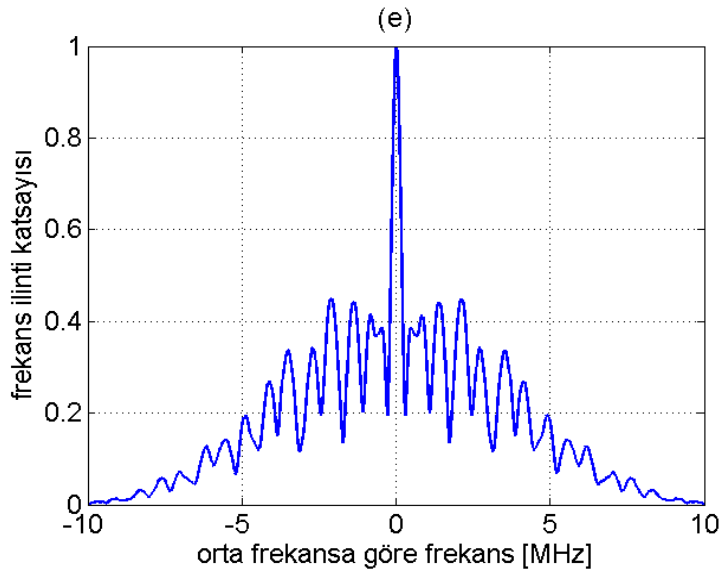
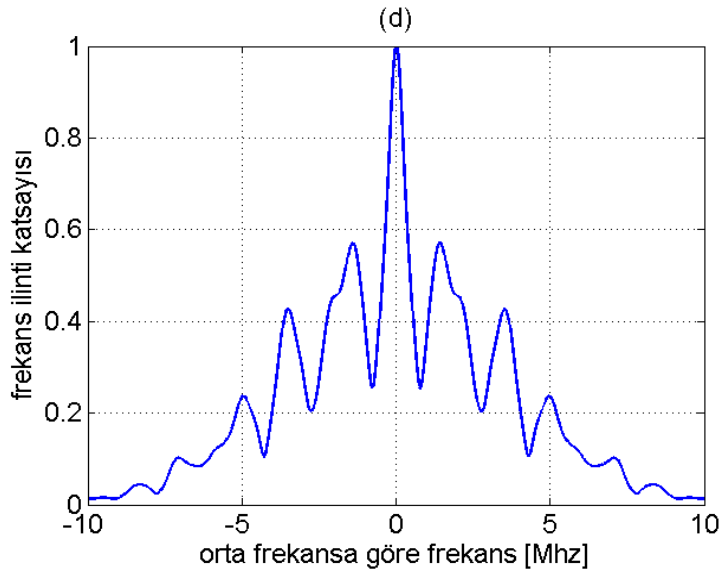
Tüm olası iletim ortamlarını temsil etmek üzere beş ayrı küçük ölçekli konumda toplanan kanal verisi kullanıldı. Farklı frekans seçicilikteki bu kanallar K1, K2, K3, K4 ve K5 olarak adlandırıldı. Bu kanallar için birim vuruş tepkeleri Şekil 3.11’de, FİF’leri Şekil 3.12’de ve 5, 92, 166, 222, 370 Hz Doppler frekansı için elde edilen ZİF’leri Şekil 3.13’de verildi. Düşük, orta ve yüksek ilintiyi temsil etmesi nedeniyle 0,5, 0,75 ve 0,9 ilinti katsayıları seçildi ve bu kanalların seçilen ilinti katsayıları için tutarlı bant genişlikleri ve tutarlı zaman aralıkları ise sırasıyla Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2’de gösterildi.



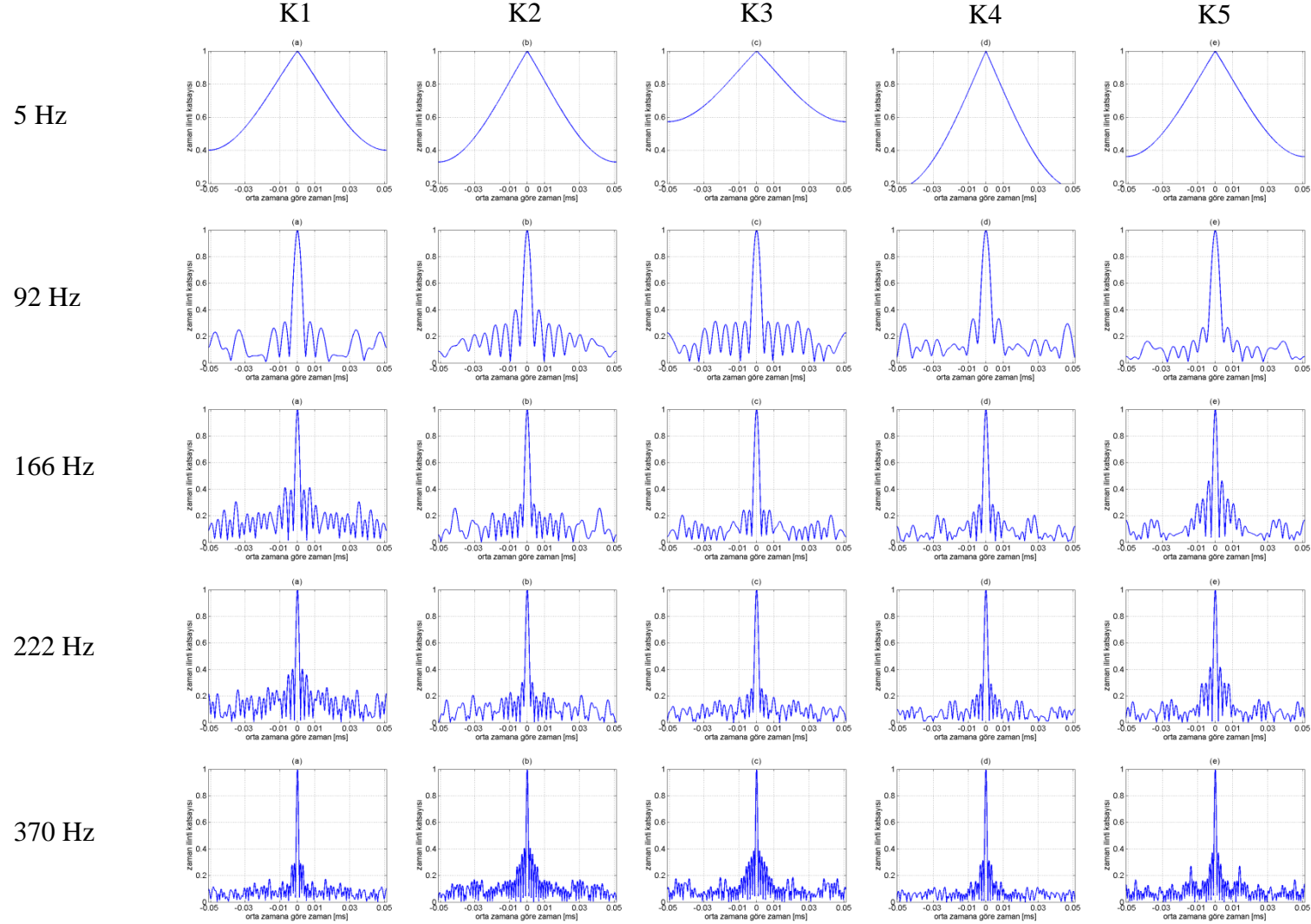


Şekil 3.11: Benzetimde kullanılan kanalların a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e) K5 birim vuruş tepkeleri





Şekil 3.12: Benzetimde kullanılan kanalların a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e)K5 FİF'leri



Şekil 3.13: Benzetimde kullanılan kanalların 5, 92, 166, 222, 370 Hz Doppler frekansı için a) K1, b) K2, c) K3, d) K4, e) K5 ZİF'leri

Çizelge 3.1: Benzetimde kullanılan kanalların B_T 'leri

Kanal	$B_{T;0,5}$ [MHz]	$B_{T;0,75}$ [MHz]	$B_{T;0,9}$ [MHz]
K1	8,143	5,116	2,858
K2	6,905	2,674	1,066
K3	8,150	4,486	0,477
K4	0,887	0,483	0,270
K5	0,357	0,223	0,128

Çizelge 3.2: Benzetimde kullanılan kanalların T_T 'leri

Kanal	5 Hz			92 Hz			166 Hz			222 Hz			370 Hz		
	$T_{T;0,5}$ [ms]	$T_{T;0,75}$ [ms]	$T_{T;0,9}$ [ms]	$T_{T;0,5}$ [ms]	$T_{T;0,75}$ [ms]	$T_{T;0,9}$ [ms]	$T_{T;0,5}$ [ms]	$T_{T;0,75}$ [ms]	$T_{T;0,9}$ [ms]	$T_{T;0,5}$ [ms]	$T_{T;0,75}$ [ms]	$T_{T;0,9}$ [ms]	$T_{T;0,5}$ [ms]	$T_{T;0,75}$ [ms]	$T_{T;0,9}$ [ms]
K1	67,2	31,5	13,0	5,7	3,7	2,2	3,2	2,2	1,3	2,2	1,5	0,93	1,4	0,96	0,60
K2	57,2	27,4	11,2	5,3	3,5	2,1	3,3	2,2	1,3	2,4	1,6	1,00	1,3	0,88	0,53
K3	*	43,7	17,6	5,5	3,7	2,2	3,4	2,3	1,4	2,5	1,7	1,00	1,3	0,89	0,54
K4	43,6	20,8	8,40	6,1	4,0	2,5	3,2	2,2	1,3	2,4	1,6	0,97	1,4	0,95	0,58
K5	61,1	28,5	11,6	6,0	4,0	2,4	2,9	2,0	1,2	2,2	1,5	0,91	1,4	0,92	0,56

*: İlintisi 0,5'i altına düşmeyen ZİF nedeniyle elde edilemeyen değer.

4. BULGULAR

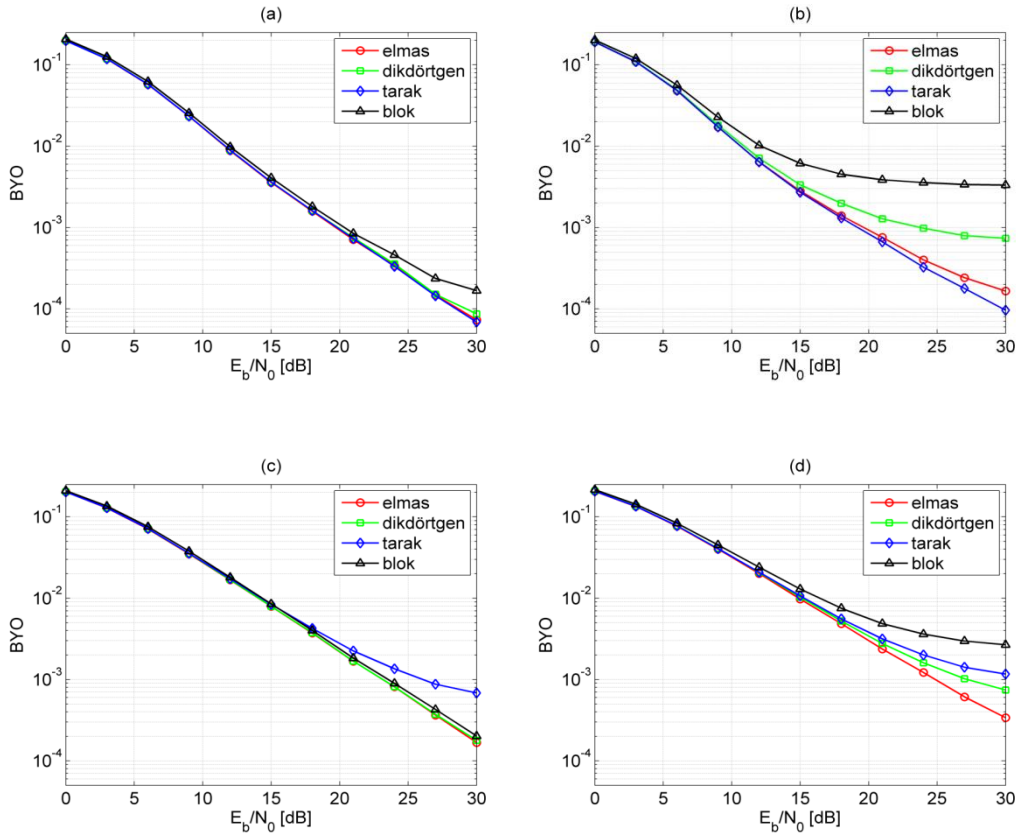
Bu çalışmada DFBC sisteminde kanal kestirim başarımına; pilot örüntüsünün ve kanalın seçiciliğinin etkisi incelendi. DFBC sistem başarımındaki değişim; literatürde var olan pilot örüntüleri [22], farklı zaman ve frekans seçicilikli kanallar için belirlendi. Frekans ve zaman yönündeki en uygun pilot aralıkları seçiciliği farklı kanallar için benzetimsel ve analitik olarak elde edildi. Seçilen pilot aralığının BYO'ya etkisi incelenirken ilk aşamada belirlenen en düşük OKH'yı veren en uygun pilot aralıkları ($N_{f,eu}$, $N_{t,eu}$) ve en yüksek OKH'yı veren pilot aralıkları ($N_{f,ek}$, $N_{t,ek}$) kullanıldı. Zaman ve frekans yönünde en uygun pilot aralığını en iyi biçimde ifade etmek için; kanalın etkin gecikmesi, Doppler frekansı, tutarlı bant genişliği ve tutarlı zaman aralığı değişkenlerinden hangisinin kullanılabileceği incelendi.

4.1 Pilot Örüntüsünün DFBC Sistem Başarımına Etkisi

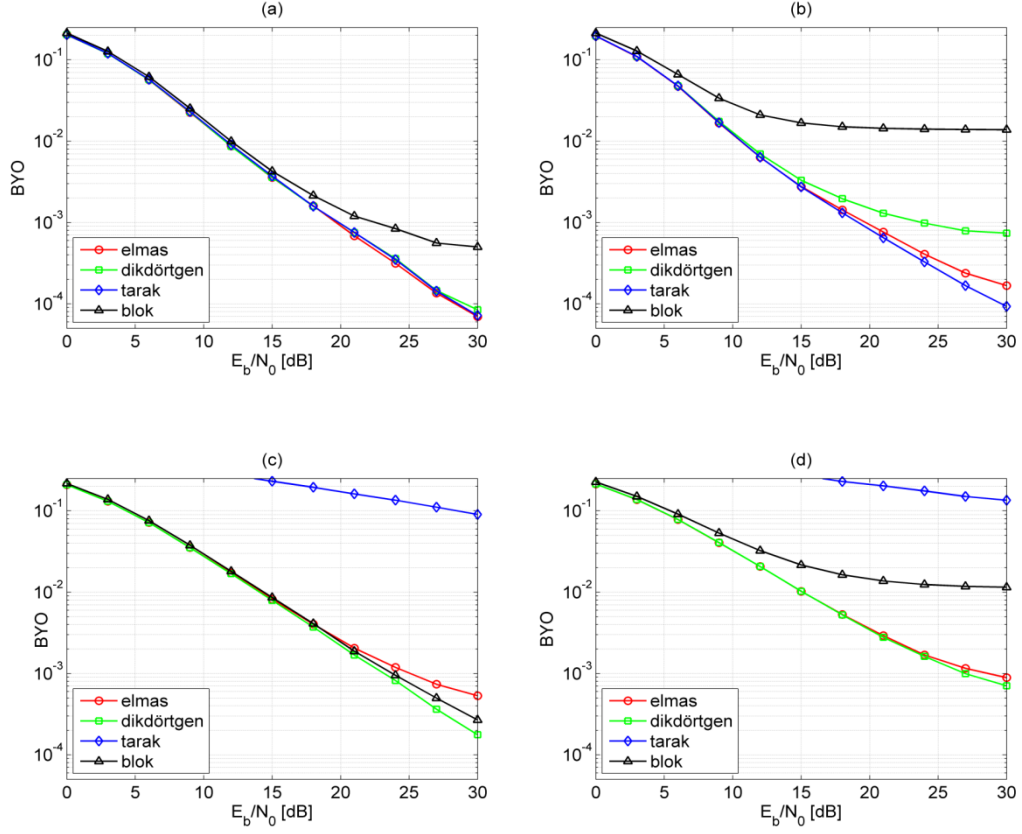
DFBC sisteminde kanal kestiriminde kullanılan, bir ve iki boyutlu pilot örüntülerinin sistem başarımına etkisi farklı pilot yoğunlukları ile farklı zaman ve frekans seçicilikli kanal durumları için incelendi. Kanal katsayılarını kestirmek için blok, tarak, dikdörtgen ve elmas tür pilot (Şekil 2.9) yerleşimleri kullanıldı. Kullanılan pilot örüntüsünün DFBC sistem başarımına etkisini belirlemek için; eşit yoğunlukta pilotlar her bir örüntü için veri bitleri arasına eşit güçte yerleştirildi. Farklı frekans seçicilikteki kanallar Kanal-1 ve Kanal-2 olarak adlandırıldı. Zaman seçiciliği elde etmek için ise, 5 ve 50 km/saat hareket hızları ve 2 GHz taşıyıcı frekansı için Rayleigh sönümlenme zarfları elde edildi ve her bir yankıya uygulandı. Benzetim değişkenleri ile ilgili ayrıntılar [57]'de bulunabilir. Pilot yoğunluğu %10 olarak seçildiğinde elde edilen sistem başarımları her iki kanal profili, 5 ve 50 km/h hareket hızları için Şekil 4.1'de verildi. Şekil 4.1a ve b den görüldüğü gibi düşük zaman seçicilik durumunda dört pilot örüntüsü için benzer başarımlar elde edildi. Ancak, zaman seçicilikteki artışa bağlı olarak en kötü başarımlar, beklendiği üzere, blok tür yerleşimde gözlemlendi.

Şekil 4.1c ve d incelendiğinde ise yüksek frekans seçicilikli Kanal-2 için 5km/h hareket hızında en iyi sistem başarımı elmas tür yerleşimde elde edildi. Hareket hızının 50km/h'e çıkmasıyla en kötü başarım yine blok tür yerleşim için elde edildi ve en iyi başarımı veren örüntü değişmedi.

Daha düşük pilot yoğunluğunda örüntülerin başarımlarını incelemek üzere pilot yoğunluğu %5 olarak seçildi ve başarımlar Şekil 4.2'de verildi. Kanal-1 için düşük pilot yoğunluğu blok türün başarımını belirgin bir biçimde düşürdü, diğer yerleşimler için başarımlarda değişiklik olmadı. Kanal-2 için ise azalan pilot yoğunluğu her iki hareket hızında da tarak tür yerleşimde başarımı oldukça düşürdü. Her iki hareket hızı için de en iyi sistem başarımı dikdörtgen tür yerleşimin kullanımıyla elde edildi.



Şekil 4.1: %10 pilot yoğunluğu için sistem başarımları a) Kanal-1; 5km/h b)Kanal-1; 50km/h, c) Kanal-2; 5km/h d) Kanal-2; 50km/h.



Şekil 4.2: %5 pilot yoğunluğu için sistem başarımları a) Kanal-1; 5km/h, b) Kanal-1; 50 km/h, c) Kanal-2; 5km/h d) Kanal-2; 50km/h

Farklı zaman ve frekans seçicilikli kanal durumları ve seçilen her iki pilot yoğunluğu göz önüne alındığında; 2B'li kanal kestiriminin 1B'li yöntemlerle benzer veya 1B'li yöntemlerden daha iyi başarımlar sergilediği görüldü. 2B'li örüntüler karşılaştırıldığında ise en iyi başarımları veren yerleşim türünün her zaman elmas tür olmadığı, pilot yoğunluğuna bağlı olarak değişebildiği ve gerçekleştirilmesi kolay olan dikdörtgen tür ile özellikle 20 dB'den daha düşük E_b/N_0 için benzer başarımlar sergilediği belirlendi.

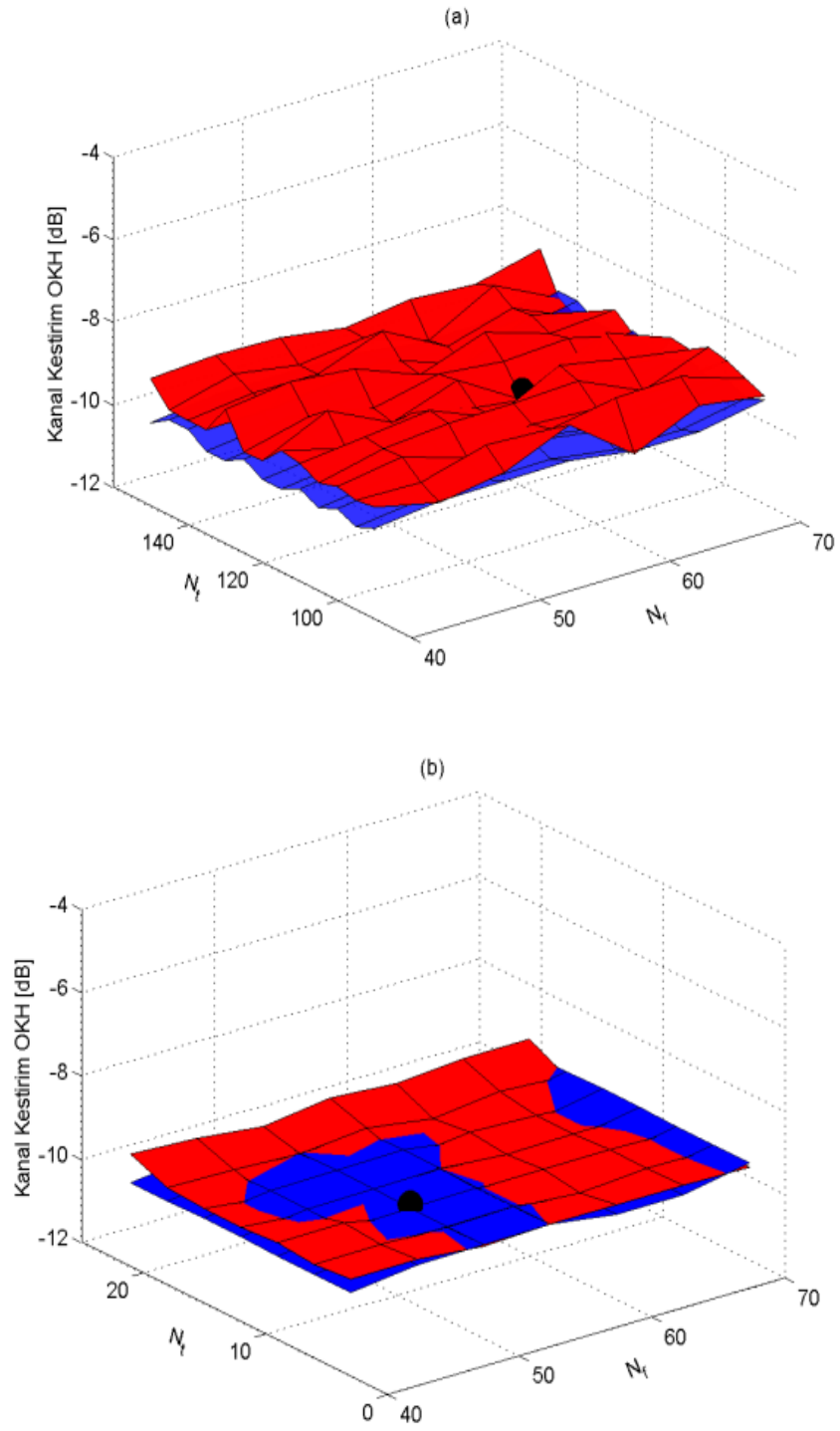
4.2 Pilot Yerleşiminin Kanal Kestirim OKH'sına Etkisi

4.2.1 Gerçek kanal incelemesi

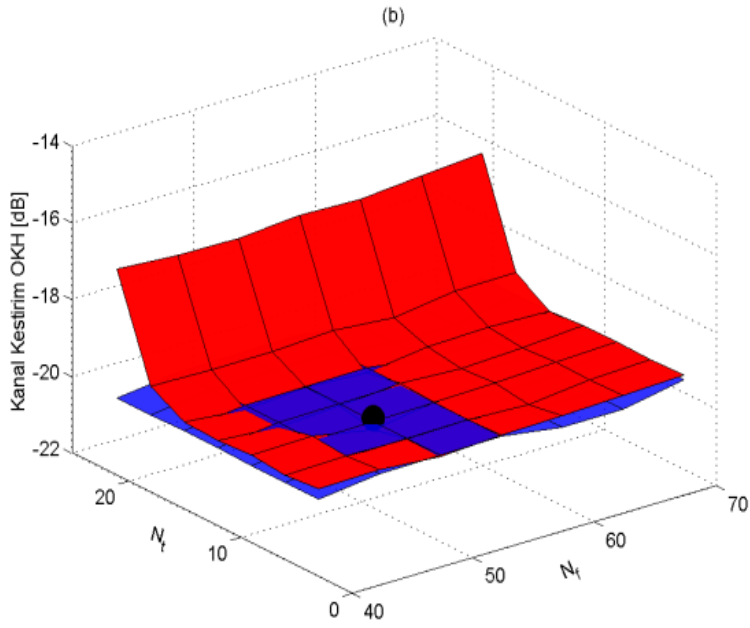
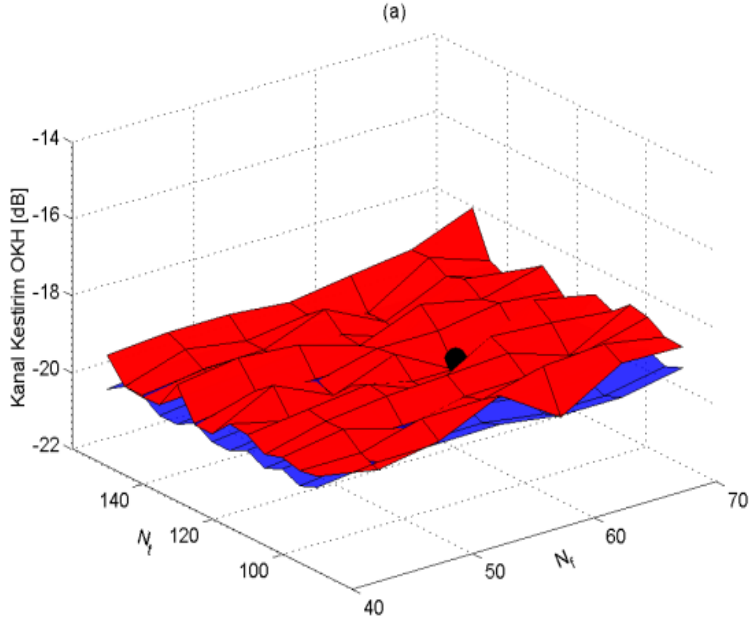
Kanalın zaman ve frekans seçiciliğinin DFBC sistem başarımlarına etkisi tüm iletim ortamlarını temsil edecek şekilde 5 farklı frekans seçici kanal, 5 Hz, 92 Hz, 166 Hz, 222 Hz ve 370 Hz Doppler frekansları için incelendi. Sistem başarımları farklı N_f ve

N_t değerleri için elde edildi. Ardından en düşük OKH'yı veren N_f ve N_t değerleri en uygun pilot semboller olarak adlandırıldı ($N_{f,eu}$, $N_{t,eu}$).

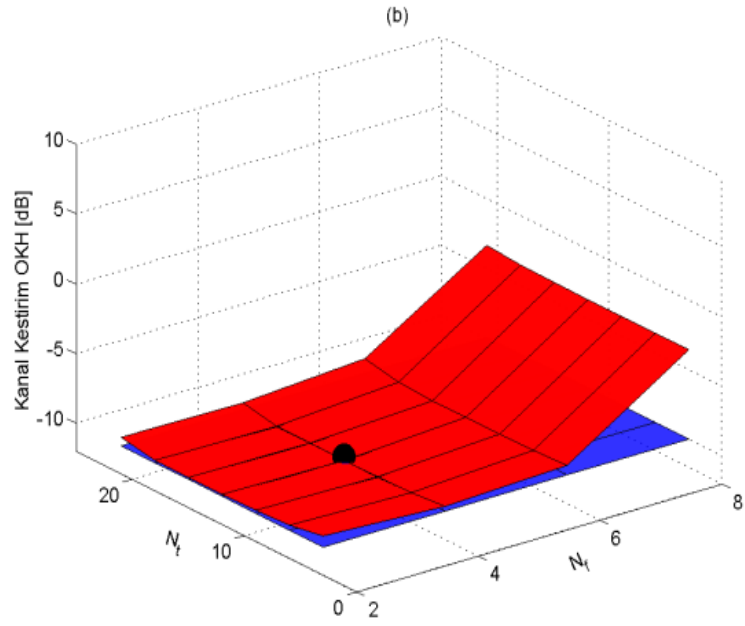
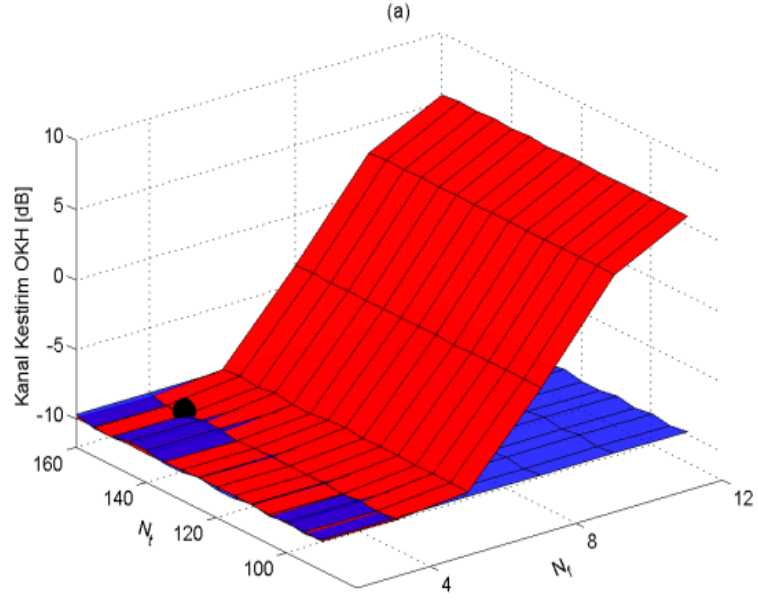
Kanal kestirim OKH'sının N_f ve N_t değerlerine göre değişimi analitik ve benzetimsel olarak elde edildi. Gözlem aralığının dışında elde edilen OKH'lar yüksek olduğu için Şekillerde yer verilmedi. K1 ve K5 en düşük ve en yüksek frekans seçiciliği, 5 ve 370 Hz Doppler frekansları da en düşük ve en yüksek zaman seçiciliği temsil ettikleri için sonuçlar anılan durumlar için Őekillerle verildi. Diğer tüm durumlar için elde edilen sonuçlar ise çizelgelerde verildi. K1 için 10 dB E_b/N_0 , 5 ve 370 Hz Doppler frekanslarında elde edilen başarımlar Şekil 4.3'de, 20 dB E_b/N_0 için elde edilen başarımlar Şekil 4.4'de, K5 için 10 dB E_b/N_0 , 5 ve 370 Hz Doppler frekanslarında elde edilen başarımlar Şekil 4.5'de, 20 dB E_b/N_0 için elde edilen başarımlar ise Şekil 4.6'da gösterildi. Analitik OKH mavi, benzetim sonuçları kırmızı yüzeyler ile en uygun pilot semboller ise siyah nokta ile gösterildi. 5 farklı kanal ve 5 farklı Doppler frekansı için elde edilen tüm başarımlar ise çizelgelerde verildi. Frekans seçiciliği düşük olan K1'in 5 Hz Doppler frekansında zaman seçiciliği de düşük olduğundan en uygun pilot yoğunluğu büyük N_t ve N_f değerleri için elde edildi ve en uygun pilot yoğunluğuna yakın değerlerde de OKH'da belirgin bir değişim olmadığı görüldü (Şekil 4.3a, Şekil 4.4a). Hareket hızı arttıķa kanalın zaman seçiciliğinin de arttığı bu yüzden kanal kestirim OKH'sını düşürmek için zaman yönünde daha fazla pilot yerleştirilmesi gerektiği belirlendi (Şekil 4.3b, Şekil 4.4b). Kanalın frekans seçiciliği fazla değişmediği için N_f değeri hemen hemen aynı kaldı. K5'nin frekans seçiciliği yüksek olduğundan frekans yönünde daha sık pilot yerleştirilmesiyle başarımın arttığı, N_f değeri arttıķa OKH'da belirgin bir biçimde yükselme olduğu gözlendi.



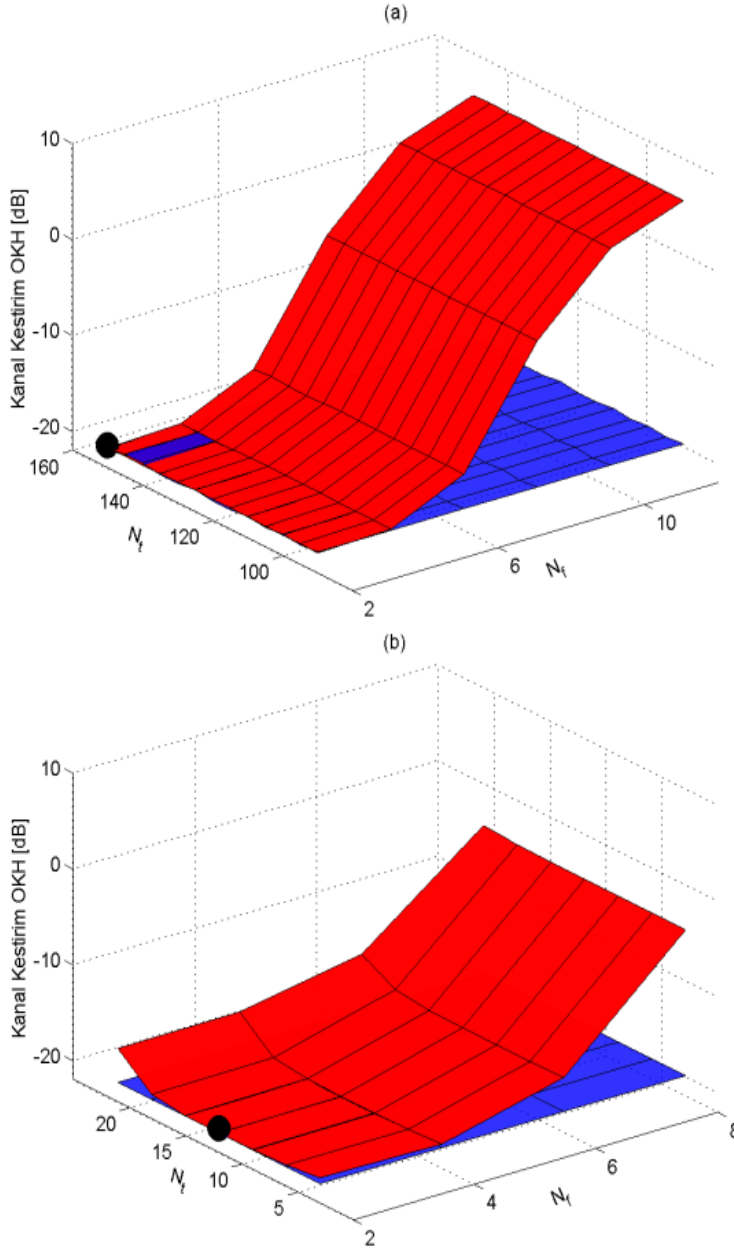
Şekil 4.3: K1 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5 Hz b) 370 Hz



Şekil 4.4: K1 20 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5 Hz b) 370 Hz

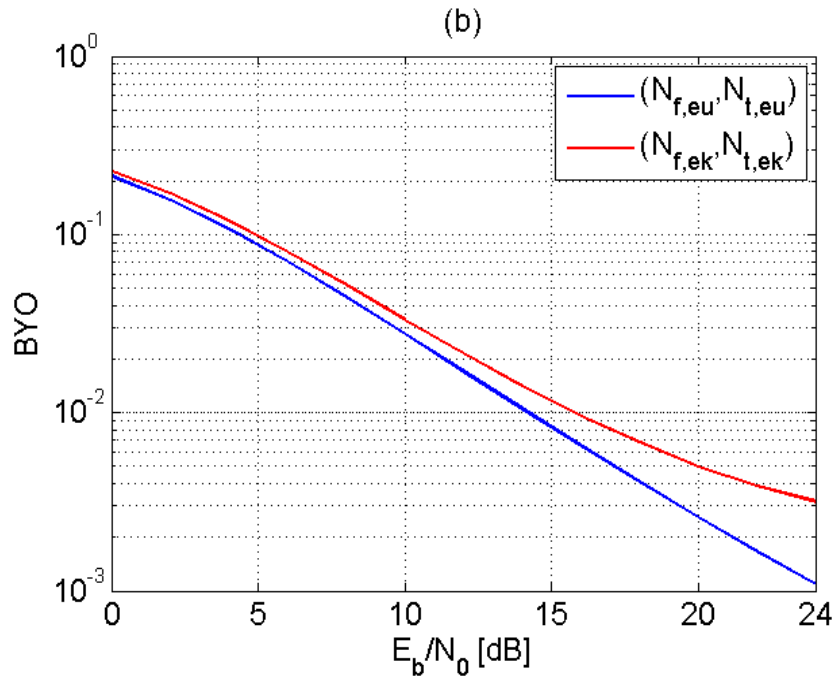
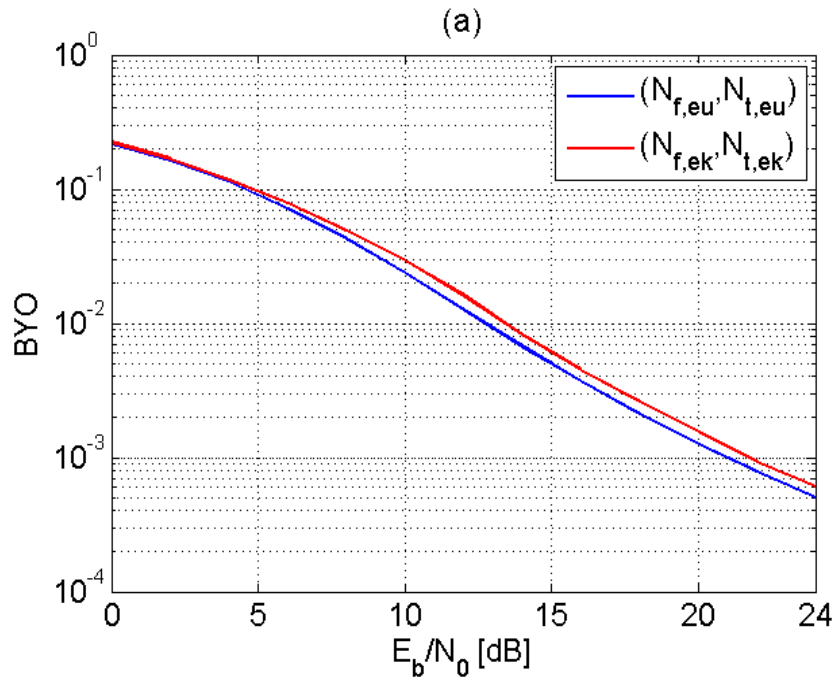


Şekil 4.5: K5 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5Hz b) 370 Hz

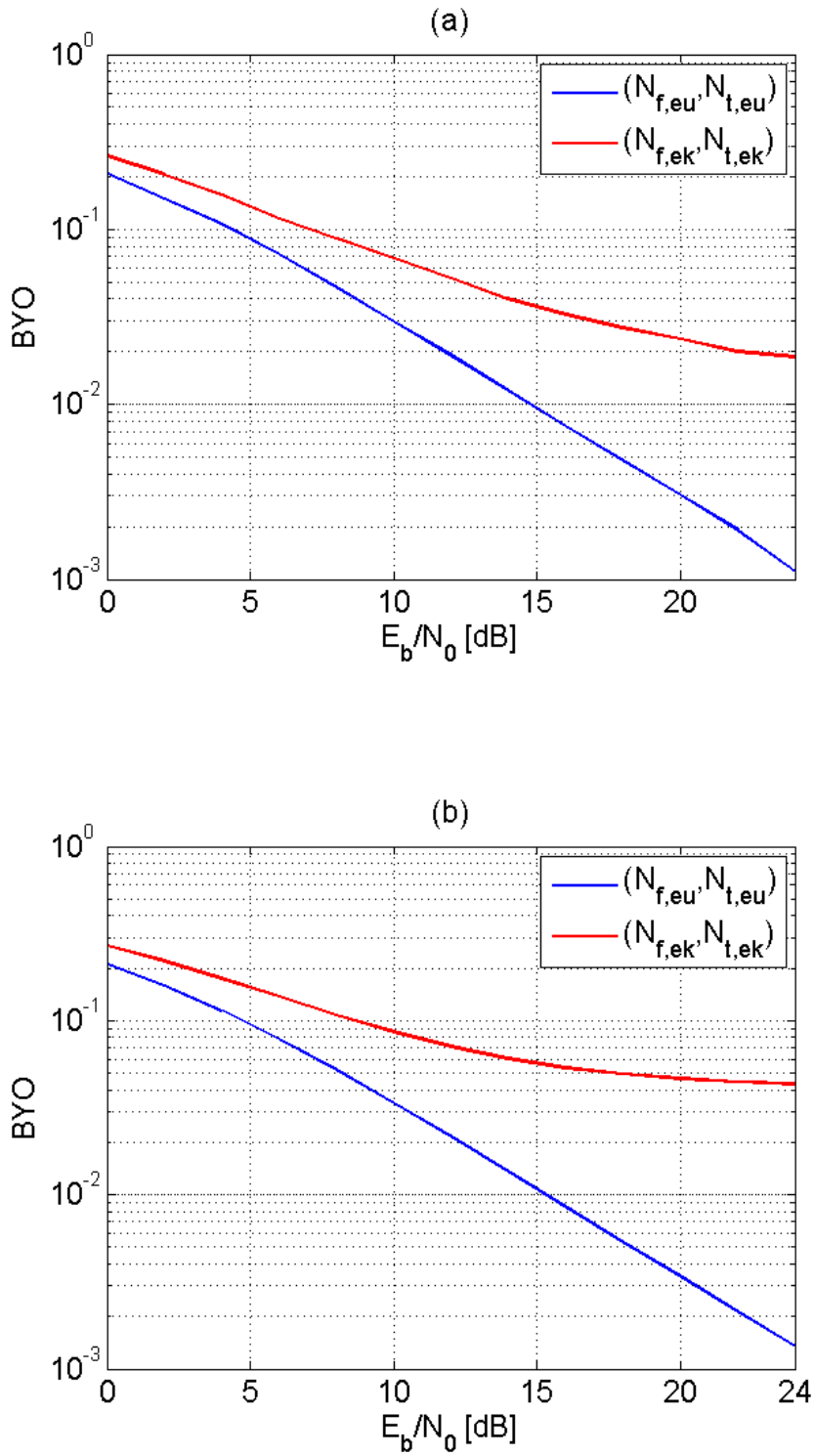


Şekil 4.6: K5 20 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) 5Hz b) 370 Hz

Sistem başarımları en düşük ve en yüksek OKH'yı veren (N_f , N_t) değerleri için BYO cinsinden elde edildi ve sonuçlar K1 için 5 ve 370 Hz Doppler frekanslarında Şekil 4.7'de K5 için ise Şekil 4.8'de verildi. Frekans seçiciliği düşük olan K1 kanalı için en iyi ve en kötü pilot yoğunlukları ve 5Hz Doppler frekansı için elde edilen başarımlar arasındaki fark yaklaşık 0,7 dB iken, K5 kanalında bu değer 11 dB'ye kadar çıkmaktadır. 370 Hz Doppler frekansında ise bu değerler sırasıyla yaklaşık 5 ve 12 dB'dir. Bu nedenle özellikle zaman ve frekans seçiciliği yüksek kanallarda pilot yoğunluğunu doğru belirlemek sistem başarımını iyileştirmek için oldukça önemlidir.



Şekil 4.7: K1 için en iyi ve en kötü OKH için BYO'lar a) 5 Hz b) 370 Hz



Şekil 4.8: K5 için en iyi ve en kötü OKH için BYO'lar a) 5 Hz b) 370 Hz

Benzer incelemeler 5 farklı frekans seçici kanal ve 5 farklı Doppler frekansı için de yapıldı ve $(N_{f,eu}, N_{t,eu})$ 'lar her bir durum için belirlendi. Frekans ve zaman yönündeki en uygun pilot sembol aralıkları ise $(N_{f,eu}, N_{t,eu})$ değerlerinden sırasıyla (4.1) ve (4.2) eşitlikleri kullanılarak hesaplandı. Hesaplanan bu değerler ile kanalın 0,5, 0,75, 0,9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişlikleri, tutarlı zaman aralıkları ve $N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$, $N_{t,eu} \cdot f_d$ değerleri arasındaki ilişki incelendi ve sonuçlar izleyen çizelgelerde verildi.

$$\Delta f_{eu} = N_{f,eu} \cdot F_s \quad (4.1)$$

$$\Delta t_{eu} = N_{t,eu} \cdot T_s \quad (4.2)$$

5 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için; kanal değişkenleri ile $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ 'nin ilişkisi Çizelge 4.1'de verilmiştir. $N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ çarpımı $(2,909-7,594)10^{-6}$ aralığında değişirken $N_{t,eu} \cdot f_d$ çarpımı için bu değer 600-750 aralığında olmaktadır. 0,5 ilinti katsayılı B_T ise Δf_{eu} 'nin yaklaşık 4,583-27,864 katıdır. 0,75, 0,9 ilinti katsayılı B_T 'ler için bu aralık sırasıyla 2,934-15,339 ve 1,563-2,440 olmaktadır. 0,5, 0,75 ve 0,9 ilinti katsayılı T_T 'ler ile Δt_{eu} ilişkisine bakıldığında aralıklar sırasıyla 6,976-11,200, 3,328-6,474 ve 1,344-2,607 biçimindedir. Çizelge 4.1'in tamamına bakıldığında $(\Delta f_{eu}, \Delta t_{eu})$ aralığını en iyi şekilde ifade etmek için kullanılacak kanal değişkenlerinin $B_{T;0,9}$ ve $T_{T;0,9}$ olduğu görülmüştür. Benzer yorumlar farklı Doppler frekansları ve E_b/N_0 değerlerini içeren Çizelge 4.2- Çizelge 4.10 için de yapılabilir.

Çizelge 4.1: 5 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nin ilişkisi

5 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	6,00	4,680	0,600	6,960	4,372	2,440	11,200	5,250	2,167
K2	0,682	7,25	7,594	0,725	10,125	3,921	1,563	7,889	3,779	1,544
K3	0,293	6,75	3,729	0,675	27,864	15,339	1,632	*	6,474	2,607
K4	0,156	6,25	2,909	0,625	5,686	3,096	1,733	6,976	3,328	1,344
K5	0,078	7,50	3,067	0,750	4,583	2,934	1,635	8,146	3,800	1,546

*: İlintisi 0,5'i altına düşmeyen ZİF nedeniyle elde edilemeyen değer.

Çizelge 4.2: 92 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nin ilişkisi

92 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	2,000	4,680	3,680	6,960	4,372	2,440	2,850	1,850	1,100
K2	0,682	1,500	7,594	2,760	10,125	3,921	1,563	3,533	2,333	1,400
K3	0,293	2,500	3,729	4,600	27,864	15,339	1,632	2,200	1,480	0,880
K4	0,156	1,750	2,909	3,220	5,686	3,096	1,733	3,485	2,285	1,428
K5	0,078	2,250	3,067	4,140	4,583	2,934	1,635	2,667	1,778	1,067

Çizelge 4.3: 166 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

166 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	1,750	4,680	5,810	6,960	4,372	2,440	1,828	1,257	0,743
K2	0,682	1,250	7,594	4,150	10,125	3,921	1,563	2,640	1,760	1,040
K3	0,293	1,750	3,729	5,810	27,864	15,339	1,632	1,943	1,314	0,800
K4	0,156	1,250	2,909	4,150	5,686	3,096	1,733	2,560	1,760	1,040
K5	0,078	1,750	3,067	5,810	4,583	2,936	1,635	1,657	1,143	0,686

Çizelge 4.4: 222 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

222 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	1,000	4,680	4,440	6,960	4,372	2,440	2,200	1,500	0,930
K2	0,585	1,000	6,510	4,440	11,804	4,571	1,822	2,400	1,600	1,000
K3	0,195	1,000	2,486	4,440	41,796	23,009	2,448	2,500	1,700	1,000
K4	0,156	0,750	4,150	3,330	5,686	3,096	1,733	3,200	2,133	1,297
K5	0,078	1,250	5,810	5,550	4,583	2,936	1,635	1,760	1,200	0,728

Çizelge 4.5: 370 Hz Doppler frekansı, 10 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nin ilişkisi

370 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	0,975	0,450	3,900	3,330	8,352	5,247	2,931	3,111	2,148	1,335
K2	0,682	0,750	7,594	5,550	10,125	3,921	1,563	1,733	1,176	0,715
K3	0,293	0,500	3,729	3,700	27,864	15,339	1,632	2,600	1,780	1,090
K4	0,156	0,600	2,908	4,440	5,686	3,096	1,733	2,333	1,586	0,980
K5	0,078	0,600	3,067	4,440	4,583	2,936	1,635	2,333	1,536	0,943

Çizelge 4.6: 5 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nin ilişkisi

5 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 20\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	6,000	4,860	0,600	6,960	4,373	2,443	11,200	5,250	2,167
K2	0,585	6,750	6,510	0,675	11,804	4,571	1,822	8,474	4,059	1,659
K3	0,195	7,000	2,486	0,700	41,796	23,000	2,449	*	6,243	2,514
K4	0,078	6,250	1,454	0,625	11,373	6,192	3,465	6,976	3,328	1,344
K5	0,039	7,500	1,533	0,750	9,167	5,872	3,269	8,146	3,800	1,547

*: İlişkisi 0,5'i altına düşmeyen ZİF nedeniyle elde edilemeyen değer.

Çizelge 4.7: 92 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

92 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 20\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,170	2,000	4,860	3,680	6,960	4,373	2,443	2,850	1,850	1,100
K2	0,585	1,750	6,510	3,220	11,804	4,571	1,822	3,028	2,000	1,200
K3	0,195	1,250	2,486	2,300	41,796	23,000	2,449	4,400	2,960	1,760
K4	0,078	1,750	1,454	3,220	11,373	6,192	3,465	3,485	2,285	1,428
K5	0,039	1,750	1,534	3,220	9,167	5,872	3,269	3,428	2,285	1,371

Çizelge 4.8: 166 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

166 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 20\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,073	1,500	4,290	2,760	7,589	4,768	2,664	2,133	1,467	0,867
K2	0,488	1,250	5,425	2,300	14,150	5,480	2,184	2,640	1,760	1,040
K3	0,195	1,000	2,486	1,840	41,796	23,000	2,449	3,400	2,300	1,400
K4	0,117	1,000	2,182	1,840	7,582	4,128	2,310	3,200	2,200	1,300
K5	0,039	1,250	1,534	2,300	9,167	5,872	3,269	2,320	1,600	0,960

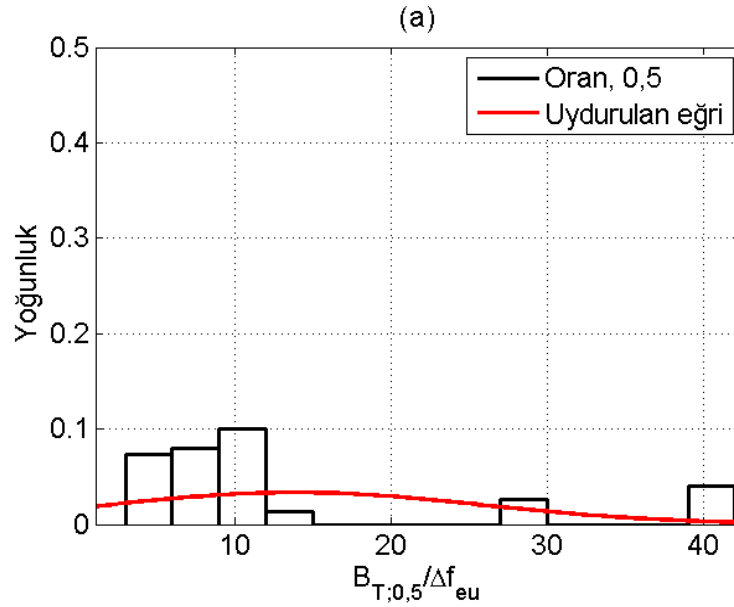
Çizelge 4.9: 222 Hz Doppler frekansı, 20 dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

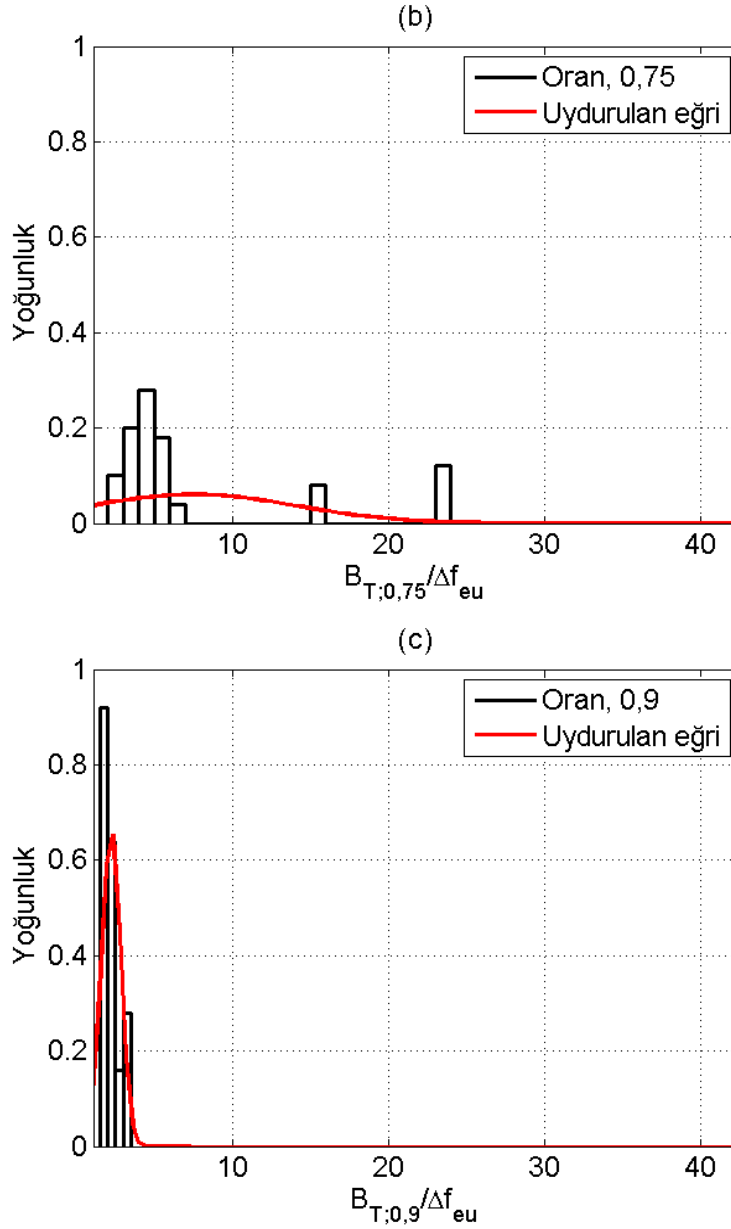
222 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 20\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	1,073	1,000	4,290	4,440	7,589	4,678	2,664	2,200	1,500	0,931
K2	0,585	1,000	6,510	4,440	11,804	4,571	1,822	2,400	1,600	1,000
K3	0,195	1,000	2,486	4,440	41,796	23,000	2,449	2,500	1,700	1,000
K4	0,156	0,750	2,908	3,330	5,686	3,096	1,733	3,200	2,133	1,297
K5	0,039	1,250	1,534	5,550	9,167	5,872	3,269	1,760	1,200	0,728

Çizelge 4.10: 370 Hz Doppler frekansı, 20dB E_b/N_0 ve 5 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nun ilişkisi

370 Hz, $\frac{E_b}{N_0} = 20\text{dB}$										
Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	$N_{f,eu} \cdot \tau_{etkin}$ [μs]	$N_{t,eu} \cdot f_d$ [kHz]	$\frac{B_{T;0,5}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,75}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,5}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,75}}{\Delta t_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
K1	0,975	0,450	3,900	3,330	8,352	5,247	2,932	3,111	2,148	1,333
K2	0,488	0,450	5,425	3,330	14,150	5,480	2,184	2,888	1,960	1,188
K3	0,195	0,600	2,486	4,440	41,796	23,000	2,449	2,167	1,483	0,908
K4	0,117	0,600	2,182	4,440	7,582	4,128	2,310	2,333	1,586	0,980
K5	0,039	0,600	1,534	4,440	9,167	5,872	3,269	2,333	1,536	0,943

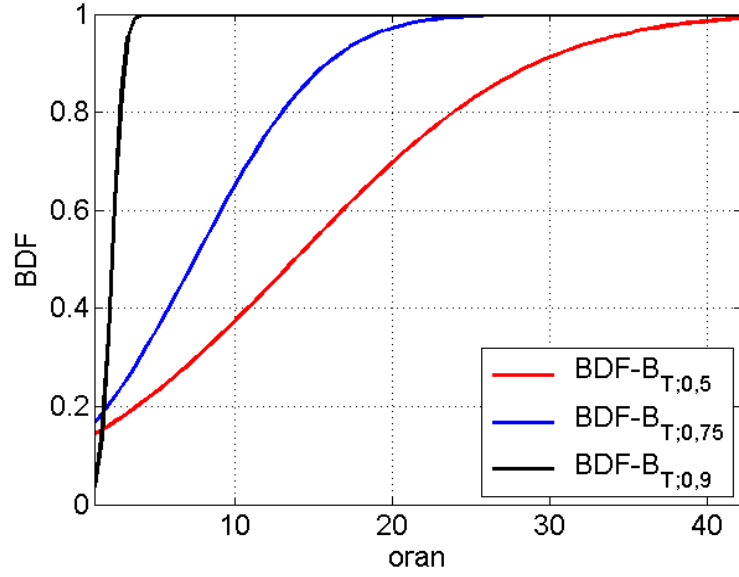
DFBÇ sisteminde farklı zaman ve frekans seçicilikli kanallar için zaman ve frekans yönünde yerleştirilecek en uygun pilot sembol aralığı ile kanal değişkenleri arasındaki ilişki tüm veriler için istatistiksel olarak da değerlendirildi; teorik ve deneysel olasılık yoğunluk fonksiyonları (probability density function, PDF) 0,5, 0,75, 0,9 ilinti katsayılı B_T 'ler için sırasıyla Şekil 4.9 *a,b,c'* de verildi. Deneysel verilere göre hesaplanan ortalama değer ve standart sapmalar kullanılarak normal dağılımlı teorik olasılık yoğunluk fonksiyonları (OYF) elde edildi ve şekillerde kırmızı çizgi ile gösterildi. Şekil 4.9a'dan görüldüğü gibi $B_{T;0,5}$ başına kullanılacak pilot sembol sayısı 2-40 aralığında değişmektedir ve ortalama değeri 13,85, standart sapması 11,95'dir. $B_{T;0,75}$ için ise oran 1-25 arasında değişmekte, ortalaması 7,47, standart sapması 6,59 olmaktadır. Aynı değerlendirmeler $B_{T;0,9}$ için yapıldığında aralığın 1-5 arasında değiştiği, ortalama değerinin 2,23 standart sapmasının 0,59 olduğu görüldü. Gerek standart sapmasının küçük olması gerekse uydurulan teorik olasılık yoğunluk fonksiyonu ile uyumu nedeniyle 0,9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliğinin frekans yönünde yerleştirilecek en uygun pilot semboller arasındaki mesafeyi en iyi şekilde ifade edeceği sonucuna varıldı.





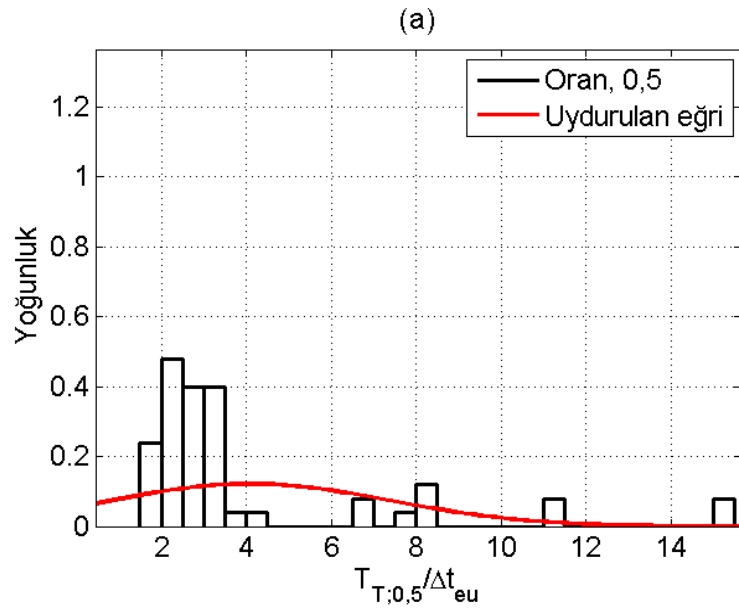
Şekil 4.9: Deneysel ve teorik OYF’ler a) 0,5 b) 0,75 c) 0,9 ilinti katsayısı için

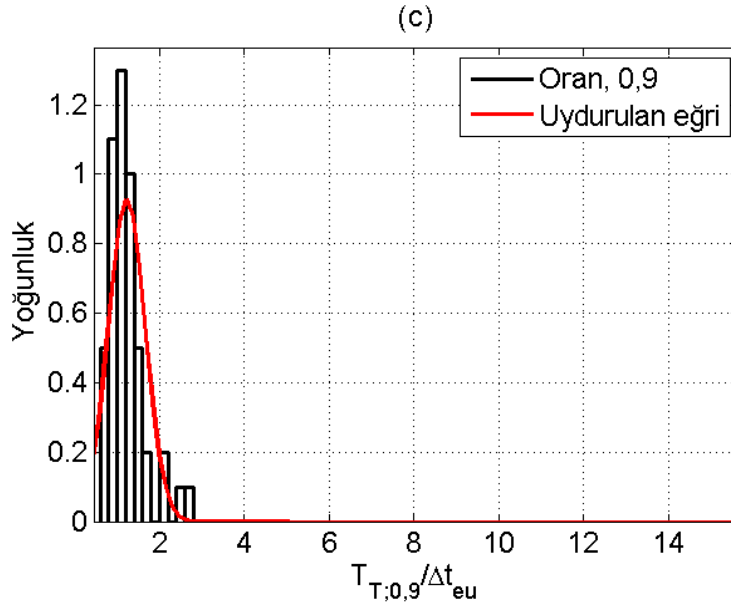
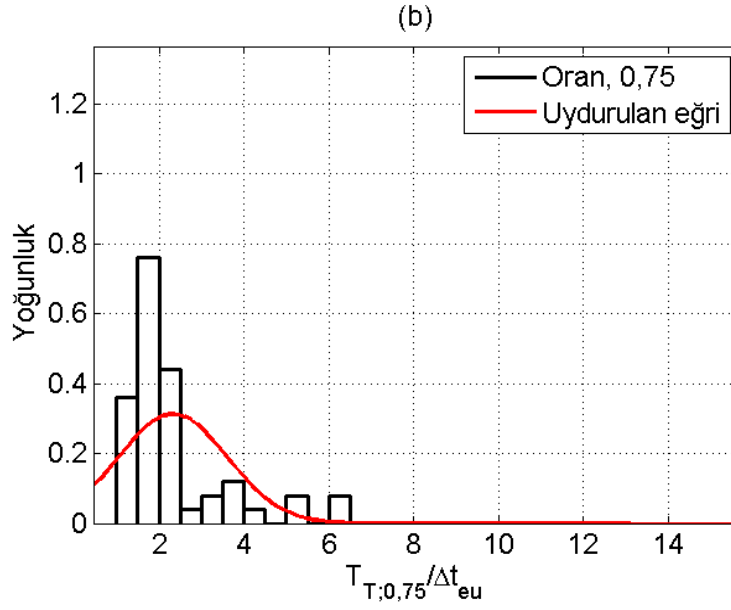
Genelleştirilmiş birikimli dağılım fonksiyonları (cumulative distribution function, CDF) yardımıyla benzer ilişkilendirmeler yapıldı ve en iyi ilişkilendirmenin $B_{T;0,9}$ ile sağlandığı görüldü. Şekil 4.10’a göre tüm ilinti katsayılı tutarlı bant genişlikleri ve $\Delta_{f,eu}$ ’lar arasındaki oranlar açısından incelendiğinde; üç ilinti katsayısı için tüm verilerin yaklaşık %15’i için oran 1,5 oldu. Oran yaklaşık 2 katına çıktığında ise 0,5 ilinti katsayısı için verilerin yaklaşık %20’si, 0,75 ilinti katsayısı için yaklaşık %25’si, 0,9 ilinti katsayısı için ise verilerin yaklaşık %95’i temsil edildi. Oran 3,5 seçildiğinde ise verilerin tamamı $B_{T;0,9}$ ile temsil edilebildi.



Şekil 4.10: Tüm ilinti katsayıları için birikimli dağılım fonksiyonları

Teorik ve deneysel OYF'ler 0,5, 0,75, 0,9 ilinti katsayılı T_T 'ler için de elde edildi ve sırasıyla Şekil 4.11a,b,c' de verildi. Şekillerden de görüldüğü gibi uydurulan teorik olasılık yoğunluk fonksiyonu ile en iyi uyumu gösteren, ortalaması 1,23, standart sapması 0,43 olan $T_{T;0,9}$ kanal değişkeni kullanılarak zaman yönünde yerleştirilecek en uygun pilot semboller arasındaki mesafe en iyi şekilde ifade edilebilir.

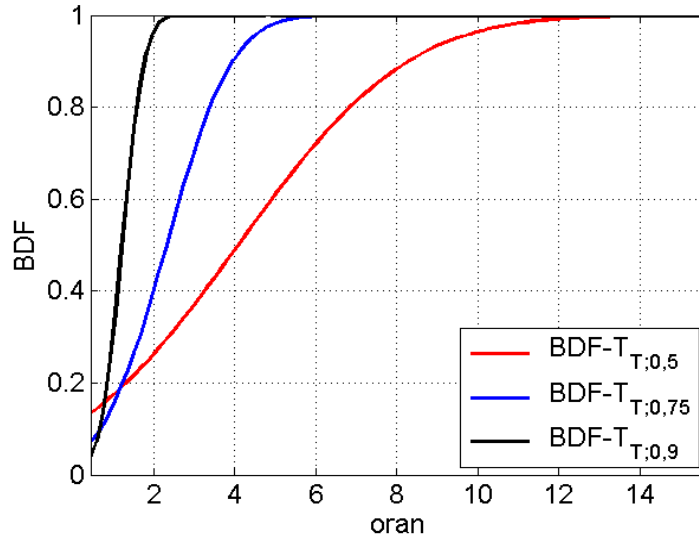




Şekil 4.11: Deneysel ve teorik OYF'ler a) 0,5 b) 0,75 c) 0,9 iltinti katsayısı için

Genelleştirilmiş birikimli dağılım fonksiyonları (BDF) yardımıyla tutarlı zaman aralıkları için de ilişkilendirmeler yapıldı ve sonuçlar Şekil 4.12'de verildi. $T_{T;0,9}$ kullanılarak yapılan ilişkilendirmenin en iyi sonucu verdiği görüldü. Tüm iltinti katsayılı tutarlı zaman aralıkları ve $\Delta_{t,eu}$ 'lar arasındaki oranlar açısından incelendiğinde; üç iltinti katsayısı için tüm verilerin yaklaşık %12'si için oran 0,8 oldu. Oran yaklaşık 2 katına çıktığında ise 0,5 iltinti katsayısı için verilerin yaklaşık %22'si, 0,75 iltinti katsayısı için yaklaşık %28'si, 0,9 iltinti katsayısı için ise verilerin

yaklaşık %80'i temsil edildi. Oran 2,6 seçildiğinde ise verilerin tamamı $T_{T,0,9}$ ile temsil edilebildi.



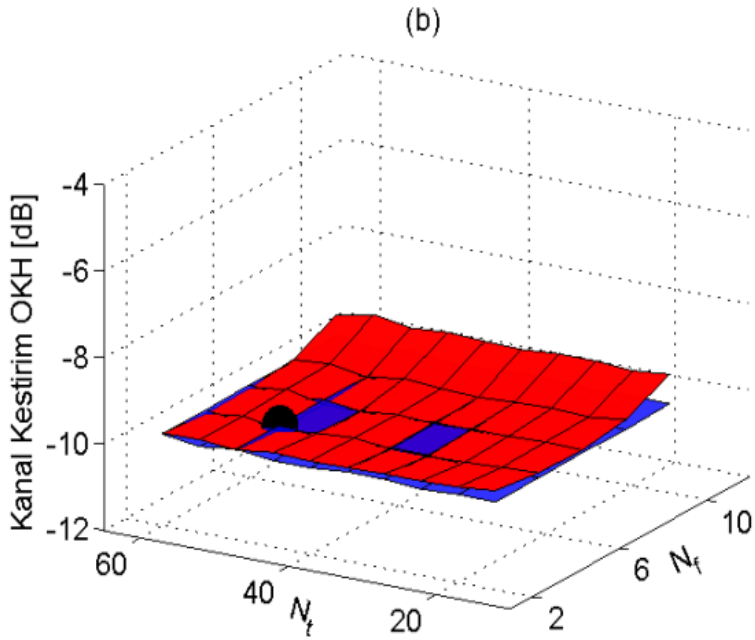
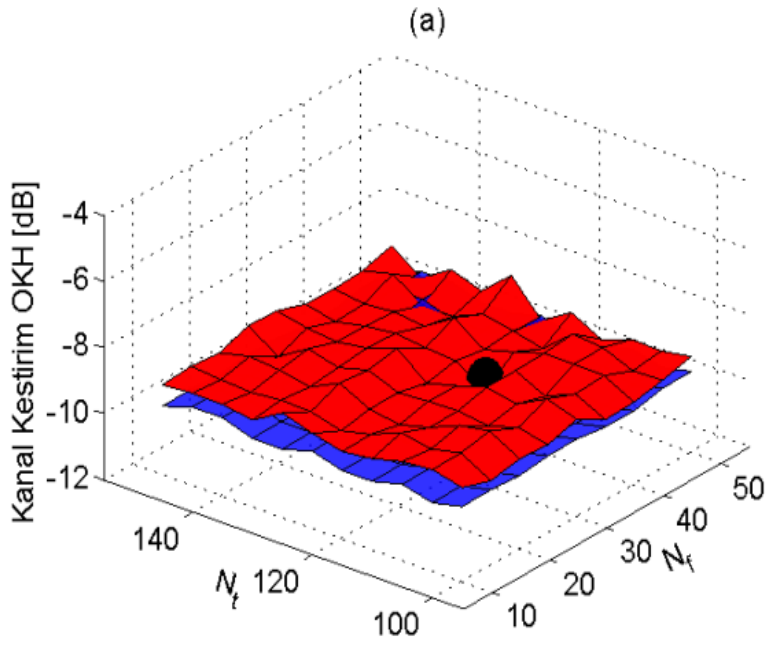
Şekil 4.12: Tüm ilinti katsayıları için birikimli dağılım fonksiyonları

4.2.2 Test kanalı incelemesi

En uygun pilot yoğunluğu analitik ve benzetimsel olarak test kanalları için de elde edildi ve sonuçlar gerçek kanallar için elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldı. Test kanalı olarak Yaya-A (ITU Pedestrian A) ve Taşıt-A (ITU Vehicular A) kanal modelleri ve sırasıyla 5 ve 70 Hz Doppler frekansları kullanıldı [58]. Bu kanallar için bağıl yankı gecikme ve bağıl güç değerleri Çizelge 4.11'de, 10 dB E_b/N_0 için elde edilen kanal kestirim OKH'ları ise Şekil 4.13'de verildi. 20 dB E_b/N_0 için elde edilen sonuçlar ve bunların kanalın B_T ve T_T 'siyle ilişkisi Çizelge 4.12'de gösterildi.

Çizelge 4.11: Yaya-A ve Taşıt-A kanalları için bağıl yankı gecikme ve güç değerleri

Yankılar	Yaya-A		Taşıt-A	
	Gecikme [ns]	Güç [dB]	Gecikme [ns]	Güç [dB]
1. yankı	0	0	0	0
2. yankı	110	-9,7	310	-1,0
3. yankı	190	-19,2	710	-9,0
4. yankı	410	-22,8	1090	-10,0
5. yankı			1730	-15,0
6. yankı			2510	-20,0



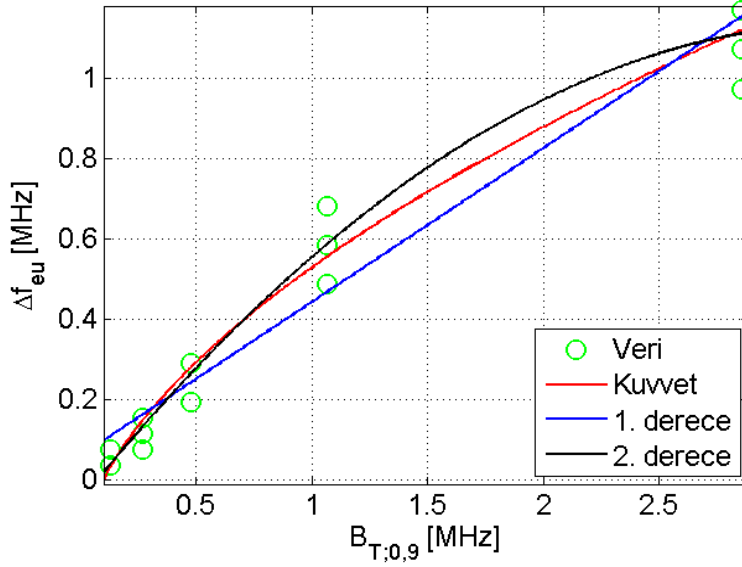
Şekil 4.13: 10 dB E_b/N_0 için analitik ve benzetimsel OKH a) Yaya-A, 5 Hz
b) Taşıt-A, 70Hz

Kanalın zaman ve frekans seçiciliğinin artmasıyla birlikte kanal kestirim hatasını azaltmak için; test kanalları için de zaman ve frekans düzleminde daha sık pilot yerleştirilmesinin gerektiği belirlendi. Analitik ve benzetimsel sonuçların birbirine çok yakın ve gerçek kanal için elde edilenlerle uyumlu olduğu görüldü.

Çizelge 4.12: 5 ve 70 Hz Doppler frekansı, 10 ve 20 dB E_b/N_0 ve 2 kanal için kanal değişkenleri ile (Δf_{eu} , Δt_{eu})'nin ilişkisi

$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]	Kanal	Δf_{eu} [MHz]	Δt_{eu} [ms]	Doppler Fr. [Hz]	$\frac{B_{T;0,9}}{\Delta f_{eu}}$	$\frac{T_{T;0,9}}{\Delta t_{eu}}$
10	Yaya- A	0,780	0,600	5	2,390	2,380
	Taşıt- A	0,078	2,500	70	2,250	2,560
20	Yaya- A	0,682	0,600	5	2,720	2,380
	Taşıt- A	0,078	2,500	70	2,250	2,560

Farklı zaman ve frekans seçicilikli kanalların hepsi dikkate alındığında Δf_{eu} 'nin en iyi $B_{T;0,9}$ ile ilişkilendirilebileceği daha önce belirtilmişti. $B_{T;0,9}$ ile Δf_{eu} arasındaki matematiksel ilişkiyi netleştirmek için sıklıkla kullanılan eğri uydurma yöntemleri veriye uygulandı ve başarımlar hata karelerinin ortalamasının karekökü (root mean squared error, rmse) cinsinden değerlendirildi. Doğruluk ve sadelik göz önünde bulundurulduğunda; kuvvet fonksiyonu (power), 1. derece (linear polynomial), 2. derece (quadratic polynomial) yöntemleri ile üstel (exponential), Gauss (Gaussian), oransal (rational) vb. gibi yöntemlerden daha iyi başarımlar elde edildiği için bu üç yöntem kullanıldı ve sonuçlar Şekil 4.14'de verildi.



Şekil 4.14: $B_{T;0,9}$ ile Δf_{eu} 'nin ilişkisi

Kuvvet fonksiyonu kullanılarak elde edilen ilişki (4.3) eşitliğindeki gibidir. Gerçek veri ile elde edilen matematiksel ifade kullanılarak bulunan değerler arasındaki hata karelerinin ortalamasının karekökü 0,06642'dir.

$$\Delta f_{eu} = 0,7211(B_{T;0,9})^{0,5711} - 0,1913 \quad (4.3)$$

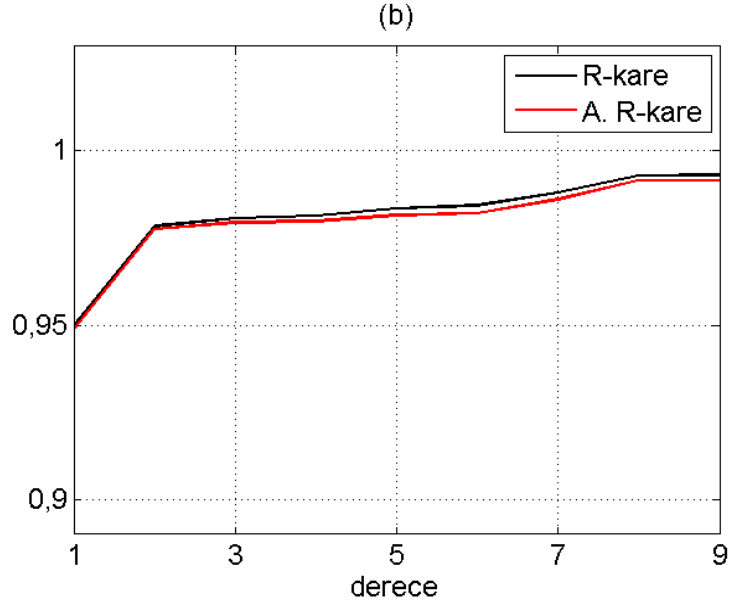
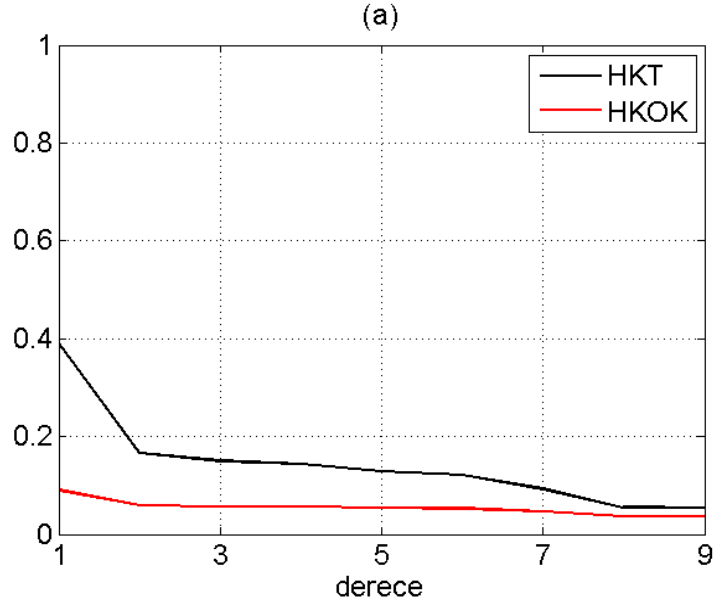
Doğrusal 1. derece çok terimli kullanılarak elde edilen ifade eşitlik (4.4)'deki gibidir. Bu yöntem ile elde edilen sonuçlar için hata karelerinin ortalamasının karekökü (HKOK) 0,0901'dir.

$$\Delta f_{eu} = 0,3832B_{T;0,9} + 0,0605 \quad (4.4)$$

2. derece çok terimli kullanılarak elde edilen ifade ise eşitlik (4.5)'deki gibidir. Bu yöntem ile elde edilen sonuçlar için HKOK 0,05954'dür.

$$\Delta f_{eu} = -0,107(B_{T;0,9})^2 + 0,7129B_{T;0,9} - 0,05001 \quad (4.5)$$

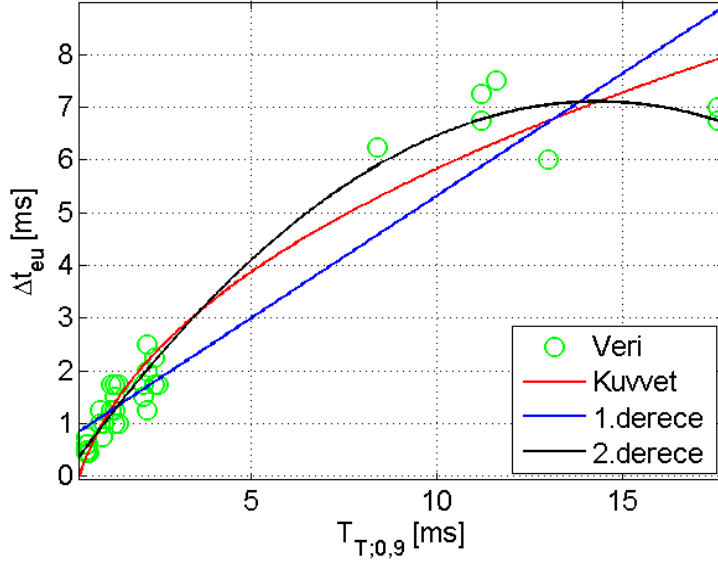
Daha yüksek dereceli çok terimli kullanılarak elde edilen ifadelerin başarımları hata kareleri toplamı (sum squared error), HKOK, R-kare (R-square) ve ayarlanmış R-kare (adjusted R-square) cinsinden karşılaştırıldı ve sonuçlar Şekil 4.15a ve b'de verildi.



Şekil 4.15: Δf_{eu} için çok terimli derecesine göre başarımların karşılaştırması

Şekil 4.15a'dan da görüldüğü gibi derecenin artmasıyla hata kareleri toplamındaki (HKT) azalmanın özellikle 6. dereceden sonra daha belirgin olduğu ancak HKOK'da gözle görülür değişimin olmadığı belirlendi. Başarımlar R-kare ve ayarlanmış R-kare (A. R-kare) cinsinden değerlendirildiğinde (Şekil 4.15b) 2. ve 6. dereceler arasında başarımların neredeyse aynı kaldığı 6. dereceden sonra ise iyileşme sağlandığı gözlemlendi. İfade sadeliği ve başarımlar açısından değerlendirildiğinde 2. derece çok terimlinin matematiksel ilişkiyi ifade etmede yeterli olduğu sonucuna varıldı.

Zaman yönünde en uygun pilot sembol aralığını elde etmekte kullanılacak matematiksel ifadeyi belirlemek üzere aynı değerlendirmeler 0,9 ilinti katsayılı tutarlı zaman aralığı ilişkilendirmesi için de yapıldı sonuçlar Şekil 4.16'da verildi.



Şekil 4.16: $T_{T;0,9}$ ile Δt_{eu} 'nun ilişkisi

Kuvvet fonksiyonu kullanılarak elde edilen ifade eşitlik (4.6)'daki gibidir. Bu yöntem ile elde edilen sonuçlar için HKOK 0,5379'dur.

$$\Delta t_{eu} = 2,91(T_{T;0,9})^{0,4232} - 0,1878 \quad (4.6)$$

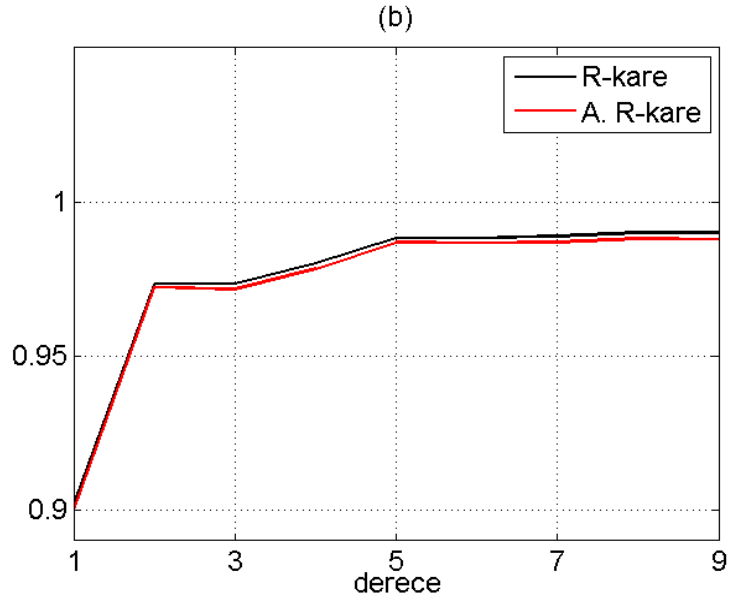
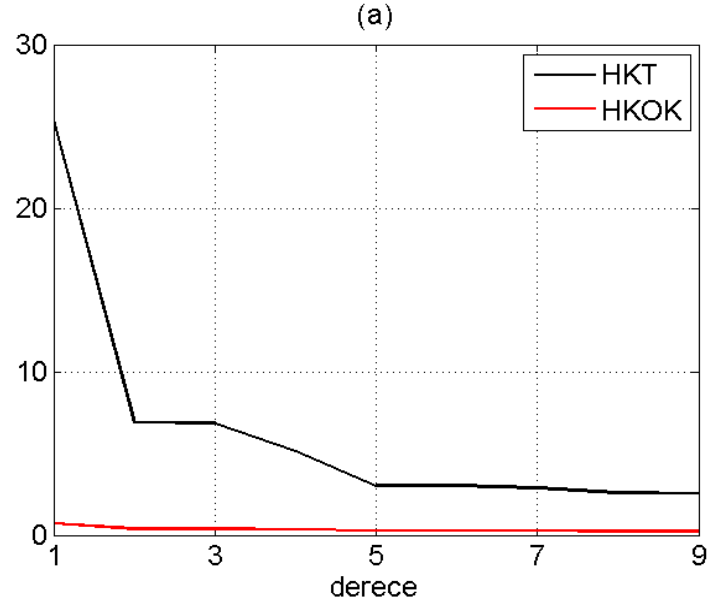
Doğrusal 1. derece çok terimli kullanılarak elde edilen ifade eşitlik (4.7)'deki gibidir. Bu yöntem ile elde edilen sonuçlar için HKOK 0,7271'dir.

$$\Delta t_{eu} = 0,4629T_{T;0,9} + 0,6847 \quad (4.7)$$

2. derece çok terimli kullanılarak elde edilen matematiksel ifade ise eşitlik (4.8)'deki gibidir. Bu yöntem ile elde edilen sonuçlar için HKOK 0,3829'dur.

$$\Delta t_{eu} = 0,03453(T_{T;0,9})^2 + 0,9856T_{T;0,9} + 0,01858 \quad (4.8)$$

Daha yüksek dereceli çok terimli kullanılarak elde edilen sonuçların başarımları ise Şekil 4.17a ve b'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.17: Δt_{eu} için çok terimli derecesine göre başarımlar karşılaştırması

Şekil 4.17a'dan da görüldüğü gibi derecenin artmasıyla HKT'da belirgin bir düşüş oldu ancak HKOK neredeyse aynı kaldı. Başarımlar R-kare ve A. R-kare cinsinden değerlendirildiğinde ise (Şekil 4.17b) 3. ve 5. dereceler arasında başarımda belirgin bir iyileşme olduğu ancak 7. ve 9. dereceler arasında başarımın değişmediği gözlemlendi.

HKOK'ya göre değerlendirme yapıldığında; Δf_{eu} ve Δt_{eu} 'yu 0,9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliği ve tutarlı zaman aralığı türünden en iyi ilişkilendiren matematiksel ifadenin; ifade sadeliği de göz önüne alındığında 2.derece çok terimli

kullanılarak elde edilenler olduğu görüldü. Farklı eğri uydurma yöntemleri kullanılarak ilişkilendirme sonuçları elde edildi. Ancak gerek HKOK'da belirgin bir iyileşmenin sağlanamaması gerekse ifadelerin karmaşıklığının artması nedeniyle dikkate alınmadı.

4.2.3 Karmaşıklık incelemesi

Frekans ve zaman yönünde en uygun pilot sembol aralıkları; benzetim yoluyla, analitik olarak ve önerilen deneysel ifadeler kullanılarak elde edildi, her bir yöntem işlem karmaşıklığı açısından karşılaştırıldı ve sonuçlar Çizelge 4.13'de verildi. Çizelgede verilen m ve n sırasıyla zaman ve frekans yönünde kullanılacak toplam pilot sayısını gösterirler ve (4.9) eşitliğinde verilen koşulu sağlamalıdır. En uygun değer belirlenebilmesi için en az 3 değer bilinmesi gerektiğinden m ve n 3'ten küçük olmamalıdır.

$$3 \leq m < \frac{N_s}{2}, \quad 3 \leq n < \frac{N_c}{2} \quad (4.9)$$

Çizelge 4.13: Yöntemlerin karmaşıklık karşılaştırması

	Benzetim	Analitik	Deneysel
Çarpma	2	5	3x2
Toplama	2	3	2x2
Toplam	4	8	10
Δf_{eu} ve Δt_{eu} için toplam	$m \times 4$	$m \times n \times 8$	10

Tablo oluşturulurken benzetim sonuçlarında KDB'nin (H) ve kestirilen KDB'nin $[\hat{H}]$, analitik sonuçlarda (3.17) eşitliğinde belirtilen tüm katsayıların (A, B, D, E_F , E_C , σ_n^2), deneysel sonuçlarda ise $B_{T;0,9}$ ve $T_{T;0,9}$ 'un bilindiği varsayıldı. Çizelge 4.13'den de görüldüğü gibi Δf_{eu} ve Δt_{eu} 'yu benzetim yoluyla belirlemek için $m \times 4$ tane, analitik olarak belirlemek için $m \times n \times 8$ tane, deneysel yöntem kullanarak belirlemek için ise Δf_{eu} için 5, Δt_{eu} için 5 olmak üzere toplam 10 tane işlem yapılmalıdır. Zaman ve frekans yönünde sadece 3 tane pilot sembol kullanılsa bile benzetimsel ve analitik sonuçların işlem yükü deneysel ifadenin kullanımına oranla daha fazladır. Ayrıca zaman ve frekans seçiciliğinin yüksek olduğu durumlarda

kanal kestirim kalitesini arttırmak için daha fazla pilot kullanılması gerekeceğinden bu yöntemlerin işlem yükü artacak, ancak pilot sayısından bağımsız olan deneysel yöntemin işlem yükünde herhangi bir değişiklik olmayacaktır. Bu nedenle önerilen deneysel ifadenin kullanımıyla işlem yükünde belirgin bir azalma sağlanacaktır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada pilot yerleşiminin ve örüntüsünün DFBC sisteminde kanal kestirimi başarımına etkisi analitik ve benzetimsel olarak incelendi. Bunun için MATLAB programlama dili kullanılarak bir DFBC sistem benzetimcisi oluşturuldu. Benzetimcinin doğruluğu literatürdeki kanal modellerinden tek yankılı toplanır beyaz Gauss gürültülü ve Rayleigh kanal, modülasyon türü olarak da QPSK, 16QAM ve 64QAM kullanılarak sınıandı ve benzer başarımlar elde edildi.

Çalışmanın ikinci aşamasında, farklı zaman ve frekans seçicilikli gerçek kanallarda pilot aralığının kanal kestirim OKH'sına etkisi analitik ve benzetimsel olarak incelendi.

Frekans seçiciliğinin yüksek olduğu kanallarda frekans yönünde daha sık pilot yerleştirilmesi ile sistem başarımında iyileşme sağlandığı belirlendi. Kanalin zaman seçiciliğinin yüksek olması durumunda ise kanal kestirim OKH'sını düşürmek için zaman yönünde daha fazla pilot kullanılması gerektiği gözlemlendi.

En düşük kanal kestirim OKH'sını veren pilot yerleşimleri zaman ve frekans yönünde en uygun pilot semboller olarak belirlendi. En yüksek OKH'yı veren pilot semboller ve en uygun pilot semboller için sistem başarımları BYO cinsinden elde edildi. Özellikle zaman ve frekans seçiciliğinin yüksek olması durumunda pilot sembollerin uygun bir biçimde yerleştirilmesinin başarımı belirgin bir biçimde iyileştirdiği görüldü.

Kanal kestirim OKH'sını en düşük yapan pilot sembol aralığını kanal değişkenleri ile ilişkilendirmek üzere; en uygun pilot sembol aralıkları, kanalların 0,5, 0,75, 0,9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişlikleri ve tutarlı zaman aralıkları hesaplandı. Bu değerlere ilişkin OYF'ler ve BDF'ler elde edildi. Buna göre zaman ve frekans yönünde en uygun pilot aralığını ifade etmek için kanalın 0,9 ilinti katsayılı tutarlı zaman aralığı ve tutarlı bant genişliğinin kullanılabileceğine karar verildi.

Gerçek kanal verileri için elde edilen sonuçları sınamak üzere zaman ve frekans seçiciliği farklı iki test kanalı kullanılarak benzer incelemeler yapıldı. Sonuçların gerçek kanal verileri için elde edilenlerle uyumlu olduğu en uygun pilot

semboller arasındaki mesafenin belirlenmesi için en iyi ilişkilendirmenin yine 0,9 ilinti katsayılı tutarlı zaman aralığı ve bant genişliği ile sağlanacağı görüldü.

Elde edilen tüm kanal verileri kullanılarak zaman ve frekans düzleminde yerleştirilecek en uygun pilot sembol aralığı ile 0,9 ilinti katsayılı tutarlı zaman aralığı ve bant genişliği arasındaki deneysel ilişki incelendi. Farklı eğri uydurma yöntemleri kullanılarak HKOK değerleri belirlendi. Gerek ifadenin sadeliği gerekse HKOK'sinin küçük olması nedeniyle 2. derece çok terimlinin ilişkiyi en iyi biçimde ifade edeceği sonucuna varıldı. Bu deneysel ifadenin kullanımıyla; DFBC sisteminde farklı zaman ve frekans seçicilikli kanalları kestirmek için kullanılacak en uygun pilot semboller arasındaki mesafe tek bir değişkene bağlı olarak kolaylıkla belirlendi.

Bu tezin devamı olarak aşağıda önerilen çalışmalar yapılabilir.

- Kanalın seçiciliğine bağlı olarak pilot semboller uyarlanır bir algoritma yardımıyla yerleştirilerek kanalın bozucu etkisi azaltılarak ayrılan bant genişliği daha verimli kullanılabilir.
- Pilot semboller kanalın sönümlenme özelliklerine bağlı olarak farklı aralıklarla ve güçlerle yerleştirilerek DFBC sistem başarımı artırılabilir.
- Mükemmel eşzamanlamanın sağlanamadığı durumlar da göz önünde bulundurularak önerilen sistem geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Nee R. V, Prasad R. , 2000. OFDM for Wireless Multimedia Communications.: Artech House.
- [2] Engels M. , 2002. Wireless OFDM Systems. USA: Kluwer Academic Publisher.
- [3] Li Y. , Winters J, Sollenberger N. , 2002. MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation, IEEE Transactions on Communications , vol. 50, 1471-1477.
- [4] Roman V., Consulting P. , 2002. Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16, IEEE communications magazine , vol. 96.
- [5] Barhumi I. , Leus G., Moonen M. , 2003. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels, IEEE Transactions on signal processing , vol. 51, 1615-1624.
- [6] Chen R., Letaief K. , 2002. Channel estimation for space time coded OFDM systems in non-sample-spaced multipath channels, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC2002.
- [7] Arslan H., Bottomley G. , 2001. Channel estimation in narrowband wireless communication systems, Wireless Communications and Mobile Computing , vol. 1, 201-219.
- [8] Bahai A. R. S., Saltzberg B. R. , 1999. Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM Technology Transmission, Processing, and Storage. New York: Kluwer Academic/Plenum.
- [9] Coleri S. , Ergen M. , Puri A., Bahai A. , 2002. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, IEEE Transactions on Broadcasting , vol. 48, no. 3, 223-229 Eylül.
- [10] Moon J.K., Choi S.I. , 2000. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels, IEEE Trans. Consum. Electron. , vol. 46, no. 1, 161-170.

- [11] Hoeher P. , Kaiser S., Robertson P. , Nisan,1997. Two-dimensional pilot-symbol aided channel estimation by Wiener filtering , Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, Munich, Germany , 1845-1848.
- [12] Bhatt R., Shah Prof. S. , 2012. Impact of sampling theorem on pilot aided channel estimation for OFDM based multi-carrier system, International Conf. on Advances in Electronics and Electrical Engineering AEEE 2012 Haziran , 16-20.
- [13] Sabooniha B. , Bakhshi H., Razzazi F. , 2010. A new scheme of pilot arrangement in OFDM systems by using a feedback branch, 18th Telecommunications forum TELFOR 2010 , 388-391.
- [14] Abdelkader Y.M., Jamal E. A. , 2010. Optimal spacing design for pilots in OFDM systems over multipath fading channels, Communications and Network, vol. 2, 221-229.
- [15] He X. , Song R., Zhu W. P. , 2012. Optimal pilot pattern design for compressed sensing-based sparse channel estimation in OFDM systems, Circuits Syst Signal Process , vol. 31, 1379-1395.
- [16] Jagannatham S. A. K., D. Rao B. , October,2006. Superimposed Pilots Vs. Conventional Pilots For Channel Estimation , Signals, Systems and Computers, ACSSC '06, Fortieth Asilomar Conference.
- [17] Evans J. S. , 2002. Optimal Resource Allocation for Pilot Symbol Aided Multiuser Receivers in Rayleigh Faded CDMA Channels, IEEE Trans.On Communications , vol. 50, no. 8 Ağustos.
- [18] Walid K. M. A., P.J. Mclane , 2000. Random Coding Error Exponents for Flat Fading Channels with Realistic Channel, IEEE Journal on Selected Areas In Communications , vol. 18, no. 3 Mart.
- [19] Ohno S., Giannakis G. B. , 2004. Capacity Maximizing MMSE-Optimal Pilots for Wireless OFDM Over Frequency-Selective Block Rayleigh-Fading Channels, IEEE Transactions On Information Theory , vol. 50, no. 9 Eylül.
- [20] Kim K. , Park H., Kwon H. M. , 2012. Optimum clustered pilot sequence for OFDM systems under rapidly time-varying channel, IEEE Transactions on Communications , vol. 60, no. 5, 1357-1370.

- [21] Zhen H. , 2011. Performance Evaluation of 2-D Pilot Aided OFDM System under Hyper-Rayleigh Fading Channel. The University of Toledo Yüksek lisans tezi.
- [22] Choi J. W., Lee Y. H. , 2005. Optimum Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems, IEEE Transactions on Wireless Communications , vol. 4, no. 5, 2083-2088 Ekim.
- [23] Bai B. , Xu X. , Cai Y., Li Z. , 2003. Optimal Pilot Patterns for OFDM System Based on two-dimension Sampling Theory, IEEE Int. Conf. Neural & signal Processing, Nanjing, China , 663-666.
- [24] Yamindi J., Wu M. , 2009. The Comparisonal Analysis of the Consept of Rectangular and Hexagonal Pilot in OFDM, Communications and Network , vol. 1, no. 1, 1-5.
- [25] Ribeiro C. , 2010. Channel and Frequency Offset Estimation Schemes for Multicarrier Systems. Universidade de Aveiro.
- [26] Yalçın M. , 2011. Kablosuz İletişim Sistemlerinde Zaman-Frekans Yaklaşımı ile Kanal Modelleme ve Kestirimi. Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [27] Hung K. C., Lin D. W. , 2010. Pilot-Based LMMSE Channel Estimation for OFDM Systems With Power-Delay Profile Approximation, IEEE Transactions On Vehicular Technology , vol. 59, no. 1.
- [28] Karakaya B., 2010. Çoklu-Giriş, Çoklu-Çıkış, Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO OFDM) Sistemlerinde Kanal Kestirimi. Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,.
- [29] Afifi W. M., Elkamchouchi H. M. , 2009. A New Adaptive Channel Estimation for Frequency Selective Time Varying Fading OFDM Channels, Computer Engineering & Systems, ICCES 2009, , 573-578.
- [30] Chow J. S. , Tu J. C., Cioffi J. M. , 1991. A discrete multitone transceiver system for HDSL applications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC) , no. 9, 895-908 August.
- [31] ETSI DAB (EN300401V1.3.1) , 2000. Radio broadcasting systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, April.

- [32] ETSI DVB-T(EN300744V1.2.1) , 1999a. Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, July.
- [33] ETSI HIPERLAN/2 (TS101475) , 1999b. Broadband radio Access Networks HIPERLAN Type 2 functional specification-Part 1; Physical layer, Sept..
- [34] IEEE-802.11(P802.11a/D6.0) , 1999. LAN/MAN specific requirements-Part2: Wireless MAC and PHY specifications-high speed physical layer in the 5 GHz band, May.
- [35] ETSI DVB RCT (EN301958V1.1.1) , 2001. Interaction channel for digital terrestrial television (RCT) incorporating multiple access OFDM, March.
- [36] ETSI HIPERMAN (TR101856) , 2002. High performance metropolitan area network, requirements MAC and physical layer below 11GHz band, Dec..
- [37] IEEE-802.16ab-01/01 Draft , 2000. Air interface for fixed broadband wireless Access systems-Part A: Systems between 2 and 11 GHz, June.
- [38] Cimini L. J., 1994. Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IEEE Transactions on Communications , vol. 42(2), 2908-2914.
- [39] Heiskala J., Terry J. , 2002. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide.: Sams Publishing.
- [40] Steele R., 1992. Mobile Radio Communications. London, England: Pentech Press Limited.
- [41] Zhao Y., Huang A., 1997. A novel channel estimation method for OFDM Mobile Communications Systems based on pilot signals and transform domain processing, Proc IEEE 47th Vehicular Technology Conf , 2089-2093 May.
- [42] Dent P., Bottomley G., Croft T. , 1993. Jakes fading model revisited, Electronics Letters , vol. 29, 1162-1163.
- [43] Prasad R., 2004. OFDM for Wireless Communication Systems. Boston-London: Artech House.
- [44] Van de Beek J. J. , Edfors O. , Sandell M. , Wilson S. K., P.O. Borjesson , 1995. On channel estimation in OFDM systems, Proc IEEE 45th Vehicular Technology Conf., vol. 2, Chicago , 815-819.

- [45] IEEE Std. 802.11g-2003 , 2003. Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications – Amendment 4: Further higher data rate extension in the 2.4 GHz band, Haziran.
- [46] IEEE Std. 802.16-2009 , 2009. Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 16: Air interface for broadband wireless access systems, Mayıs.
- [47] ETSI Technical Specification TS 136201v8.3.0 , 2009. LTE; Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Long Term Evolution (LTE) physical layer;General description, Nisan.
- [48] Fazel K., Kaiser S. , 2003. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems.: John Wiley & Sons Ltd..
- [49] Parsons J. D. , 1992. The Mobile Radio Propagation Channel. England: John Wiley&Sons Ltd.
- [50] Rappaport T. S. , 1996. Wireless Communications Principles and Practice.: Prentice Hall PTR.
- [51] Bello P.A , 1963. Characterization of randomly time-variant linear channels, IEEE Trans. on Communication System Dec..
- [52] Gökalp H. , 2001. Characterization of UMTS FDD Channels, Science and Technology for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering and Electronics, Manchester, United Kingdom,.
- [53] Bultitude R. J. C. , 2002. Estimating Frequency Correlation Functions from Propagation Measurements on Fading Radio Channels: A Critical Review, IEEE Journal on selected areas in communications , vol. 20, no. 6, p. 1133–1143.
- [54] Zhang W. , Xia X. G., Ching P. C. , December,2006. Optimal Training and Pilot Pattern Design for OFDM Systems in Rayleigh Fading, IEEE Trans, Broadcasting, vol. vol. 52, no. 4 , 505-514.
- [55] Mersereau R. M., Speake T. C. , 1983. The processing of periodically sampled multidimensional signals, IEEE Transactions on Signal Processing , vol. 31, 188-194 Şubat.

- [56] Dudgeon D. E., Mersereau R. M. , 1984. Multidimensional Digital Signal Processing. New Jersey: Prentice-Hall.
- [57] Korunur Engiz B. , Kurnaz Ç., Sezgin H. , 2012. DFBC Sisteminde Pilot Yoğunluğu ve Yerleşiminin Başarım Analizi, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa , 361-365.
- [58] Technologies Agilent , 2008. Advanced design system- LTE channel model-R4-070872 3GPP TR 36.803 v0.3.0,.

EK A

DFBÇ Sisteminde kanal kestirim başarımını incelemek için MATLAB dilinde yazılmış program.

```
clear;
```

```
clc;
```

```
format long
```

```
POT=zam;%%zaman yönünde pilot aralığı seçilmeli
```

```
POF=fre;%% frekans yönünde pilot aralığı seçilmeli
```

```
N=1024;
```

```
GI=N/4;
```

```
M=4;
```

```
frame=2048;
```

```
EbN0=10;
```

```
mod=log2(4);
```

```
numSymb=N;
```

```
%%%Farklı frekans seçicilikteki gerçek kanalların elde edilmesi
```

```
load ER0.011
```

```
[APAD,IRs,TF]=IR1(ER0,[1 250],[1333 2666],2048);
```

```
APDPdB=10*log10(APAD)-max(10*log10(APAD));
```

```
ATA=10.^(APDPdB/10);
```

```
kan=zeros(1,1024);
```

```
aralik=298:355;
```

```
kan(1:length(aralik))=ATA(aralik);
```

```
%Farklı zaman seçici kanal için Rayleigh zarfları
```

```
load DOP_462_2048
```

```

for k=1:1024
    HT_TAU(:,k)=(kan(k)*AS(k,:)).';
end
channel=HT_TAU(:,1:length(aralik));
TS=frame*(N+GI);
TG=frame*GI;
yer=1:POT:frame;
TP=(length(yer)/POF)*(N);
AAA=TP+TG;
BBB=TS;

for k=1:frame
    kanal=channel(k,:);
    HAT(k,:)=fft(kanal,1024);
    X = randsrc(numSymb, 1, 0:M-1);
    grayencod = bitxor(0:M-1, floor((0:M-1)/2));
    msg_gr_orig = grayencod(X+1);
    Xmod= modulate(modem.pskmod(M), msg_gr_orig);
    MAT1(k,:)=X;
    MAT2(k,:)=Xmod;

    %%%TAFD, çevrimsel ön-ek ekleme
    xn=ifft(Xmod,N);
    xfn=[xn(N-GI+1:N) xn];
    SNRger=EbN0 + 10*log10(mod)+ 10*log10(1-(AAA/BBB));

    %%%kanaldan geçiyor
    yf=conv(kanal,xfn);

    %%%gürültü ekleniyor
    yfnger=awgn(yf, SNRger , 'measured',[], 'dB');
    yn_ger=yfnger(GI+1:N+GI);
    Yk_ger=fft(yn_ger,N);

```

```

MAT3(k,:)=Yk_ger;
MAT4(k,:)=yf;
end

HT=MAT3./MAT2;
EB_POT=1:POT:frame;
EB_POF=1:POF:N;
HP=HT(EB_POT, EB_POF);
uzunluk_f=length(EB_POF);
uzunluk_t=length( EB_POT);

%Zaman ve frekans yönünde AGA
for i=1:uzunluk_t
    Hest(i,:)=interp(HP(i,:),POF);
end

for k=1:N
    kestirim(:,k)=interp(Hest(:,k),POT);
end

for tt=1: max(EB_POT)

    ms_error (tt)= mean((abs(kestirim(tt,1:max(EB_POF))-
        HAT(tt,1:max(EB_POF))))).^2);

end

MSE=10*log10 (mean(ms_error));

```


EK B

DFBÇ sisteminde kanal kestiriminin OKH'sını analitik olarak hesaplamak için MATLAB dilinde yazılmış program.

```
POT=zam; %%zaman yönünde pilot aralığı seçilmeli
POF=fre; %% frekans yönünde pilot aralığı seçilmeli
format long
```

```
N=1024;
frame=2048;
EbN0=10;
```

```
%%Farklı frekans seçicilikteki gerçek kanalların elde edilmesi
load ER0.011
[APAD,IRs,TF]=IR1(ER0,[1 250],[1333 2666],2048);
APDPdB=10*log10(APAD)-max(10*log10(APAD));
ARA=APDPdB;
ATA=10.^(ARA/10);
kan=zeros(1,1024);
aralik=298:355;
kan(1:length(aralik))=ATA(aralik);
```

```
%Farklı zaman seçici kanal için Rayleigh zarfları
load DOP_462_2048
```

```
mod=log2(4);
AF=AS.;
```

```

for k=1:frame
for k=1:frame
    HT_TAU=kan.*AF(k,1:N);
    channel=HT_TAU(1:length(aralik));
    H(k,:)=fft(channel,N);
end

Nt=1:POT:frame;
Nf=1:POF:N;
maxNt=max(Nt);
maxNf=max(Nf);
orta_n=fix(maxNf/2);
orta_i=fix(maxNt/2);
D_son=1/(POF*POT);
dwn_bas=orta_n-fix(maxNf/(2*POF));
dwn_son=orta_n+fix(maxNf/(2*POF));
dwi_bas=orta_i-fix(maxNt/(2*POT));
dwi_son=orta_i+fix(maxNt/(2*POT));

WAT=zeros(2048,1024);
WAT(Nt,Nf)=H(Nt,Nf);
uzunluk_f=length(Nf);
uzunluk_t=length(Nt);

Z=zeros(maxNt,maxNf);
Z(dwi_bas:dwi_son,dwn_bas:dwn_son)=(POF*POT);
pay2=Z;
pay1_1=fftshift(fft2(WAT,2048,1024));
pay1=pay1_1(1:max(Nt),1:max(Nf));

SHs=(abs(pay1)).^2;
SH=SHs.*((POF*POT)^2);

```

```

AA=SH.*((abs(pay2)).^2);
BB=SH.*(real(pay2));
FF=(abs(pay2)).^2;

for i=1:maxNt
    son_A(i)=sum(AA(i,dwn_bas:dwn_son));
end

for i=1:maxNt
    son_B(i)=sum(BB(i,dwn_bas:dwn_son));
end

for i=1:maxNt
    son_Ec(i)=sum(SH(i,dwn_bas:dwn_son));
end

for i=1:maxNt
    son_Ef(i)=sum(FF(i,1:maxNf));
end

sonuc_A=(sum(son_A(dwi_bas:dwi_son)))/(maxNt*maxNf);
sonuc_B=(sum(son_B(dwi_bas:dwi_son)))/(maxNt*maxNf/2);
sonuc_Ec=(sum(son_Ec(dwi_bas:dwi_son)))/(maxNt*maxNf);
sonuc_F=(sum(son_Ef(1:maxNt)))/(maxNt*maxNf);
bdata=1024*mod*(1-D_son);
bkat=bdata/1280;
kat=1/(10.^(EbN0/10));
katsayi= (1*bkat* kat*1) / ((1- D_son)*mod);
SONUC= sonuc_A*D_son.^2 + ( katsayi*sonuc_F -sonuc_B)*D_son +
sonuc_Ec;

MSE=10*log10(SONUC);

```


ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Begüm KORUNUR ENGİZ

DoğumYeri veTarihi: İskenderun, 26.02.1979

Adres: Ünye Meslek Yüksekokulu, Ünye /ORDU

E-Posta: bkengiz@omu.edu.tr

Lisans: Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği, 2001

YüksekLisans: Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, 2007

Mesleki Deneyim:

Araştırma Görevlisi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2006-2011

Öğretim Görevlisi, Ordu Üniversitesi, Ünye Meslek Yüksekokulu, 2011-

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., 2013:Determining the Optimum Pilot Density in OFDM Systems over Doubly Selective Channels”, 55th International Symposium ELMAR-2013, 25-27 September 2013, Zadar, Croatia.
- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., 2012: DFBÇ Sisteminde Pilot Yoğunluğu ve Yerleşiminin Başarım Analizi, Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO-2012), ss.361-365, 29 Kasım - 01 Aralık 2012, ISBN:978-605-010422-6, Bursa.
- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., 2012: Performance Analysis of Pilot Arrangement for OFDM Systems over Time Varying Frequency Selective Channels, The 8th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2012), pp.113-117, 8-10 October 2012, Barcelona, Spain.

- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Kayhan, G., 2012: Performance Evaluation of ANN Based Channel Interpolation for OFDM System , International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications, 2-4 July 2012, Trabzon, Turkey, ISBN: 978-1-4673-1446-6.
- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., 2012: Hareket Hızı ve Pilot Sembol Periyodunun DFBC Sistem Başarımına Etkisinin İncelenmesi, IEEE 20. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU,2012), 18-20 Nisan 2012, Fethiye, Muğla
- Kurnaz, Ç., **Korunur Engiz, B.**, Gökalp H., Sezgin H., 2012: Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Sisteminde En Uygun Pilot Aralığının Kanal Değişkenleri ile İlişkilendirilmesi, Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, cilt.17, sayı.1, 2012, ss.79-92.
- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., 2011: Pilot Tabanlı Kanal Kestiriminde Pilot Bit Yerleşiminin DFBC Sistem Başarımına Etkisi, Sigma Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, cilt:29, sayı:2, 2011, ss.127–137, ISSN:1304–7191.
- **Korunur Engiz, B.**, Kurnaz, Ç., Sezgin, H., Gökalp, H., 2011: Pilot Bit Yerleşiminin DFBC Sistem Başarımına Etkisinin İncelenmesi, IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU,2011), Electronic Proceedings ss.717-717, 20-22 Nisan 2011, Antalya