

YÜKSEK MOBİLİTE ORTAMINDA KANAL KESTİRİMİ VE EŞZAMANLAMA ALGORİTMALARININ FPGA ÜZERİNDE TASARIMI

DESIGN OF CHANNEL ESTIMATION AND SYNCHRONIZATION ALGORITHMS ON FPGA FOR HIGH MOBILITY ENVIRONMENT

NURULLAH KILINÇ

Prof. Dr. EMRE AKTAŞ

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2018

Nurullah KILINÇ'in hazırladığı Yüksek Mobilite Ortamında Kanal Kestirimi ve Eşzamanlama Algoritmalarının FPGA Üzerinde Tasarımı adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

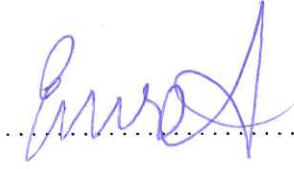
Doç. Dr. ÖZGÜR ERTUĞ

Başkan

.....


Prof. Dr. EMRE AKTAŞ

Danışman

.....


Doç. Dr. BERKAN DÜLEK

Üye

.....


Dr. Öğr. Üyesi. DİNÇER GÖKÇEN

Üye

.....


Doç. Dr. A. MELDA YÜKSEL TURGUT

Üye

.....


Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. MENEMŞE GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin / raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe Üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanılması zorunlu metinlerin yazılı izin alınarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “ Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge” kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricinde YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

- o Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir. ⁽¹⁾
- o Enstitü / Fakülte yönetim kurulunun gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren Ay ertelenmiştir. ⁽²⁾
- o Tezimle ilgili gizlilik kararı verilmiştir. ⁽³⁾

08 / 10 / 2018

NURULLAH KILINÇ

“Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge”

- (1) Madde 6. 1. Lisansüstü teze ilgili patent başvurusu yapılması veya patent alma sürecinin devam etmesi durumunda, tez danışmanının önerisi ve enstitü anabilim dalının uygun görüşü üzerine enstitü veya fakülte yönetim kurulu iki yıl süre ile tezin erişime açılmasının ertelenmesine karar verebilir
- (2) Madde 6. 2. Yeni teknik, materyal ve metotların kullanıldığı, henüz makaleye dönüşmemiş veya patent gibi yöntemlerle korunmamış ve internetten paylaşılması durumunda 3. Şahıslara veya kurumlara haksız kazanç imkanı oluşturabilecek bilgi ve bulguları içeren tezler hakkında tez danışmanının önerisi ve enstitü anabilim dalının uygun görüşü üzerine enstitü ve fakülte yönetim kurulunun gerekçeli kararı ile altı ayı aşmamak üzere tezin erişime açılması engellenebilir.
- (3) Madde 7. 1. Ulusal çıkarları veya güvenliği ilgilendiren, emniyet, istihbarat, savunma ve güvenlik, sağlık vb. konulara ilişkin lisansüstü tezlerle ilgili gizlilik kararı, tezin yapıldığı kurum tarafından verilir*. Kurum ve kuruluşlarla yapılan işbirliği protokolü çerçevesinde hazırlanan lisansüstü tezlere ilişkin gizlilik kararı ise, ilgili kurum ve kuruluşun önerisi ile enstitü veya fakültenin uygun görüşü üzerine üniversite yönetim kurulu tarafından verilir. Gizlilik kararı verilen tezler Yükseköğretim Kuruluna bildirilir.
Madde 7. 2. Gizlilik kararı verilen tezler gizlilik süresince enstitü veya fakülte tarafından gizlilik kuralları çerçevesinde muhafaza edilir, gizlilik kararının kaldırılması halinde Tez Otomasyon Sistemine yüklenir.

* Tez danışmanının önerisi ve enstitü anabilim dalının uygun görüşü üzerine enstitü veya fakülte yönetim kurulu tarafından karar verilir.

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

28 / 09 / 2018

Nurullah KILINÇ

ÖZET

YÜKSEK MOBİLİTE ORTAMINDA KANAL KEŞTİRİMİ VE EŞZAMANLAMA ALGORİTMALARININ FPGA ÜZERİNDE TASARIMI

NURULLAH KILINÇ

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. EMRE AKTAŞ

Eylül 2018, 72 sayfa

Yüksek hızlı hava araçları arasında kablosuz haberleşme için kanal eşzamanlama ve kestirim yönteminin geliştirilmesi ve FPGA tasarımı tezde amaçlanmıştır. Hava-hava kablosuz haberleşmede kanal yüksek doplere ve gecikme yayılımına maruz kalmaktadır. Yüksek irtifaya sahip hava araçlarında bu değerler artmaktadır. Yüksek gecikme yayılımı kanaldaki çokyollu bileşen sayısını artırır ve bunun sonucunda kanal eşzamanlama ve kestirim yönteminin işlem karmaşıklığı artar. Yüksek dopler sonucu kanal hızlı değişir ve hızlı değişen kanalda kestirim için kullanılabilecek pilot semboller azalır. Bu sorunlar için f-OFDM iyi çözüm sunmaktadır. Bu yöntemle bant altbantlara bölünür ve sembol süresi artar. Sembol süresinin artması çokyollu bileşenlerin yıkıcı etkisini azaltmaktadır. Altbantlarda bant içi gürültü azalır ve kanal kestirim, eşzamanlama, sembol sezim işlemlerinin gürültüye karşı daha dayanıklı olmasını sağlar.

Yüksek hızlı hava araçları için f-OFDM modülasyonu önerilmiştir ve bant eş altbantlara bölünmüştür. Her altbant ilişkisiz olduğu halde, altbant kanallar için fiziksel ortam ortaktır. Bundan dolayı altbantlar arasında benzer kanal özelliklerine sahip olduğu söylenebilir. OFDM sisteminde sembol zamanlaması çok iyi yapılmalıdır. Sembol zamanlamasının doğru yapılmaması alt kanallar arasında diklik kaybı, taşıyıcıları ve semboller arası girişim gibi sorunlar oluşur. Aynı sorunlar f-OFDM sistemi için de geçerlidir. Tezde f-OFDM için sembol zaman kestirimi periyodik pilot sembolleri önerilmiştir. Her altbant için ortak pilot dizisi kullanılmıştır ve her altbantta alınan sinyalde kanaldan kay-

naklanan zamanlama hatası eşittir. Buna göre altbantlar için zaman kestirimi için tek kestirimci kullanılabilir.

Hava araçları kanalı kırsal ortam kanalı gibi seyrek özellik taşır. Seyrek kanal vektörünün kestirimi için f-OFDM sistemine uygun yöntem önerilmiştir. Bu yöntem altbant kanalların ortak özelliklerini kullanarak kanal vektörünün anlamlı olan katsayıların konumlarını bulur. Korelasyon yöntemi seyrek kanal vektörünün kestirimi ile kullanılarak yeni yöntem önerilmiştir. Monte-Carlo benzetimi ile yapılan simülasyonların sonucunda yeterli BER değerleri elde edilmiştir. Bu BER değerlerindeki hatalar kodlama ile düzeltilebilecek seviyelerdir. Sonuç olarak FPGA ortamında gerçekleştirilecek yöntemler önerilmiştir. Geliştirilen kanal eşzamanlama ve kestirim yöntemleri f-OFDM modülasyonu ile birlikte Simulink ortamında HDL modülleri kullanılarak tasarlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kanal Kestirimi; Kanal Eşzamanlama; Pilot Destekli Kanal Kestirimi; Seyrek Kanal; Hava-Yer Kanal; Hava-Hava Kanal; Rician Sönümlleme; Rayleigh Sönümlleme; FPGA ; f-OFDM Modülasyon; FMT Modülasyon; UPMC; FBMC

ABSTRACT

DESIGN OF CHANNEL ESTIMATION AND SYNCHRONIZATION ALGORITHMS ON FPGA FOR HIGH MOBILITY ENVIRONMENT

NURULLAH KILINÇ

**Master of Science, Department of
Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Prof. Dr. EMRE AKTAŞ

Semptember 2018, 72 pages

The aim of the thesis is to design channel synchronization and estimation method on FPGA for wireless communication between high speed air vehicles. In air-to-air wireless communication, the channel is exposed to high doppler and delay propagation. These values are increasing in high altitude aircraft. High latency propagation increases the number of multi-path components in the channel and as a result the complexity of the channel synchronization and estimation method increases. As a result of high doppler, the channel changes rapidly and the pilot symbols that can be used for estimation in the fast changing channel are reduced. For these problems, f-OFDM offers a good solution. With this method the band is divided into subbands and the symbol duration increases. Increasing the symbol duration reduces the destructive effect of the multi-path components. In-band noise is reduced in subbands and channel estimation, synchronization, and symbol detection processes become more robust.

f-OFDM modulation is recommended for high-speed aircrafts and the band is subdivided into same subband. Although each subband is unrelated, the physical environment for the subband channels is common. Therefore, it can be said that it has similar channel characteristics between subbands. Symbol timing should be done very well in the OFDM system. Failure to perform symbol timing causes problems such as the loss of orthogonality, carriers and inter-symbol interference between the sub-channels. The

same problems apply in the f-OFDM system. In the thesis, symbol time estimation periodic pilot symbols for f-OFDM are proposed. A common pilot sequence is used for each subband and the timing error from the channel in each subband is equal. Accordingly, a single estimator can be used for time estimation of subbands.

The air-to-air wireless communication have sparse channel property like rural channel. Sparse channel vector estimation method has been proposed suitable for f-OFDM system. This method uses the common features of the subband channels to find the position of the coefficients of the channel vector. The new method is proposed using the correlation method with the estimation of the sparse channel vector. Sufficient BER values were obtained as a result of simulations with Monte-Carlo simulation. Errors in these BER values are levels that can be corrected by coding. As a result, methods that can be implemented in FPGA environment have been proposed. Developed channel synchronization and estimation methods were designed by using HDL modules in Simulink environment with f-OFDM modulation.

Keywords: Channel Estimation; Channel Synchronization; Pilot Aided Channel Estimation; Sparse Channel; Air-Ground Channel; Air-to-Air Channel; Rician Fading; Rayleigh Fading; FPGA; f-OFDM Modulation; FMT Modulation; UPMC; FBMC

TEŞEKKÜR

Öncelikle tez konusunun belirlenmesinde ve tez çalışma esnasında birikim ve tecrübeleri ile bana yol gösterici ve destek olan ilaveten gösterdiği anlayış ve sabır dolayısıyla danışmanım Sayın Prof. Dr. Emre AKTAŞ'a teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca yardım ve destekleri için değerli eşim ve aileme teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca kablosuz haberleşme alanında bilgi ve tecrübemi gelişimini sağlayan değerli Hacettepe Üniversitesi üyesi hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER	viii
ÇİZELGELER	x
1. GİRİŞ	1
2. İSTATİSTİKSEL ÇOKYOLLU KANAL MODELLERİ	5
2.1. Zamanla Değişen Kanalin Dürtü Yanıtı	5
2.2. Darbant Sönümlleme Modeli	7
2.3. Genişbant Sönümlleme Modeli	9
2.4. Ayrık Zamanlı Kanal Modeli	13
2.5. Yüksek Hızlı Hava Araçları Kanal Özellikleri	15
2.6. Hava Araçları Kanal Senaryoları	16
2.6.1. Direkt Görüş Hattı ve Çokyollu Bileşenler	17
2.6.2. Zayıf Direkt Görüş Hattı ve Çokyollu Bileşenler	18
2.6.3. Sadece Çokyollu Bileşenler	18
3. KANAL KESTİRİM VE ÇOKTAŞIYICI MODÜLASYON YÖNTEMLERİ	19
3.1. Kanal Kestirim Yöntemleri	19
3.2. Pilot Destekli Kanal Kestirim Yöntemleri	20
3.3. Adaptif Filtre ile Kanal Kestirimi	26
3.4. Çoktaşıyıcılı Modülasyon	31
3.4.1. Filtre Bankası ve Çokluörneklenmiş Sistemler	31
3.4.2. Sayısal Filtreler	32
3.4.3. Filtre Bankası	34

3.4.4. Çoktaşıyıcı Modülasyon Yöntemleri	35
4. YÜKSEK MOBİLİTE ORTAMINDA KANAL EŞZAMANLAMA VE KESTİRİMİ ...	41
4.1. Kablosuz Haberleşme Yöntemi	41
4.2. f-OFDM Sisteminde Kanal Analizi	44
4.3. Kanal Eşzamanlama Yöntemi	46
4.4. Kanal Kestirim Yöntemi	50
4.5. Kanal Eşzamanlama ve Kestirim Yönteminin FPGA Tasarımı	55
5. SONUÇLAR	66
KAYNAKLAR	67
ÖZGEÇMİŞ	71

ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Tek ve çoklu yansıma bileşenleri	6
Şekil 2.2. Çokyollu bileşenlerin zamanda yayılması	10
Şekil 2.3. Örnek Güç gecikme profili	11
Şekil 2.4. Sembol süresine göre kanal sınıflandırılması	12
Şekil 2.5. Sürekli ve ayırık zamanlı kanal modeli	14
Şekil 2.6. Yolcu uçakları kanal senaryoları [1]	16
Şekil 2.7. Hava-hava kablosuz haberleşme	17
Şekil 2.8. Senaryo 1 direk görüş hattı ve çokyollu bileşenler	17
Şekil 2.9. Senaryo 2 zayıf direk görüş hattı ve çokyollu bileşenler	18
Şekil 2.10. Senaryo 3 sadece çokyollu bileşenler	18
Şekil 3.1. Kanal kestirim diyagramı	20
Şekil 3.2. Matris, vektör notasyonu ile sistem modeli	21
Şekil 3.3. Adaptif filtre diyagramı	26
Şekil 3.4. Adaptif filtre işlem maliyeti [22]	31
Şekil 3.5. Frekans domaini örnek yükseltme	33
Şekil 3.6. Frekans domaini örnek düşürme	34
Şekil 3.7. f-OFDM verici sistem diyagramı	36
Şekil 3.8. f-OFDM alıcı sistem diyagramı	36
Şekil 3.9. FMT sistem diyagramı	37
Şekil 3.10. FBMC modülasyonu sistem diyagramı [36]	38
Şekil 3.11. UFMC verici sistem diyagramı	39
Şekil 3.12. UFMC alıcı sistem diyagramı	39
Şekil 3.13. F-OFDM sistem diyagramı	40
Şekil 4.1. Altbant filtre genlik cevabı	42
Şekil 4.2. Altbant filtre darbe yanıtı	43

Şekil 4.3. Tasarlanan f-OFDM frekans spektrumu	43
Şekil 4.4. Tasarlanan periyodik pilot sembolleri	46
Şekil 4.5. Kanal eşzamanlama yöntemi kestirim değeri	48
Şekil 4.6. Senaryo 3 zamanlama hatası dağılımı	48
Şekil 4.7. Senaryo 2 kanal zamanlama hatası dağılımı	49
Şekil 4.8. Senaryo 1 kanal zamanlama hatası dağılımı	49
Şekil 4.9. Senaryo 3 kanal kestirim sonucu	52
Şekil 4.10. Senaryo 2 kanal kestirim sonucu	53
Şekil 4.11. Senaryo 1 kanal kestirim sonucu	53
Şekil 4.12. Kanal eşzamanlama ve kestirim yöntemi blok diyagram	54
Şekil 4.13. FIR modülü	55
Şekil 4.14. Üstel modülasyon tasarımı	56
Şekil 4.15. FFT modülü	56
Şekil 4.16. Altbant f-OFDM modülatör tasarımı	57
Şekil 4.17. f-OFDM modülatör tasarımı	57
Şekil 4.18. Zaman kestirim yönteminin HDL modülleri ile tasarımı	58
Şekil 4.19. Gözlem vektörünün HDL modülleri ile oluşturulması	59
Şekil 4.20. Kanal çokyollu bileşenlerin kestirimi	60
Şekil 4.21. Kanal denkleştirme HDL modülleri ile tasarlanması	61
Şekil 4.22. Altbant kanal eşzamanlama ve kestirimi	61
Şekil 4.23. f-OFDM demodülatör	62
Şekil 4.24. Temelbant kanal modeli	63
Şekil 4.25. FPGA tasarımı kompleks bileşen fonksiyonel test	64
Şekil 4.26. FPGA tasarımı reel bileşen fonksiyonel test	64
Şekil 4.27. QPSK sembollerin kestirimi	65

ÇİZELGELER

Sayfa



1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde vericiden gönderilen sinyal alıcıya ulaşana kadar maruz kaldığı fiziksel şartlara göre bozulma ve zayıflama oluşur. Alıcı ile verici arasında direkt görüş hattı yoksa veya bu hattan gelen sinyalin gücü yüksek değilse, alıcıda farklı yollardan gelen sinyallerin toplamı ulaşır ve bu bileşenler baskın olur. Farklı yollardan gelen sinyallerin faz, genlikleri farklı olabilir ve bunların toplamı sonucu alıcıya faz ve genliği değişmiş/bozulmuş sinyaller ulaşabilir. Haberleşme ortamından kaynaklanan farklı çokyol bileşenlerinin toplamı sonucu sönümlenme oluşmaktadır. Literatürde oluşan bu sönümlenme küçük-ölçekli sönümlenme olarak isimlendirilir. Bu çokyollu etkileri deterministik kanallar için ışın-izleme modelleriyle oluşturulabilir ama yaygın kullanılan haberleşme sistemlerinde deterministik modeller pek oluşmaz. Bundan dolayı çokyollu kanalların istatistiksel yöntemlerle karakterize edilmeleri gerekir [7]. Kanaldaki çokyollu bileşenlerin gecikme yayılımı, haberleşmede kullanılan sembol süresine göre büyük ise çokyollu bileşenlerin zamandaki yayılımından dolayı alınan sinyalde küçük-ölçekli sönümlenme ile birlikte semboller arası girişim oluşur. Literatürde semboller arası girişimi azaltmak için farklı yöntemler geliştirilmiştir. Çok taşıyıcılı modülasyon, sinyal denkleştirme (equalization), yayılmış spektrum (spread spectrum) yöntemleri örnek verilebilir. Genişbant ve darbant sönümlenme arasındaki temel fark sembol süresinin kanal gecikme yayılımına göre durumudur. Sembol süresi kanal gecikme yayılımına göre yeterince büyük ise darbant, küçükse ise genişbant sönümlenme özelliği gösterir. Sembol süresi kanal gecikme yayılımına yakınsa sönümlenme genişbant ve darbant arasında değişken olur. Genişbant sönümlenmede kanalın eşuyumlu bant genişliği iletilen sinyalin bant genişliğinden daha küçük olduğundan sönümlenme bant boyunca büyük farklılık gösterir ve frekans seçici sönümlenme olarak adlandırılır. Güç gecikme profili (GGP) ve Dopler güç spektrumu (DGS) genişbant kanal sönümlenmeyi modellemek için kullanılan en yaygın kanal karakteristikleridir [1]. Güç gecikme profili ve Dopler güç spektrumu birbirinden bağımsız olduğu varsayılır. GGP kanal çokyollu bileşenin gecikme süresi, genliği ve gücü ile ilgili bilgi verir. Eşuyumlu bant genişliği kanalın istatistiksel olarak eşit güç kazancı ve doğrusal faz cevabına sahip olduğu frekans aralığıdır. Eşuyumlu süresi istatistiksel olarak kanal dürtü yanıtının değişmediği süreyi hesaplar. Kanalda dopler frekansı büyük ise kanalın çokyollu bileşenlerin genlik ve faz değerleri daha hızlı değişir ve

eşuyumlu süresi az olur. Bundan dolayı kanal kestirim yönteminin daha hızlı çalışması gerekir. Genişbant haberleşmede çokyollu bileşenleri analiz etmek için, kanalın sürekli zaman dürtü yanıtını kullanmak çok karmaşık olabilir. Kablosuz haberleşme kanalı için sürekli zaman sistemin eşdeğer ayırık zamanlı modeli önerilmiştir [6].

Gelişen teknoloji ile birlikte hava araçları kablosuz haberleşme bant genişliği artmaktadır ve haberleşme sembol süresi azalmaktadır. Haberleşme sembol süresinin azalmasıyla kanalda çokyollu bileşenlerin etkisi artmaktadır. Hava araçları genel olarak diğer mobil araçlara (kara, deniz) göre yüksek hıza sahiptirler ve haberleşme kanalında yüksek dopler kaymaları oluşur. Literatürde baktığımızda yolcu uçakları ve İHA'lar (İnsansız Hava Aracı) için haberleşme kanalı ile ilgili çalışma yapılmıştır. Hava araçları için iniş/kalkış, park etme, alçalma/yükselme ve havada (take-off, landing, parking, taxiing, en-route) durumları için kanal parametreleri incelenmiş ve ölçümler yapılmıştır. E.Haas yolcu uçakları için [11] [12] [13] bu kaynakları kullanarak kanal modeli geliştirmiştir. Bu modelde kanaldaki maksimum gecikme mesafesi için uçağın maksimum yüksekliğini kullanmıştır [1]. Hava-hava haberleşmesi için gecikme yayılımı $66\mu s$, hava-yer için $33\mu s$ süresini önermiştir. En kötü durumda hava-yer için [13]' de $200\mu s$ önerilmiştir. Dopler frekansı hesaplanmasında hava-yer için $v_{max} = 440m/s$, hava-hava için $v_{max} = 620m/s$ hız değerlerini kullanmıştır. Farklı boyuttaki İHA'lar için hava-yer haberleşme için kanal analizi ve ölçümleri yapılmıştır [14][15][16][17][18]. Bu çalışmaların sonucuna göre kanal gecikme yayılımı İHA'ların maksimum irtifasına göre artmaktadır. Bundan dolayı eşuyumlu bant genişliği azalmaktadır [8]. Genel olarak yüksek irtifaya sahip İHA'ların daha yüksek hızda hareket ettikleri için dopler frekansları artar. Çokyollu bileşen sayısı fiziksel şartlara göre değişmektedir. İHA'lar için iniş ve kalkış durumunda güç gecikme yayılımı $34\mu s$ ve dopler yayılım $2.5KHz$ olabilmektedir [18]. Hava araçlarında stabil kablosuz haberleşme için çokyollu bileşenler için kanal kestirimi yapılmalıdır.

Literatürdeki kanal kestirim yöntemlerini üç gruba ayırabiliriz. Eğitim verisi (Pilot) destekli kanal kestirim, eğitim verisi kullanmayan kör (blind) kanal kestirim ve bu iki yöntemin karışımı yarıkör (semibind) kanal kestirim yöntemleridir. Eğitim verisi destekli kanal kestiriminde verici pilot sembolleri belli aralıklarla gönderir. Alıcıda bilinen bu pilot semboller kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Kör kanal kestiriminde eğitim verisi kullanılmaz, bu-

nun yerine alıcıda kanal, modülasyon özellikleri gibi bilgiler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Yarıkör kanal kestiriminde hem eğitim verisi hemde diğer veriler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Pilot destekli kestirim yönteminde işlem karmaşıklığı diğer yöntemlere göre daha azdır. Pilot destekli kestirimin genel olarak iki dezavantajı vardır. Veri için kullanılabilir bant genişliği pilot sembollerden dolayı azalır. Yüksek mobilite ortamında kanal kestiriminin daha sık yapılması gerekir ve kullanılabilir bant genişliği daha çok azalır. Kör kanal kestiriminde kullanılabilir bant azalmaz, bu bakımdan avantaj sağlar. Ama yüksek işlem karmaşıklığı içerir ve genel olarak stabil çalışmayan yöntemlerdir. Bu yöntem kanal bilgisi varsayımına göre çalışır ve varsayımdaki hatalara duyarlıdır.

Pilot destekli kanal kestiriminde temel olarak

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{K}\mathbf{y} \quad (1.1)$$

$\mathbf{y}$ pilot sembolleri kullanılarak $\mathbf{K}$ yöntemi ile $\tilde{\mathbf{h}}$ kanal vektörü kestirimi yapılır. Pilot destekli kanal kestiriminde WF, LS, MF, ML ve korelatör en yaygın kullanılan kestirim yöntemleridir. Kanal kestirim yöntemlerinin direk gerçekleşmesi işlem yükü bakımından maliyetlidir. Bunun temel sebebi korelasyon matrisinin hesaplanması ve tersinin alınması gibi işlemler yüksek işlem sayısı gerektirir. Bunun yanında doğru kestirim için yeterli örnek sayısının net olmaması kestirimi zorlaştırır. Kanal kestirim yöntemlerinin gerçekleşmesinde adaptif filtreleme, işlem karmaşıklığını azaltması ve kanal bilgisine ihtiyaç duymaması gibi nedenlerden dolayı yaygın kullanılan yöntemdir. Adaptif filtre temel olarak bilinen bir referans sinyali, bilinmeyen bir sistemin çıkışına benzetilerek bilinmeyen sistemin dürtü yanıtı bulunur. Kanal kestiriminde kullanımında ise pilot sinyaller referans sinyal olarak kullanılır ve kanalın dürtü yanıtı bulunur. Adaptif filtre algoritmasının belli bir sonuca yakınsaması için bilinmeyen sistemin istatistiksel olarak ergodik ve geniş zamanda durağan olması gerekmektedir [22].

Hava-hava kablosuz haberleşmede kanal yüksek doplere ve gecikmeye maruz kalmaktadır. Yüksek hızda veri iletimi için sembol süresinin kısılmasından dolayı kanaldan kaynaklanan bozulma, kayıp artmaktadır. Bu sorunlar için f-OFDM iyi çözüm sunmaktadır [33][34]. Bu yöntemle bant altbantlara bölünür ve sembol süresi artar. Sembol süresinin artması çokyollu bileşenlerin yıkıcı etkisini azaltmaktadır. Altbantlar birbirin-

den bağımsız olarak OFDM kullanırlar. Her altbant farklı özellikte olabilir ve kullanılan servise göre bantgenişliği farklı olabilir [33]. Her altbant bağımsız çalışabilir ve bu bütün bandın senkron olması zorunluğunu ortadan kaldırır. Altbantların filtrelenmesi bant dışı yayılımı azaltır ve koruma bandı ihtiyacını azaltır. Yüksek hızlı hava araçları için f-OFDM modülasyonu önerilmiştir. OFDM sisteminde sembol zamanlaması çok iyi yapılması gereken işlemdir. Sembol zamanlamasının doğru yapılmaması alt kanallar arasında diklik kaybı, taşıyıcıları ve semboller arası girişim gibi sorunlar oluşur. Bu sorun ile ilgili literatürde yapılmış farklı çalışmalar vardır [40][42][43]. Benzer sorunlar f-OFDM sisteminde de oluşmaktadır. Sembol zaman kestirimi için periyodik pilot sembollerini kullanan yöntem önerilmiştir ve her altbant için ortak pilot dizisi kullanılmıştır. Altbantlarda kanaldan kaynaklanan zamanlama hatası eşittir ve bunun için tek kestirimci tasarlanmıştır. Hava araçları kanal kırsal ortam kanalı gibi seyrek özellik taşır. Ayrıca altbanttaki bağımsız gürültülerin toplamı nedeniyle gürültü azalır ve kestirim hatası düşer. Seyrek kanal vektörünün kestirimi için f-OFDM sistemine uygun yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem altbant kanalların ortak özelliklerini kullanır ve kanal vektörünün anlamlı olan katsayıların konumlarını bulur. Korelasyon yöntemi ile kanal vektörünün kestirimi yapılır. Anlamlı olan katsayıların konumlarını ve kanal vektörü kullanılarak seyrek kanal vektörünün kestirimi elde edilir. Korelasyon yöntemi seyrek kanal vektörünün kestirimi ile kullanılarak yeni yöntem önerilmiştir. Geliştirilen yöntem Monte-Carlo benzetimi ile yapılan simülasyonlarla test edilmiştir. Testler sonucu önerilen yöntemin BER değerleri elde edilmiştir. Elde edilen BER değerleri kodlama ile düzeltilebilecek seviyelerde olduğu görülmüştür. Sistemde pilot semboller ± 1 Pseudo rasgele değerleri kullanılarak, önerilen yöntemdeki matris çarpım işlemi toplama/çıkarma işlemlerine dönüştürülmüştür. Sonuç olarak FPGA ortamında gerçekleştirilecek yöntemler önerilmiştir. Simulink ortamında kanal eşzamanlama ve kestirim yöntemleri f-OFDM modülasyonu ile birlikte standart HDL modülleri ile tasarlanmıştır.

2. İSTATİSTİKSEL ÇOKYOLLU KANAL MODELLERİ

Kablosuz haberleşme ortamında vericiden gönderilen sinyal alıcıya ulaşana kadar maruz kaldığı fiziksel şartlara göre bozulma ve sönümlenme meydana gelmektedir. Alıcı ile verici arasında direkt görüş hattı yoksa veya bu hattan gelen sinyalin gücü yüksek değilse, alıcıda farklı yollardan gelen sinyallerin toplamı ulaşır ve bu bileşenler baskın olur. Farklı yollardan gelen sinyallerin faz, genlikleri farklı olabilir ve bunların toplamı sonucu alıcıya faz ve genliği değişmiş/bozulmuş sinyaller ulaşabilir. Haberleşme ortamından kaynaklanan farklı çokyollu bileşenlerinin toplamı sonucu sönümlenme oluşmaktadır. Literatürde oluşan bu sönümlenmeye küçük-ölçekli sönümlenme olarak isimlendirilir. Bu çokyollu etkileri deterministik kanallar için ışın-izleme modelleriyle oluşturulabilir ama yaygın kullanılan haberleşme sistemlerinde deterministik modeller pek oluşmaz. Bundan dolayı çokyollu kanalların istatistiksel yöntemlerle karakterize edilmeleri gerekir [7]. Tezin bu bölümünde yüksek hızlı hava araçları için çokyollu kanal modelleri incelenecek ve kanal modeli oluşturulacaktır.

2.1 Zamanla Değişen Kanalin Dürtü Yanıtı

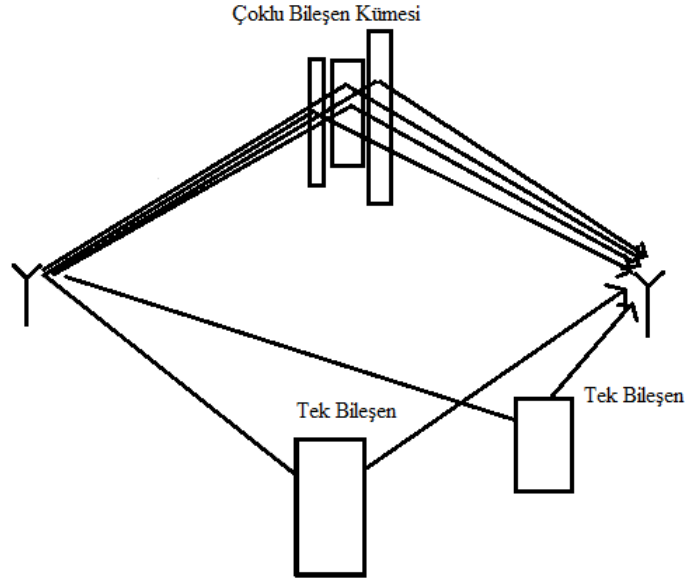
Kablosuz haberleşme sistemlerinde vericiden iletilen sinyalin genel formu [4] 'de

$$v(t) = \Re \{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \} \quad (2.1)$$

eşitliği verilmiştir. Eşitlikte $u(t)$, B_u bant genişlikli $v(t)$ 'nin kompleks zarfı ve f_c taşıyıcı frekansı ifade eder. Alıcıya ulaşan işaret $a(t)$ gürültü ihmal edilirse, DGH(Direk Görüş Hattı) yolu ve çözülebilen bütün çokyollu bileşenlerin toplamı ile oluşur.

$$a(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{j(2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \phi_{Dn})} \right\} \quad (2.2)$$

$n = 0$ için DGH yolu, $n \neq 0$ ise çokyollu bileşenleri ifade etmektedir. $N(t)$ değeri çözülebilen bütün çokyollu bileşenlerin sayısını belirtir ve bilinmeyen bir değişkendir. DGH yolu ve çokyollu bileşenlerin yol uzunluğu $r_n(t)$ diye ifade edersek buna karşılık gelen gecikme $\tau_n(t) = r_n(t)/c$, dopler faz kayması ϕ_{Dn} ve genlik $\alpha_n(t)$ olur. Tek bir yansımaya ait n . yol için $\alpha_n(t)$ yol ve gölgelemekten kaynaklanan zayıflamayı ifade eder. Gecikme



Şekil 2.1. Tek ve çoklu yansıma bileşenleri

$\tau_n(t)$ ve dopler f_{D_n} alınan sinyalde faz değişimine sebep olur. Gecikmeden kaynaklı faz değişimi $e^{j(2\pi f_c(\tau_n(t)))}$, doplerden kaynaklı faz değişimi ise

$$\phi_{D_n}(t) = \int_0^{\tau_n(t)} 2\pi f_{D_n}(t) dt \quad (2.3)$$

ile hesaplanır [4]. Alıcıya ulaşan n . yol bileşeni tek bir yansıma ait bileşen olabildiği gibi yakın gecikmeye sahip bileşenlerin toplamı da olabilir. İki çokyollu bileşenin gecikmesi τ_1 ve τ_2 olmak üzere $|\tau_1 - \tau_2| \gg B_u^{-1}$ ise bu bileşenler alıcıda çözülebilir. Eğer $|\tau_1 - \tau_2| \ll B_u^{-1}$ ise $u(t - \tau_1) \approx u(t - \tau_2)$ olur ve alıcıda çözülemezler. Alıcıda bunların toplamından tek bileşen oluşur. Bu bileşenin faz ve genliği bileşenlerin toplamına göre oluşur. Farklı çözülemeyen bileşenlerin yapıcı ve yıkıcı toplamından dolayı alınan sinyalin genliği hızlı değişimlere uğrar ve alınan sinyalde yüksek derecede zayıflamaya neden olabilir. Alıcı vericinin çok küçük mesafeli yer değiştirmesinde bile sönümlemeye büyük değişimlere sebep olabilir. Kablosuz haberleşme ortamında $\alpha_n(t)$, $\tau_n(t)$ ve $\phi_{D_n}(t)$ durağan ve ergodik olan rasgele süreçler olarak kabul edilebilir [4]. Buna göre alınan

işaret de durağan ve ergodik rasgele süreç kabul edilebilir. Denklem 2.2’de

$$\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{D_n} \quad (2.4)$$

eşitliği yazılırsa, $a(t)$ ifadesi sadeleştirilebilir.

$$a(t) = \Re \left\{ \left[\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi f_c t} \right] \right\} \quad (2.5)$$

$\alpha_n(t)$ kanaldaki zayıflamaya bağlı iken, $\phi_n(t)$ gecikme ve doplere bağlıdır. Bu nedenle iki parametre birbirinden bağımsız rasgele iki süreç olarak kabul edilir.

Denklem 2.5 ’de gerekli çıkarımlar yapıldıktan sonra kablosuz haberleşme sistemleri için zamanla değişen kanal dürtü yanıtı genel formu

$$c(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.6)$$

ile ifade edilebilir [4]. Kanal dürtü yanıtı $c(\tau, t)$ alçak geçiren filtre özelliği göstermektedir.

2.2 Darbant Sönümleme Modeli

Kanaldaki gecikme yayılımı T_m olmak üzere, $T_m \ll B_u^{-1}$ ile $\{\tau_i < T_m, \forall_i\}$ şartı sağlanıyorsa $\{u(t - \tau_i) \approx u(t), \forall_i\}$ olarak kabul edilebilir. Bu durumda denklem 2.5

$$a(t) = \Re \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \left(\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right) \right\} \quad (2.7)$$

ile tekrar ifade edilebilir. İletilen sinyal kanalın kattığı kompleks çarpım faktörü ile alıcıya ulaşır. Kompleks çarpım faktörü iletilen sinyale bağlı değildir ve kanala bağlı olarak rastgele değişmektedir. Rasgele kompleks çarpım faktörünü karakterize etmek için, taşıyıcı frekansta modüle edilmemiş rasgele ϕ_0 faz ofseti ile işaret gönderilirse alınan sinyal:

$$a(t) = \Re \left\{ e^{j2\pi f_c t} \left(\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right) \right\} \quad (2.8)$$

ile ifade edilebilir. $a(t)$ sinyalinin reel ve sanal bileşenleri:

$$a_I(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \cos \phi_n(t), \quad (2.9)$$

$$a_Q(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \sin \phi_n(t), \quad (2.10)$$

$\phi_n(t)$ faz değeri $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{D_n} - \phi_0$ dir. Alınan sinyalin fazı dopler ve gecikmeden dolayı değişir. Merkezi Limit Teoremine göre yeterince büyük $N(t)$ için, $a_I(t)$ ve $a_Q(t)$ değişkenleri Gauss dağılım, $\phi_n(t)$ ise $[\pi, -\pi]$ arasında düzgün (uniform) dağılım özelliği gösterir [4]. X ve Y sıfır-ortalamalı ve eşit varyansa sahip Gauss rasgele iki değişkenin oluşturduğu $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$ değişkeni Rayleigh ve Z^2 değişkeni üstel dağılımında olduğu gösterilebilir. Alıcı verici arasında direk görüş hattı yoksa alınan sinyalin reel ve sanal bileşenleri $a_Q(t)$ ve $a_I(t)$ sıfır-ortalamalı Gauss rasgele iki değişkenleri olur. Değişkenlerin varyansları σ^2 olarak kabul edilirse, buna göre sinyalin genliği $|a(t)|$

$$z(t) = |a(t)| = \sqrt{a_Q(t)^2 + a_I(t)^2} \quad (2.11)$$

ile ifade edilebilir. Gerekli çıkarım adımları yapıldığında, alınan sinyalin genliği Rayleigh dağılımında olduğu gösterilebilir.

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp[-z^2/(2\sigma^2)], z \geq 0 \quad (2.12)$$

Denklemden $2\sigma^2 = \sum_n E[\alpha_n]$ alınan sinyalin ortalama gücünü ifade eder ve yol, gölgeleme kaybına bağlıdır. Alınan sinyalin güç dağılımı değişken değiştirme metodu ile elde edilebilir. Denklem 2.12'da $x = z(t)^2 = |a(t)|^2$ konulursa

$$p_{Z^2}(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp[-x/(2\sigma^2)], x \geq 0 \quad (2.13)$$

alınan sinyalin gücü $2\sigma^2$ ortalamalı üstel dağılımda olur. Alıcı verici arasında direk görüş hattı varsa alınan sinyalin reel ve sanal bileşenleri sıfır-ortalamalı Gauss dağılımında

olmazlar ve faz düzgün dağılım özelliği göstermez. Bu durumda direk görüş hattı bileşenin fazı baskın olabilir. Alınan sinyal kompleks Gauss bileşenlerle ve DGH bileşenin süperpozisyon toplamından oluşur. Alınan sinyal Rician dağılımında olduğu gösterilebilir [5].

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(z^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), z \geq 0 \quad (2.14)$$

Denklemden

$$2\sigma^2 = \sum_{n, n \neq 0} E[\alpha_n]$$

DGH olmayan bileşenlerin ortalama gücü, $s^2 = \alpha_0$ ise DGH bileşenin gücünü ifade eder. I_0 fonksiyonu 0. dereceden modife Bessel fonksiyonudur. Genel olarak Rician dağılımı $K = s^2/2\sigma^2$ sönümlenme faktörü ile ifade edilir. $K = 0$ için Rayleigh sönümlenme olur, $K = \infty$ durumunda ise sadece DGH bileşeni olur ve sönümlenme olmaz. Pratik uygulamalarda kablosuz kanal sönümlenmesi bazı durumlarda hem Rayleigh hem de Rician dağılımı ile uyuşmaz. Nakagami sönümlenme dağılımı farklı fiziksel şartları kapsayan bir model olarak geliştirilmiştir [4].

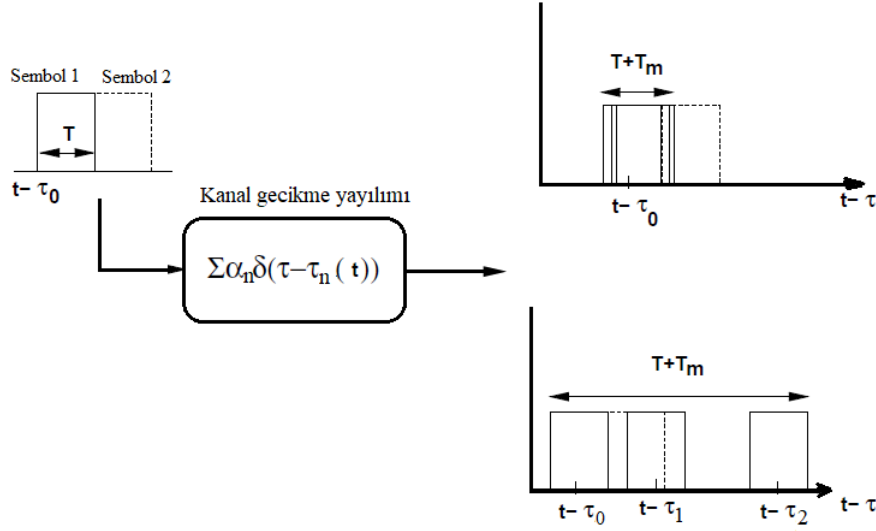
$$p_Z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m) P_r^m} \exp\left[-\frac{mz^2}{P_r}\right], m \geq 0.5 \quad (2.15)$$

P_r ortalama alınan güç, $\Gamma(.)$ ise gamma fonksiyonunu ifade eder. Nakagami dağılımında P_r ve m değışkeleri dağılımı belirler. $m = 1$ için Rayleigh, $m = (K + 1)^2/(2K + 1)$ için Rician dağılımı olur. Farklı m değeri için deneysel ölçümlere göre elde edilen kanal modellerinin dağılımı ifade edilebilir. Nakagami sönümlenme için güç dağılımı değışken değıştirme yöntemiyle elde edilebilir.

$$p_{Z^2}(x) = \left(\frac{m}{P_r}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left[-\frac{mx}{P_r}\right], x \geq 0 \quad (2.16)$$

2.3 Genişbant Sönümlenme Modeli

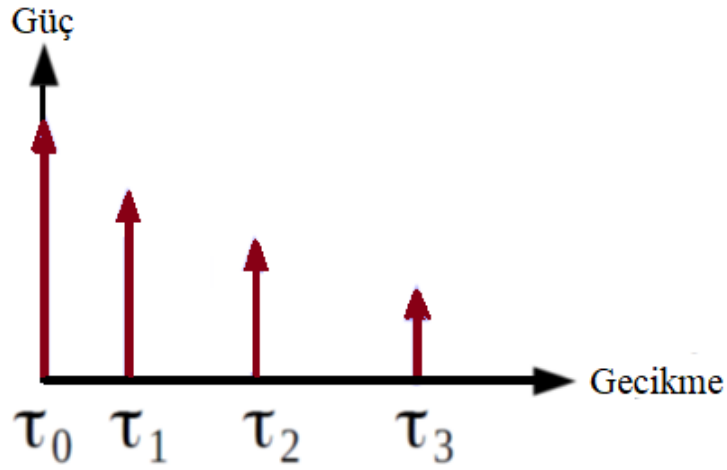
Kanaldaki gecikme yayılımı $T_m \gg B_u^{-1}$ ise çokyollu bileşenlerin zamandaki yayılımından dolayı alınan sinyalde darbant sönümlenmeden farklı bozulma olur. Şekil 2.2’de ve-



Şekil 2.2. Çokyollu bileşenlerin zamanda yayılması

ricide iletilen sembollerin zamanda yayılması gösterilmiştir. Literatürde semboller arası girişim olarak adlandırılır ve bu bozulmayı azaltmak için farklı yöntemler geliştirilmiştir. Çok taşıyıcılı modülasyon, sinyal denkleştirme (equalization), yayılmış spektrum (spread spectrum) yöntemleri örnek verilebilir. Genişbant ve darbant sönümlleme arasındaki temel fark sembol süresinin kanal gecikme yayılımına göre durumudur. Sembol süresi kanal gecikme yayılımına göre yeterince büyükse darbant, küçük ise genişbant sönümlleme özelliği gösterir. Sembol süresi kanal gecikme yayılımına yakınsa sönümlleme genişbant ve darbant arasında değişken olur. Genişbant sönümllemede kanalın bant genişliği iletilen sinyalin bant genişliğinden daha küçük olduğundan sönümlleme bant boyunca büyük farklılık gösterir ve frekans seçici sönümlleme olarak adlandırılır. Genişbant haberleşmede yeterince çokyollu bileşenler varsa, alıcıya ulaşan sinyalin fazı düzgün (uniform) ve genliği Rayleigh dağılımında olur. Genlik ve faz dağılımı genişbant sönümllemeyi ifade etmek için yeterli olmaz.

Güç gecikme profili (GGP) ve Dopler güç spektrumu genişbant kanal sönümllemeyi modellemek için kullanılan en yaygın kanal karakteristikleridir [1]. Güç gecikme profili ve Dopler güç spektrumu birbirinden bağımsız olduğu varsayılır. GGP kanal çokyollu bileşenin gecikme süresi, genliği ve gücü ile ilgili bilgi verir. GGP gecikme değişkenine



Şekil 2.3. Örnek Güç gecikme profili

göre şu şekilde yazılabilir:

$$\rho(\tau) = \sum_{\ell} E[|\alpha_{\ell}|^2] \delta(\tau - \tau_{\ell}) \quad (2.17)$$

Alınan sinyalin gücü genellikle gecikmelerin artmasıyla zayıflar ve gücün ortalama değerinin gecikme ile üstel dağılımında olduğu kabul edilir [9][4]. Şekil 2.2'de örnek bir GGP gösterilmiştir.

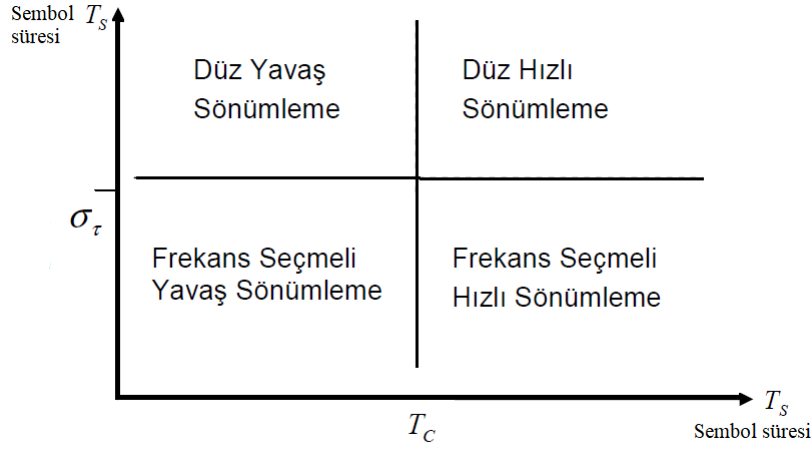
$$E[|\alpha_{\ell}|^2] = e^{-\frac{\tau_{\ell}}{\sigma_t}} \quad (2.18)$$

GGP ℓ . kanal bileşeni için kanal gecikmesi τ_{ℓ} , genlik α_{ℓ} ve güç $P(\tau_{\ell})$ ile ilgili bilgi verir. Ortalama gecikme $\bar{\tau}$,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{\ell} \alpha_{\ell}^2 \tau_{\ell}}{\sum_{\ell} \alpha_{\ell}^2} = \frac{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell}) \tau_{\ell}}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} \quad (2.19)$$

eşitliği ile hesaplanır[8] ve τ_{ℓ} alıcıda sezilebilen ilk sinyal τ_0 göre ölçülen gecikme değeridir. RMS (Root Mean Square) gecikme σ_t ise

$$\sigma_t = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (2.20)$$



Şekil 2.4. Sembol süresine göre kanal sınıflandırılması

denklemleri ile hesaplanır. Burda $\overline{\tau^2}$ ikinci derece momenti ifade eder ve

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{\ell} \alpha_{\ell}^2 \tau_{\ell}^2}{\sum_{\ell} \alpha_{\ell}^2} = \frac{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell}) \tau_{\ell}^2}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} \quad (2.21)$$

eşitliği ile hesaplanır. Kanalin RMS gecikme değerinin yüksek olması kanaldaki çok-yollu bileşenlerinin sayısının yüksek olduğunu gösterir ve kanal kestirim yönteminin karmaşıklığını artırır. Kanal eşuyumlu bant genişliği B_c , RMS gecikme yayılımı ile ters orantılıdır. Eşuyumlu bant genişliği kanalın istatistiksel olarak eşit güç kazancı ve doğrusal faz cevabına sahip olduğu frekans aralığıdır. Eşuyumlu bant genişliği küçük-ölçekli sönümlemeye maruz kalmış f_1 ve f_2 frekanslı iki sinyalin çapraz korelasyonun normalize edilmesiyle bulunur. Frekans aralığı $\Delta f = |f_2 - f_1|$ korelasyon değerini belirler ve bu değer eşuyumlu bant genişliği $\tilde{B}_c$ kestiriminde kullanılır. Korelasyon değeri 0.9 daha büyük değerler için [8]

$$\tilde{B}_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (2.22)$$

0.5 daha büyük değerler için

$$\tilde{B}_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.23)$$

eşitlikleri kullanılabilir. Haberleşme sisteminde B bant genişliği olmak üzere: $B \ll \tilde{B}_c$

ise kanal düz (darbant) sönümlleme, $B \gg \tilde{B}_c$ ise frekans seçici (genişbant) sönümlleme özelliği gösterir.

Dopler etkisi alıcı ve vericinin hareket etmesinden kaynaklanan frekans değişimidir. f_d dopler frekansı

$$f_d = \frac{|\vec{V}|}{\lambda} \cos \varphi, \quad (2.24)$$

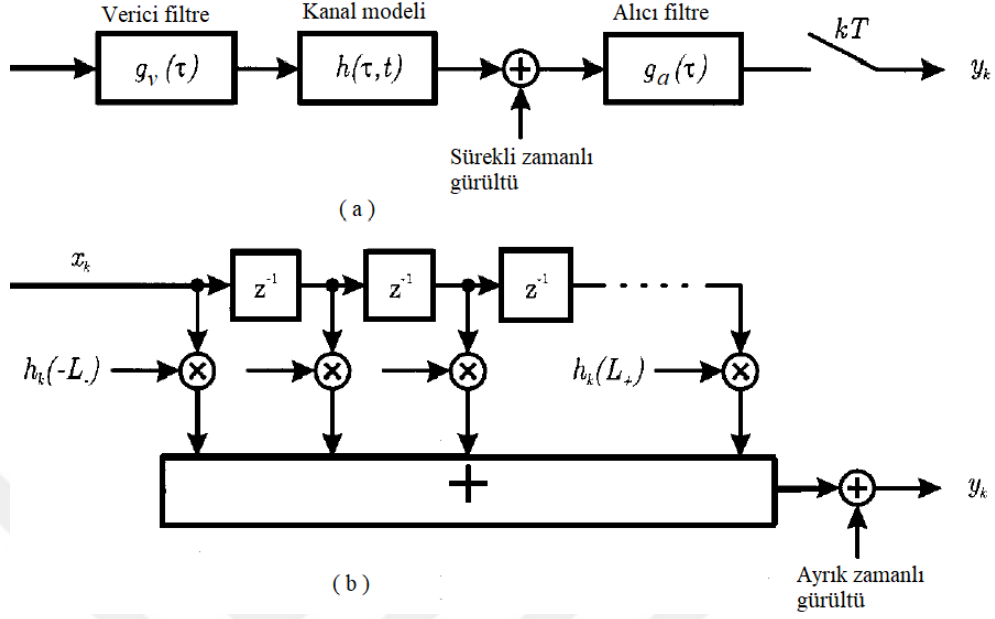
ile hesaplanır. Denklemden $\vec{V}$ haberleşme sistemindeki alıcı verici arasındaki bağıl hız, φ alıcıya gelen sinyal varış açısı ve λ sinyalin dalga boyudur. Dopler frekansı $\{f_{dmax} \varphi = 0^\circ, f_{dmin} \varphi = 180^\circ\}$ arasında değişir ve kanalın dopler güç spektrumunu oluşturur. Kanal eşuyumlu süresi T_c dopler frekansına bağlıdır ve

$$\tilde{T}_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{dmax}^2}} \cong \frac{0.423}{f_{dmax}} \quad (2.25)$$

eşitliği ile ifade edilebilir [8]. T_c eşuyumlu süresi istatistiksel olarak kanal dürtü yanıtının değişmediği süreyi hesaplar. Kanalda dopler frekansı büyük ise kanalın çokyollu bileşenlerin genlik ve faz değerleri daha hızlı değişir. Bundan dolayı kanal kestirim yönteminin daha hızlı çalışması gerekir. Alıcıda T_c süresi içinde alınan sinyallerin yüksek korelasyon değerine sahip olması beklenir. Haberleşme sisteminde T_s sembol süresi olmak üzere $T_s \ll T_c$ yavaş sönümlü, $T_s \gg T_c$ ise hızlı sönümlü kanal olarak ifade edilir [4]. Şekil 2.4'de gecikme yayılımı ve eşuyumlu süresine göre kanal sınıflandırılması gösterilmiştir.

2.4 Ayırık Zamanlı Kanal Modeli

Genişbant haberleşmede çokyollu bileşenleri analiz etmek için, kanalın sürekli zaman dürtü yanıtını kullanmak çok karmaşık olabilir. Kablosuz haberleşme kanalı için sürekli zaman sistemin eşdeğer ayırık zamanlı modelini önerilmiştir [6]. Eşdeğer ayırık zamanlı modelde haberleşme sistemini oluşturmak için verici ve alıcıda darbe-şekillendirme, fiziksel kanal, gürültü ve örnekleme kullanılmaktadır. Sistemdeki bileşenlerin etkisi kompleks katsayılarla ifade edilmektedir. Örnekleme zamanı sembol süresinden farklı olabilir.



Şekil 2.5. Sürekli ve ayrık zamanlı kanal modeli

Denklem 2.6 elde edilen kanal modeli $t = t_1$ için

$$c(\tau) = \sum_{\ell} \alpha_{\ell} \delta(\tau - \tilde{\tau}_{\ell}) \quad (2.26)$$

ile ifade edilir. Denklemde α_{ℓ} kanalın ℓ . bileşenin kompleks genliği, $\tilde{\tau}_{\ell}$ ise ℓ . bileşenin gecikmesidir. Sistemde örnekleme aralığı T_s olmak üzere gecikme $\tilde{\tau}_{\ell} = \tau_{\ell} T_s$ olarak ifade edilirse kanalın eşdeğer ayrık zamanlı ifadesi;

$$c(\tau) = \sum_{\ell} \alpha_{\ell} \delta(\tau - \tau_{\ell} T_s) \quad (2.27)$$

olarak yazılabilir. Kanalın frekans cevabı $g(f)$ fourier dönüşümü ile bulunur.

$$g(f) = \sum_{\ell} \alpha_{\ell} e^{-j2\pi f \tau_{\ell} T_s} \quad (2.28)$$

$f = \frac{k}{NT_s}$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ için $g(f)$ ayrık zamanlı formu bulunur.

$$g(k) = \sum_{\ell} \alpha_{\ell} e^{-j2\pi \tau_{\ell} k / N} \quad (2.29)$$

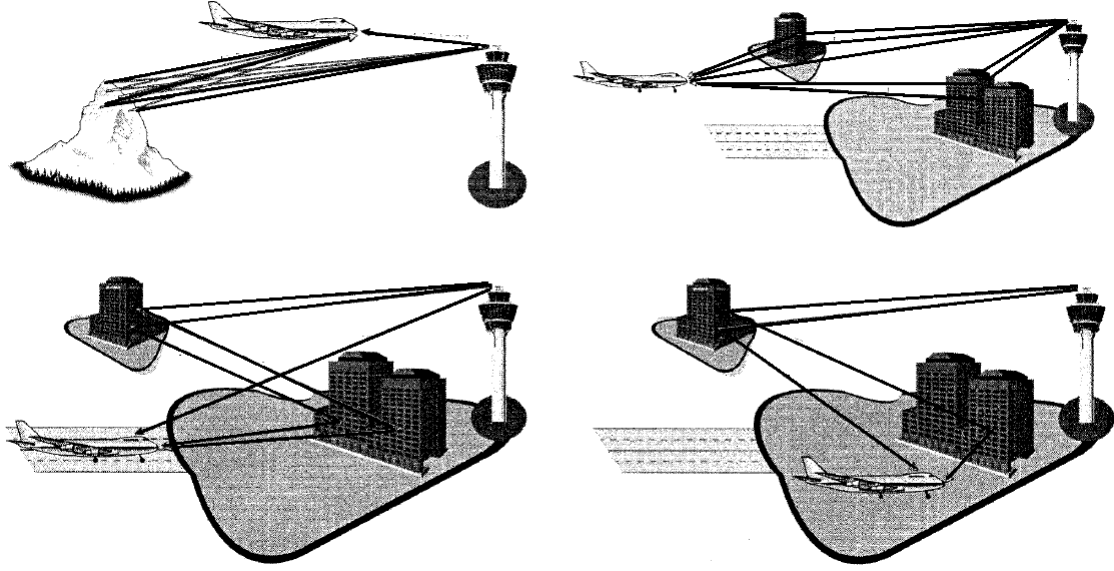
Elde edilen $g(k)$ denkleminin ters fourier dönüşümü alınırsa kanalın dürtü yanıtı bulunur.

$$c(n) = \frac{1}{N} \sum_{\ell} \alpha_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{N}(n+(N-1))\tau_{\ell}} \frac{\sin(\pi\alpha_{\ell})}{\sin(\frac{\pi}{N}(\alpha_{\ell} - n))} \quad (2.30)$$

Sistemde τ_{ℓ} tam sayı ise $c(\tau_{\ell}) = \alpha_{\ell}$ olur. Bu durumda kanaldaki çokyollu bileşenler tam örnekleme aralığına denk gelir ve güç sızıntısı olmaz. Sistemde τ_{ℓ} tam sayı değilse $c(\tau_{\ell}) \neq \alpha_{\ell}$ çokyollu bileşenler tam örneklenemezler ve güç sızıntısı olur. Bundan dolayı çokyollu bileşenlerin bütün gücü alıcıda alınmaz.

2.5 Yüksek Hızlı Hava Araçları Kanal Özellikleri

Günümüzde gelişen sensör teknolojilerinin kullanımı ile sensörlerden elde edilen veri miktarı artmaktadır. Yüksek çözünürlüklü kameralar, termal kameralar, RF sinyal analiz sistemleri gibi donanımların hava araçlarında kullanımı yaygınlaşmaktadır. Bu sensörlerden elde edilen verilerin verimli kullanılması için anlık olarak yer istasyonu ve hava araçları arasında paylaşılması ihtiyacı artmaktadır. Artan veri miktarı ile hava araçlarının haberleşme bant genişliği artmaktadır ve haberleşme sembol süresinin azalmasıyla kanalda çokyollu bileşenlerin etkisi artmaktadır. Hava araçları genel olarak diğer mobil araçlara (kara, deniz) göre yüksek hıza sahiptirler. Bundan dolayı haberleşme kanalında yüksek dopler kaymaları oluşur. Literatürde yolcu uçakları, İHA için iniş/kalkış, park etme, alçalma/yükselme ve havada (take-off, landing, parking, taxiing, en-route) durumları için kanal parametreleri incelenmiş ve ölçümler yapılmıştır. E. Haas yolcu uçakları için [11], [12] [13] bu kaynakları $33\mu s$ süresini önermiştir. En kötü durumda hava-yer için [13]' de $200\mu s$ önerilmiştir. Dopler frekansı hesaplanmasında hava-yer için $v_{max} = 440m/s$, hava-hava için $v_{max} = 620m/s$ hız değerlerini kullanmıştır. Kanal modeli olarak Clarke ve Jakes tarafından geliştirilen yöntem kullanılmıştır ama çokyollu bileşenler sadece kısıtlı dar açıdan gelebileceğini göstermiştir. Çoğu durumda kanaldaki sönümlenme Rician modeline uyduğunu göstermiştir. Farklı boyuttaki İHA'lar için hava-yer haberleşme için kanal analizi ve ölçümleri yapılmıştır [14][15][16][17][18]. Bu çalışmaların sonucuna göre RMS gecikme yayılımı İHA'ların maksimum irtifasına göre artmaktadır. Bundan dolayı eşyumuş bant genişliği azalmaktadır [8]. Genel olarak yüksek irtifaya sahip İHA'ların daha yüksek hızda hareket ettikleri için dopler frekansları

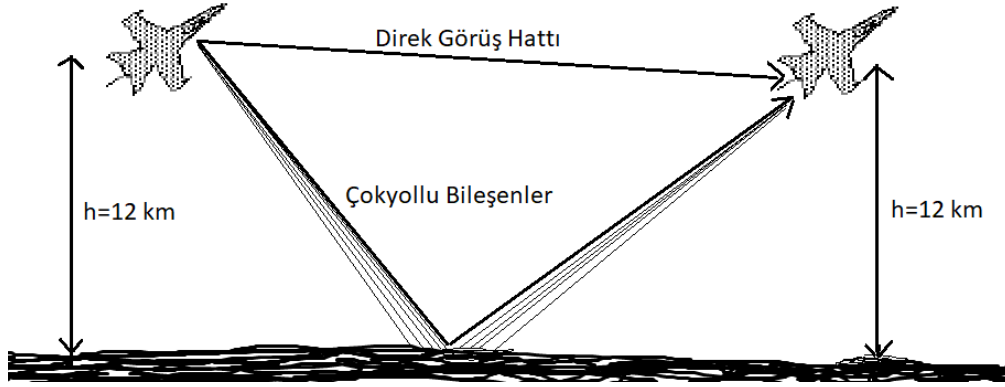


Şekil 2.6. Yolcu uçakları kanal senaryoları [1]

artar. Çokyollu bileşen sayısı fiziksel şartlara göre değişmektedir. İHA'lar için iniş ve kalkış durumunda güç gecikme yayılımı $34\mu s$ ve dopler yayılım $2.5KHz$ olabilmektedir [18]. Genel olarak savaş uçakları için kanal modeli diğer hava araçları kanal modeline uymaktadır.

2.6 Hava Araçları Kanal Senaryoları

Genel olarak hava-hava ve hava-yer kablosuz haberleşme kanalı dış ortam (kırsal) kanal modeline uymaktadır. Kırsal alanda yoğun çokyollu bileşenlerin oluşması beklenmeyen bir durumdur. Fakat kırsal ortamda iki varış yolu arasındaki zaman farkı sembol süresine göre yüksek olması muhtemeldir. Bazı kablosuz iletişim ortamlarında, örneğin, kapalı ortamda, iki varış yolunun zaman farkı sembol süresine göre kıyasla çok büyük değildir, bu nedenle kanal zengin çokyollu kanalın yaklaşık özellikleri taşır [9][3]. Geri kalan çoğu kablosuz iletişim ortamlarında iki varış yollarının zaman aralığı sembol süresine göre nispeten yüksektir. Şekil 2.7'de bu durum için örnek senaryo gösterilmiştir. Bu kanallar seyrek çokyollu kanalın özellikleri taşır.



Şekil 2.7. Hava-hava kablosuz haberleşme



Şekil 2.8. Senaryo 1 direk görüş hattı ve çokyollu bileşenler

2.6.1 Direk Görüş Hattı ve Çokyollu Bileşenler

Alıcı verici arasında herhangi bir fiziksel engel (yeryüzü engelleri, uçak gövde veya kanat kısımları vb) olmadığında belli bir haberleşme mesafesine kadar alıcıya direk görüş hattı ulaşır. Bunun yanında zayıf da olsa yeryüzü şekillerinden yansıyan çokyollu bileşenlerin ulaşması beklenir. Bu durumda sönümleme Rician modeline uymaktadır. Şekil 2.8'de bu durum için örnek senaryo gösterilmiştir. Uçakların uçuş yüksekliğine ve fiziksel şartlara göre direk görüş hattı ile çokyollu bileşenler arasında sembol süresine göre yüksek zaman farkı oluşabilir.



Şekil 2.9. Senaryo 2 zayıf direk görüş hattı ve çokyollu bileşenler



Şekil 2.10. Senaryo 3 sadece çokyollu bileşenler

2.6.2 Zayıf Direk Görüş Hattı ve Çokyollu Bileşenler

Verici alıcı arasında DGH olmasına rağmen aradaki fiziksel şartlardan dolayı yüksek sönmülemekten dolayı oluşur. Yeryüzü engelini veya uçak duruş açısına göre uçak metal kısımlarının DGH kısmen engellemeye başlaması buna neden olabilir. DGH yanında çokyollu bileşenlerin alıcıya ulaşması beklenir. Bu durumda sönmüleme Rician modeline uymaktadır. Uçakların uçuş yüksekliğine ve fiziksel şartlara göre direk görüş hattı ile çokyollu bileşenler arasında sembol süresine göre yüksek zaman farkı oluşabilir. Şekil 2.9'de bu durum için örnek senaryo gösterilmiştir.

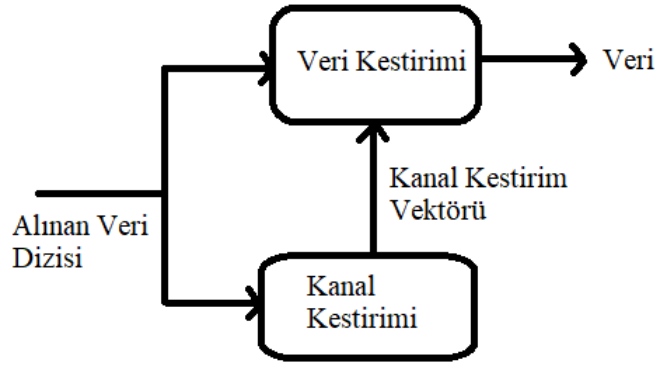
2.6.3 Sadece Çokyollu Bileşenler

Yeryüzü engelini veya uçak duruş açısına göre uçak metal kısımlarının DGH tamamen engellemeye başlaması buna neden olabilir. Bu durumda sönmüleme Rayleigh modeline uymaktadır. Uçakların uçuş yüksekliğine ve fiziksel şartlara göre çokyollu bileşenler arasında sembol süresine göre yüksek zaman farkı oluşabilir. Şekil 2.10'de bu durum için örnek senaryo gösterilmiştir.

3. KANAL KESTİRİM VE ÇOKTAŞIYIÇILI MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

3.1 Kanal Kestirim Yöntemleri

Kanal kestirim yöntemleri temel olarak üç gruba ayrılır. Eğitim verisi (pilot sembolleri) destekli kanal kestirim, eğitim verisi kullanmayan kör (blind) kanal kestirim ve bu iki yöntemin karışımı yarıkör (semibland) kanal kestirim yöntemleridir. Eğitim verisi destekli kanal kestiriminde verici pilot sembolleri belli aralıklarla gönderir. Alıcıda bilinen bu pilot semboller kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Kör kanal kestiriminde eğitim verisi kullanılmaz, bunun yerine alıcıda kanal, modülasyon özellikleri gibi bilgiler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Yarıkör kanal kestiriminde hem eğitim verisi hem de diğer veriler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Şekil 3.1’de kanal kestirim sistem diyagramı gösterilmiştir. Pilot destekli kestirim yönteminde işlem karmaşıklığı diğer yöntemlere göre daha azdır. Pilot destekli kestirimin genel olarak iki dezavantajı vardır. Veri için kullanılabilir bant genişliği pilot sembollerden dolayı azalır. Yüksek mobilite ortamında kanal kestiriminin daha sık yapılması gerekir ve kullanılabilir bant genişliği daha çok azalır. Kör kanal kestiriminde kullanılabilir bant azalmaz, bu bakımdan avantaj sağlar. Ama yüksek işlem karmaşıklığı içerir ve genel olarak stabil çalışmayan yöntemdir. Bu yöntem kanal bilgisi varsayımına göre çalışır ve varsayımdaki hatalara duyarlıdır. Tezde pilot destekli kanal kestirim yöntemine dayalı çalışma yapılacaktır.



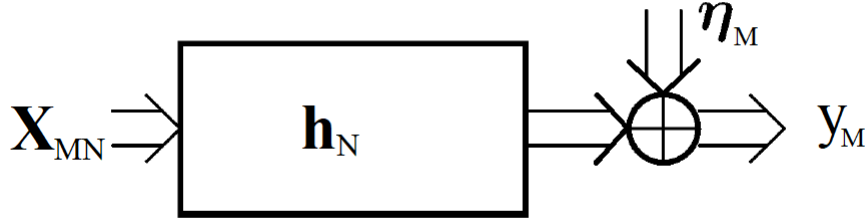
Şekil 3.1. Kanal kestirim diyagramı

3.2 Pilot Destekli Kanal Kestirim Yöntemleri

Pilot destekli kanal kestiriminde WF (Wiener Filter), LS (Least Square), MF (Matched Filter), ML (Maximum Likelihood) ve korelatör (correlator) en yaygın kullanılan kestirim yöntemleridir. Kestirim yöntemlerinin kolay anlatımı için parametre ve verilerin matris, vektör gösterimi kullanılacaktır. Tezde tek kullanıcı için kanal kestirim yöntemleri çalışılacak ve diğer kullanıcı sinyalleri gürültü olarak kabul edilecektir. Kanalin ayrık zamanlı dürtü yanıtı

$$\mathbf{h}(nT_s) = c(\tau) = \sum_{\ell=1}^N \alpha_{\ell} \delta(\tau - \tau_{\ell} T_s)$$

çokyollu bileşenlerin kompleks katsayılarından oluşan $\mathbf{h} = [h[0], h[1], \dots, h[N-1]]^T$ vektörü ile ifade edebiliriz. Kanal analizlerinde kolaylık sağlaması için tam örneklenmiş kanal kabul edilecektir ve τ_{ℓ} tam sayı olmaktadır. Korelasyon matrisi $\mathbf{R}_h = E[(\mathbf{h})(\mathbf{h})^H]$ kanalın zaman içindeki beklenen özelliğini karakterize eder. Matrisin özdeğer (eigenvalue) dağılımı kanalın güç gecikme profiline göre şekillenir. Haberleşme sisteminde iletilen M pilot sembol, $\mathbf{x} = [x[0], x[1], x[2], \dots, x_{M-1}]^T$ vektörü ile ifade edebiliriz. Bu vektörlerden



Şekil 3.2. Matris, vektör notasyonu ile sistem modeli

oluşan $\mathbf{X}$ matrisi

$$\mathbf{X}_{MN} = \begin{pmatrix} x[0] & x[-1] & \dots & x[1-N] \\ x[1] & x[0] & \dots & x[2-N] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x[M-1] & x[M-2] & \dots & x[M-N] \end{pmatrix}$$

Toeplitz özelliği gösterir. Matrisin her satırı kanalın $t = nT_s$ zamanı için ortamdaki pilot sembolleri ifade eder. Kanaldaki gecikmeden dolayı pilot sembollerin konvolüsyon toplamı alıcıda alınır. Bu notasyonla alıcının aldığı pilot semboller

$$\mathbf{y}_M = \mathbf{X}_{MN}\mathbf{h}_N + \boldsymbol{\eta}_M \quad (3.1)$$

ile ifade edilebilir.

Alınan sinyal $\mathbf{y} = [y[0], y[1], y[2], \dots, y_{M-1}]^T$ ve gürültü ($\boldsymbol{\eta} = [\eta[0], \eta[1], \eta[2], \dots, \eta_{M-1}]^T$) vektörü ile ifade edilir. Gürültü $\boldsymbol{\eta}_M \sim N_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_\eta)$ ile Gaussian dağılımındadır. Gürültü modeli analizlerde kolaylık sağlaması için, beyaz (white noise) gürültü kabul edilecektir. Bu durumda gürültünün kovaryans matrisi ile varyansı arasında $\sigma_n^2 = \text{trace}(\mathbf{R}_\eta)/(M)$ ilişkisi vardır. Şekil 3.2'de matris, vektör notasyonu ile sistem modeli gösterilmiştir.

Herhangi bir kestirim yönteminde hata, doğru değer ile kestirim yapılan değer arasındaki farktır [25].

$$e = a - \tilde{a} \quad (3.2)$$

Pilot destekli kanal kestiriminde temel olarak

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{K}\mathbf{y} \quad (3.3)$$

$\mathbf{y}$ pilot sembolleri kullanılarak $\mathbf{K}$ yöntemi ile $\tilde{\mathbf{h}}$ kanal vektörü kestirimi yapılır. Kanal vektörü $\mathbf{h}$ rasgele (random) olarak kabul eden Bayes tarzı kestirimde LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) ile

$$\mathbf{K}_{LMMSE} = \underset{\mathbf{K}}{\operatorname{argmin}} E[\|\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|_2^2] \quad (3.4)$$

kestirim yapılır. Kanal katsayıları ve gürültü Gaussian dağılımında ise çözüm

$$\mathbf{K}_{LMMSE} = (\mathbf{I}_M + \mathbf{R}_h \mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{R}_h \mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \quad (3.5)$$

ile bulunur [19][20]. Beklenen değer kanal $\mathbf{h}$ ve gürültü η değişkenlerine göre alınmıştır. Kestirim gürültü kovaryans matrisi, pilot sembolleri ve kanal korelasyon matrisine bağlıdır. Bu kestirim her SNR (Signal-to-Noise Ratio) değeri için optimum çözümü sağlar. WF kestirimi alıcıda giriş $y(n)$ sinyali ile referans sinyal $\mathbf{x}[n]$ kullanılarak LMS (Least Mean Square) fonksiyonu için kestirim yapılır.

$$\tilde{\mathbf{h}}_{WF} = \underset{\tilde{\mathbf{h}}}{\operatorname{argmin}} E[\|y(n) - \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{x}[n]\|_2^2] \quad (3.6)$$

Denkleminin çözümü, kanal kestirimini verir. Denklemin minimum yapan çözümü, $\tilde{\mathbf{h}}$ vektörüne göre türevin sıfır olduğu değerdir. Buna göre çözüm

$$\tilde{\mathbf{h}}_{WF} = E[\mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n]]^{-1} E[y[n] \mathbf{x}[n]] \quad (3.7)$$

olarak bulunur [22]. Denklemden

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}[n]\mathbf{x}[n]^H] \quad (3.8)$$

$$= E \begin{bmatrix} x[n]x[n] & x[n]x[n-1] & \dots x[n]x[n-(N-1)] \\ x[n-1]x[n] & x[n-1]x[n-1] & \dots x[n-1]x[n-(N-2)] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x[n-(N-1)]x[n] & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} r[0] & r[1] & \dots r[N-1] \\ r[1] & r[0] & \dots r[N-2] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r[N-1] & r[N-2] & \dots r[0] \end{bmatrix}$$

$\mathbf{R}_{xx}$ pilot sembollerinin $(N \times N)$ boyutunda özkorelasyon matrisidir.

$$\mathbf{r}_{yx} = E[y[n]\mathbf{x}[n]] = E \begin{bmatrix} y[n]x[n] \\ y[n]x[n-1] \\ \vdots \\ y[n]x[n-(N-1)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{dx}[0] \\ r_{dx}[1] \\ \vdots \\ r_{dx}[N-1] \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Elde edilen $\mathbf{r}_{yx}$ vektörü $(N \times 1)$ alınan sinyal ile pilot sembolleri arasındaki çapraz korelasyon vektörüdür. Sonuç olarak kestirim

$$\tilde{\mathbf{h}}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{yx} \quad (3.10)$$

ile ifade edilebilir ve Wiener-Hopf denklemi olarak bilinir [22][23]. Bu sonuç LMS için optimum kanal vektörünü verir. WF kestirimi LS kestirimine benzemektedir ve LS kestirimi

$$\tilde{\mathbf{h}}_{LS} = \underset{\mathbf{h}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{h}\|_2^2 \quad (3.11)$$

ile ifade edilir ve kestirimin kesin çözümü

$$\tilde{\mathbf{h}}_{LS} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3.12)$$

eşitliğidir [24]. LS kestirimi için MSE (Mean Square Error)

$$MSE_{\mathbf{h}_{LS}} = E[(\tilde{\mathbf{h}}_{LS} - \mathbf{h})^H (\tilde{\mathbf{h}}_{LS} - \mathbf{h})] = \text{Trace}(\sigma_n^2 (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}) = \sigma_n^2 (N/M) \quad (3.13)$$

ile ifade edilir. ML kestirimi

$$\tilde{\mathbf{h}}_{ML} = \underset{\mathbf{h}}{\text{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{h}\|_{\mathbf{R}_\eta}^2 \quad (3.14)$$

hata fonksiyonunu kullanır [21]. Kestirim ofsetsiz (unbiased) ve minimum varyansa sahiptir [19].

$$\tilde{\mathbf{h}}_{ML} = (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{h} + \varepsilon \quad (3.15)$$

WF $\sigma_n^2 \rightarrow 0$ durumunda ML kestirimi ile aynı çözümü verir [19]. Bu yöntem aynı zamanda sifıra zorlama (zero forcing) veya WLS (Weighted Least Squares) olarak da adlandırılır. Kestirim hastasının kovaryans matrisi $\mathbf{R}_\varepsilon = E[\varepsilon \varepsilon^H] = (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \mathbf{X})^{-1}$ olarak verilir.

MF kanal kestirimi için maksimum çapraz (cross) korelasyon ve düşük gürültü çarpanı kullanır [19].

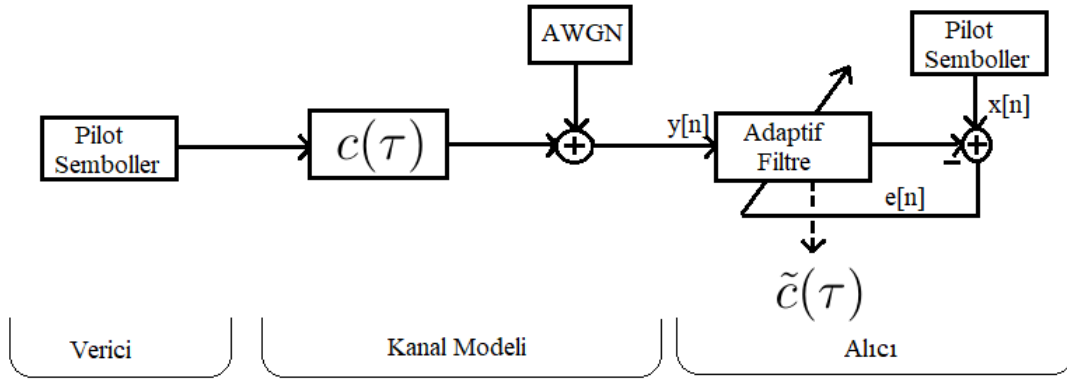
$$\mathbf{K}_{MF} = \underset{\mathbf{K}}{\text{argmax}} \frac{|E[\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{h}}]|^2}{E[\|\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2]} = \frac{\sigma_n^2}{MP_p} \mathbf{R}_h \mathbf{X}^H \mathbf{R}_\eta^{-1} \quad (3.16)$$

P_p pilot sembollerin gücünü ifade eder ve normalizasyon için kullanılır. MF kanal denkleştirme (equalization) ve sinyal algılama (detection) için yaygın olarak kullanılır. İntisiz (uncorrelated) kanal katsayıları $\mathbf{R}_h = I_M$ ve beyaz gürültü $\mathbf{R}_\eta = \sigma_n^2 I_M$ durumunda MF kestirimi korelatör ile aynı sonucu verir.

$$\mathbf{K}_C = \frac{1}{MP_p} \mathbf{X}^H \quad (3.17)$$

Korelatör yöntemi gerçeklemesi kolay olduğundan dolayı çoğu CDMA (Code Division Multiple Access) sisteminde kullanılır [19]. Korelatör kestirimi kanal korelasyon özelliğini kullanmaz ve hızlı değiğen kanallar için uygun olabilir.





Şekil 3.3. Adaptif filtre diyagramı

3.3 Adaptif Filtre ile Kanal Kestirimi

Kanal kestirim yöntemlerinin direk gerçekleştirilmesi işlem yükü bakımından maliyetlidir. Bunun temel sebebi korelasyon matrisinin hesaplanması ve tersinin alınması gibi işlemler yüksek işlem sayısı gerektirir. Bunun yanında doğru kestirim için yeterli örnek sayısının net olmaması kestirimi zorlaştırır. Kanal kestirim yöntemlerinin gerçekleştirilmesinde adaptif filtreleme, işlem karmaşıklığını azaltması ve kanal bilgisine ihtiyaç duymaması gibi nedenlerden dolayı yaygın kullanılan yöntemdir. Adaptif filtre temel olarak bilinen bir referans sinyali, bilinmeyen bir sistemin çıkışına benzetilerek bilinmeyen sistemin dürtü yanıtı bulunur. Kanal kestiriminde kullanımında ise pilot sinyaller referans sinyal olarak kullanılır ve kanalın dürtü yanıtı bulunur. Denklem 2.6 belirttiğimiz gibi kanal alçak geçiren filtre gibi davranır ve adaptif filtreleme ile kanalın filtre katsayıları bulunur. Kanal kestiriminde adaptif filtreleme sistem diyagramı Şekil 3.3' de verilmiştir. Adaptif filtre algoritmasının belli bir sonuca yakınsaması için $y[n]$ giriş sinyalinin istatistiksel olarak ergodik ve geniş zamanda durağan (Wide-Sense Stationary) olması gerekmektedir. Rasgele bir sinyalin istatistiksel olarak beklenen değeri ile zaman içindeki alınan ortalama eşitse ergodik olarak kabul edilebilir. Bu sinyalin ortalama ve varyansın zamanın bir fonksiyonu olmaması geniş zamanda durağan olduğunu gösterir [10]. Giriş sinyali bu özellikleri sağladığı halde, alınan sinyalde gürültü olduğu için filtre doğru sonuca

yakınsamayabilir. Bu bölümde reel kanal için bazı adaptif filtre yöntemleri gösterilmiştir.

İlk olarak Widrow-Hoff tarafından önerilen LMS algoritması matris tersi ve korelasyon işlemi yapmadan iterasyonla kestirim yapar [22][26].

$$e(n) = y(n) - \tilde{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}(n+1) = \tilde{\mathbf{h}}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n)$$

İterasyon $\tilde{\mathbf{h}}(0)$ ve $\mathbf{x}(0)$ sıfır vektörü ile başlatılır ve $e(n) \rightarrow 0$ için $\tilde{\mathbf{h}}$ kestirimi bulunur. Algoritmanın kanal $\mathbf{h}$ vektörüne yakınsaması μ adım boyuna (öğrenme faktörü) bağlıdır. Düşük μ seçilmesi yakınsama iterasyon sayısını artırır, yüksek değer yakınsamayı hızlandırır ama kestirim hatasını artırabilir. Referans sinyallerin $\mathbf{R}_{xx}$ matrisinin özdeğer(eigenvalue) kümesi, μ değerini belirlemede kullanılır.

$$0 = \det(\lambda I - \mathbf{R}_{xx})$$

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (3.18)$$

Bu aralıkta seçilmesi algoritmanın stabil olarak yakınsamasını sağlar ama MSE kriterini sağlayamaz [22]. Optimum kestirim için

$$0 < \mu < \frac{2}{N \times 3 \times r_{xx}(0)} \quad (3.19)$$

şartının yeterli olduğu gösterilmiştir [22]. Butterweck tarafından uzun filtre kestirimi için

$$0 < \mu < \frac{2}{N \times r_{xx}(0)} \quad (3.20)$$

eşitliği önerilmiştir [27]. Uygulamada μ değerinin maksimum değere göre küçük seçilmesi, yakınsamanın daha stabil ve düzgün olmasını sağlar. Temel olarak iterasyon

yöntemine dayalı LMS türevleri geliştirilmiştir. Normalize LMS (NLMS) yöntemi μ için sabit değer kullanmaz, bunun yerine

$$\mu_{max} = \frac{2}{\delta + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (3.21)$$

değişken değerini kullanır. Referans sinyalin gücüne göre μ değeri değişir ve daha hızlı yakınsama sağlar. Bölümün tanımsız olmaması için, küçük δ değeri eklenir.

FFT (Fast Fourier Transform), DCT (Discrete Cosine Transform) ve KLT (Karhunen-Loève Transform) gibi dönüşümler kullanarak farklı domainde LMS algoritmasının yakınsaması hızlandırılabilir. KLT dönüşümü optimum sonucu verir ama gerçek zamanlı işlemler için gerçekleştirilmesi zordur [22].

Kanal vektörünün DCT dönüşümü $\mathbf{dh}$ olmak üzere DCT-LMS yönteminde, iterasyon $\mathbf{dh}(0)$ ve $\mathbf{x}(0)$ sıfır vektörü ile başlatılır. Hata $e(n) \rightarrow 0$ için DCT domeinde $\mathbf{dh}$ bulunur ve ters DCT işlemi ile $\tilde{\mathbf{h}}$ kestirimi elde edilir.

$$e(n) = y(n) - \mathbf{dh}^T(n)dct(\mathbf{x}(n))$$

$$\mathbf{dh}(n+1) = \mathbf{dh}(n) + \mu e(n)dct(\mathbf{x}(n))$$

$$\tilde{\mathbf{h}} = idct(\mathbf{dh})$$

LMS temelli algoritmalar stokastik gradyan yöntemi ile filtre katsayılarını günceller ve optimum çözüme yakınsar. RLS (Recursive Least Square) $\mathbf{R}_{xx}$ matrisi ve $\mathbf{r}_{yx}$ vektörünü her yeni örnek için iterasyon ile günceller ve $\mathbf{R}_{xx}\tilde{\mathbf{h}}_{opt} = \mathbf{r}_{yx}$ için optimum kestirimi bulur. Çözüm için matrisin tersi gerektirmesi yüksek işlem gücü gerektirir. Matrisin tersi işlemi için "Matrix Inversion Lemmas" teoremi kullanılarak işlem karmaşıklığı azaltılır [22]. RLS yöntemi

$$e(n+1) = y(n+1) - \tilde{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n+1)$$

$$\mathbf{k}(n+1) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n+1)\mathbf{x}(n+1)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}(n+1) = \tilde{\mathbf{h}}(n) + \mathbf{k}(n+1)e(n+1)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(n+1) = \frac{1}{\rho} \left[\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(n) + \frac{\mathbf{k}(n+1)\mathbf{k}^T(n+1)}{\rho + \mathbf{x}^T(n+1)\mathbf{k}(n+1)} \right]$$

iterasyonu ile gerçekleşir [22]. İterasyon $\tilde{\mathbf{h}}(0)$ ve $\mathbf{x}(0)$ sıfır vektörü ile başlatılır ve $e(n) \rightarrow 0$ için $\tilde{\mathbf{h}}$ kestirimi bulunur. $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} = \delta \mathbf{I}$ matrisi yüksek SNR için küçük δ , düşük SNR için büyük δ ile başlatılabilir. Algoritmada ρ , $0 \leq \rho \leq 1$, unutma faktörü olarak kullanılır ve kullanılan bellek miktarını belirler. $\mathbf{k}$ vektörü kalman kazanç vektörü olarak adlandırılır. İlk olarak Ljung [29] tarafından sunulan hızlı Kalman algoritması, tek adımlı doğrusal ileri ve geri tahmin temeline dayanır. Bu ileriye ve geriye doğru katsayıları özyinelemeli iterasyonda kullanmak, kalman kazanç vektörünün bulunmasındaki işlem sayısını azaltır. Hızlı Kalman RLS algoritması [22]

$$e^f(n+1) = x(n+1) - \mathbf{a}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + \mathbf{k}_L(n+1).e^f(n+1)$$

$$e^f(n+1) = x(n+1) - \mathbf{a}^T(n+1)\mathbf{x}(n)$$

$$\alpha^f(n+1) = \alpha^f(n) - e^f(n+1)e^f(n+1)$$

$$\mathbf{k}_{L+1}(n+1) = \frac{e^f(n+1)}{\alpha^f(n+1)} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}(n+1) \\ \gamma(n+1) \end{bmatrix}$$

$$e^b(n+1) = x(n+1 - N) - \mathbf{b}^T(n)\mathbf{x}(n+1)$$

$$\mathbf{k}_L(n+1) = \frac{\mathbf{g}_L(n+1) - \gamma(n+1).\mathbf{b}^T(n)}{1 + \gamma(n+1)e^b(n+1)}$$

$$\mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) + \mathbf{k}_L(n+1)e^b(n+1)$$

$$e(n+1) = y(n+1) - \tilde{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n+1)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}(n+1) = \tilde{\mathbf{h}}(n) + e(n+1).\mathbf{k}(n+1)$$

iterasyonu ile gerçeklenir. İterasyon $\tilde{\mathbf{h}}(0)$, $\mathbf{x}(0)$, $\mathbf{b}(0)$, $\mathbf{a}(0)$ ve $\mathbf{k}(0)$ sıfır vektörü ile başlatılır ve $e(n) \rightarrow 0$ için $\tilde{\mathbf{h}}$ kestirimi bulunur. Hızlı Kalman RLS algoritması matris çarpımı içermez ve işlem maliyeti $O(N^2)$ seviyesinden $O(N)$ seviyesine dūřer. Literatürde geliştirilen bazı adaptif filtre işlem maliyetleri şekil 3.4'da verilmiştir.



Algoritma	Gerçekleme	Çarpma	Toplama/Çıkarma	Bölme
SG	LMS	$2L$	$2L$	-
	SLMS	L	$2L$	-
	NLMS	$2L + 1$	$2L + 2$	1
	BLMS (FFT)	$10 \log_2(L) + 8$	$15 \log_2(L) + 30$	
SG TDLMS	Hadamard	$2L$	$4L - 2$	-
	Haar	$2L$	$2L + 2 \log_2(L)$	-
	DCT	$2L + \frac{3L}{2} \log_2(L) + L$	$2L + \frac{3L}{2} \log_2(L)$	-
	DFT	$2L + \frac{3L}{2} \log_2(L)$	$2L + \frac{3L}{2} \log_2(L)$	-
	KLT	$2L + L^2 + L$	$2L + 2L$	-
RLS	direct	$2L^2 + 4L$	$2L^2 + 2L - 2$	2
	fast Kalman	$10L + 2$	$9L + 2$	2
	lattice	$8L$	$8L$	6L
	FAEST	$7L + 8$	$7L + 4$	2

Şekil 3.4. Adaptif filtre işlem maliyeti [22]

3.4 Çoktaşıyıcı Modülasyon

Çoktaşıyıcı modülasyon temel olarak verileri taşıyıcı frekansları farklı olan altbantlarla iletilmesidir. Altbantlarda sembol süresi artar ve kanaldaki semboller arası girişim azalır. Bunun yanında bant gürültüsü de azalır. Çoktaşıyıcı modülasyon daha iyi anlaşılması için yüksek örnekleme, filtre bankası gibi kavramları genel olarak bu bölümde verilecektir.

3.4.1 Filtre Bankası ve Çokluörneklenmiş Sistemler

Çokluörneklenmiş (Multirate) sistemler, çoklu örnekleme oranlarını kullanan sistemlerdir. Bir sinyalin örnekleme oranını değiştirmek, çeşitli sinyal işleme operasyonlarının verimliliğini artmasını sağlar. Artan hesaplama verimliliği, azaltılmış iletim oranı ve depolama alanı, çokluörneklenmiş sistemlerin faydalarıdır. Filtre bankası, çokluörneklenmiş sayısal sinyal işleme sistemlerinin çok iyi bir örneğidir.

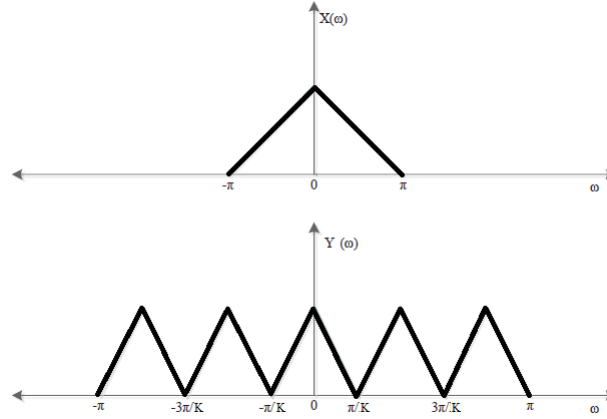
Temel olarak sinyal, zaman veya uzayda temsil edilen bilgiyi taşıyan fiziksel bir miktar olarak tanımlanabilir. Sinyaller tanımlama yöntemine göre, sürekli zaman ve ayrık zaman sinyaller, analog ve dijital sinyaller, deterministik ve rastgele sinyaller olarak tanımlanabilir [31].

3.4.2 Sayısal Filtreler

Sayısal Filtreler IIR (Infinite Impulse Response) ve FIR (Finite Impulse Response) filtreler olarak ikiye ayrılır. IIR filtreler geri besleme içerdiğinden sistemdeki hata geri besleme ile artabilir. Geri beslenme hatası osilasyona girebilir ve uzun süreli sistemler için problem olabilir. Bu filtreler normalde kararlı değildir ve lineer faz cevabına sahip değildir. Bu filtreler başlangıç (transient) cevaba sahipler ve bu üstel olarak azalır. Sayısal IIR Filtreler genellikle analog filtre elemanlarının ayrık zaman karşılığı kullanılarak geliştirilir [32]. IIR filtrelerin tasarımı bu nedenle adım adım gerçekleştirilir. İstenen özelliklere göre analog filtre tasarlanır ve uygun dönüşüm kullanarak sayısal forma dönüştürülür. Butterworth, Chebyshev Type1, Chebyshev Type2, Elliptic ve Bessel filtre yaygın IIR filtre tasarım yöntemleridir. Analog filtre tasarlandıktan sonra, Dürtü değişmezlik (Impulse Invariance) ve Doğrusal olmayan(Bilinear) dönüşüm yöntemleri ile sayısal IIR filtreye dönüştürülür. Dürtü değişmezlik yöntemi analog frekans tepkisi $H(s)$ kullanılarak dürtü yanıtı $h(t)$ bulunur. Sürekli zaman dürtü yanıtı $h(t)$ örnekleyerek $h[n]$ elde edilir. $h(t)$ z dönüşümü kullanılarak frekans cevabı $H(z)$ elde edilir. Filtrenin analog frekans cevabı $H(s)$, sayısal $H(z)$ cevabı $z = e^{sT}$ dönüşümü kullanılarak yapılabilir. Bu yöntem alçak ve yüksek geçiren filtreler için iyi sonuç verir [32]. Doğrusal olmayan (Bilinear) dönüşümde analog frekans cevabı $H(s)$, sayısal $H(z)$ dönüşümü

$$h[z] = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3.22)$$

dönüşümü kullanılarak yapılır. Bu dönüşüm doğrusal olmadığı için periyodik kopyalar oluşmaz ve bütün filtre türleri için iyi sonuç verir. FIR filtreler geri besleme içermez. Filtre çıkışı sadece giriş değerlerine bağlıdır ve geri besleme hatası içermezler. FIR filtreler kararlı çalışırlar ve lineer faz cevabına sahiptirler. Sınırlı başlangıç cevabı içerirler. FIR filtreleri için doğrudan tasarım yöntemleri kullanılır. İstenen filtre özelliklerine göre yaklaşık frekans cevabının polinomu bulunur ve bu polinom gerçekleştirilir. FIR filtre tasarımında nedensellik, lineer faz ve reel katsayılar zorunlu şartlardır. FIR filtreler sınırlı N örnek süresine sahiptirler. Bundan dolayı N örneğin Fourier dönüşümü ile tanımlanabilir. Filtre katsayıları N örneğin frekans cevabı veya dürtü cevabı kullanılarak tasarlanabilir. Pencereleme (windowing) frekans örnekleme (frequency sampling) ve Equiripple



Şekil 3.5. Frekans domaini örnek yükseltme

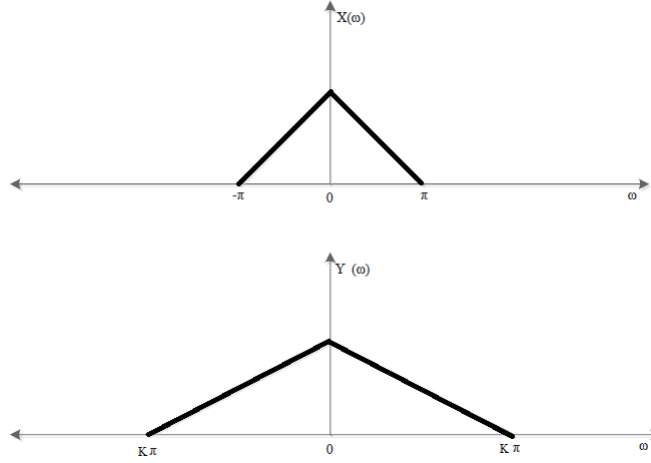
yaklaşımı yaygın FIR filtreler tasarım yöntemleridir. Filtre bankası tasarımında filtre seçiminde göz önünde bulundurulması gereken iki temel kriter, IIR filtreler daha az işlem elemanı (çarpma toplama) kullanır. Ama FIR filtreler kararlı çalışmaya sahiptirler. IIR filtreler daha iyi genlik cevabına sahiptir ama fazda bozulma olabilir. Çoktaşıyıcı modülasyon sistemi tipik olarak verici ve alıcı tarafında filtre bankası, örnekleme oranı değiştirme ve çoklayıcı (multiplexer) elemanlarından oluşur. Filtre bankası çoklu örnekleme oranı kullanan sistemlerdir. Örnekleme oranı değişimi seyreltme (decimation) veya interpolasyon (interpolation) ile yapılır.

Örnekleme Yükseltme (Upsampler): Örnekler arasına sıfırlar ekleyerek örnekleme oranı artırılır. Giriş çıkış arasındaki ilişki

$$y[n] = \begin{cases} x[n/L], & n = mL \\ 0, & n \neq mL \end{cases}$$

ile tanımlanır. L örnek yükseltme faktörü ve m tam sayıdır. $y[n]$ elde etmek için her iki örnek arasına $(L - 1)$ adet sıfır eklenir. Örnek yükseltme orijinal sinyalin kopyalarını oluşturur. Bundan dolayı örnek yükseltme çıkışında alçak geçiren interpolasyon filtresi ile kullanılmaktadır. Örnekleme yükseltme işleminin frekans domaini etkisi Şekil 3.5'de gösterilmiştir.

Örnekleme Düşürme (Downsampler): Örnek düşürme alınan örneklerin düşürme fak-



Şekil 3.6. Frekans domaini örnek düşürme

törü M oranında atılması ile yapılır. Giriş çıkış arasındaki ilişki

$$y[n] = x[Mn]$$

ile tanımlanır. Girişteki her M örnekten bir örnek alınır ve gerisi atılır. Bu işlem sinyalde seyreltmeye sebep olur ve kayıp olabilir. Seyreltme işleminde sinyal frekans domaininde M faktörü ile genişler ve örtüşme (aliasing) olabilir. Bundan dolayı örnek düşürme çıkışında alçak geçiren filtre kullanılarak örtüşme engellenir. Örnekleme düşürme işleminin frekans domaini etkisi Şekil 3.6'de gösterilmiştir.

3.4.3 Filtre Bankası

Filtre bankası filtre grubundan oluşur. Filtre bankası tek girişli sinyali altbantlara böler ya da altbant sinyalleri tek çıkışta toplar. Bir sinyalin filtreleme ile altbantlara bölünmesi, analiz (analysis) filtre olarak tanımlanır. Farklı frekanstaki sinyallerden filtreleme ile tek sinyal oluşturulması, sentez (synthesis) filtre olarak tanımlanır [30]. Sentez filtre vericide, analiz filtre alıcıda kullanılır. Filtre bankası altbant sayısı N ile örnekleme faktörü M arasındaki ilişkiye üç gruba ayrılır. $N = M$ ise kritik örneklenmiş filtre bankası olarak tanımlanır. Sinyalde kayıp oluşmaz ve gerçekleşmesi maliyetli değildir. En çok tercih edilen türdür. $N > M$ ise aşırı (oversampled) örneklenmiş filtre bankası olarak tanımlanır. $N/M = L$ aşırı örnekleme faktörünü ifade eder. Bu filtre tasarımı kolaylık

sağlar ve gürültüye kar   dayanıklıdır. Ama gerçeklenmesi maliyetlidir. $N < M$ ise düşük  rneklenmi   filtre bankası olarak tanımlanır. Gerçeklenmesi düşük maliyetlidir ama sinyalde kayıp oluşur. Filtre bankasının farklı gerçekleme yöntemleri vardır ama kablolu haberle  me uygulamalarında modüle edilmi   filtre bankası tercih edilmektedir. Bu filtre bankasında her filtre alçak geçiren filtrenin frekansı kaydırılmı   halidir. Frekans kaydırma işlemi filtrelenmi   sinyalin modülasyon fonksiyonu ile çarpılmasıyla elde edilir. Sonuç olarak bant geçiren filtre grubu elde edilir ve bu filtreler farklı merkez frekansta çalışırlar. Bu filtreler e  it bantgeni li i ve genlik cevabına sahiptir ve e  de er (uniform) filtre bankası olarak da adlandırılmaktadır. Modülasyon fonksiyonuna göre PPR (Paraunitary Perfect Reconstruction), LPPR (Linear Phase Perfect Reconstruction), EM (Exponentially Modulated), CM (Cosine Modulated) ve MDFT (Modified Discrete Fourier Transform) filtre bankası türleri vardır. EM filtre bankasında üstel mod lasyondan dolayı tek yan bant frekans cevab  oluşur ve bant  e  it alt bantlara bölünür. Analiz filtre $h_k[n]$, $h_0[n]$ üstel modülasyonla elde edilir.

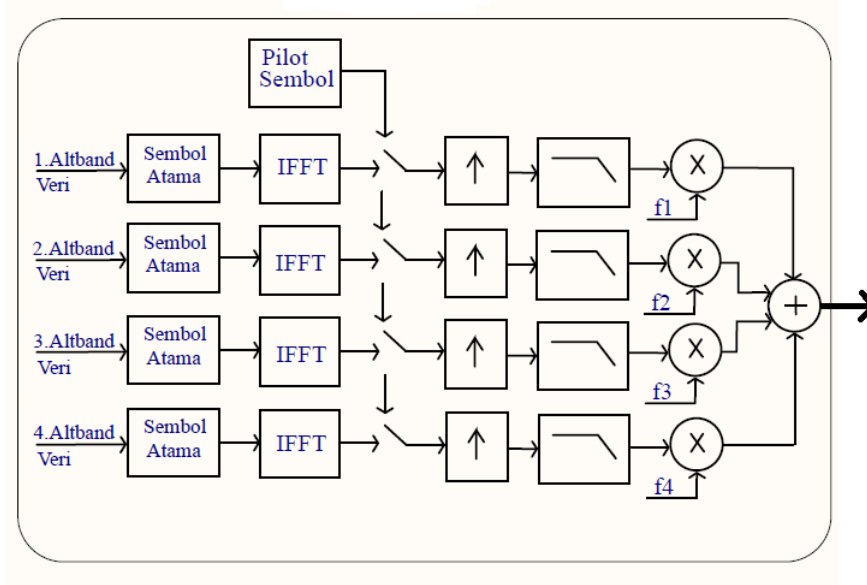
$$h_k[n] = h_0[n] \exp(j2\pi kn/M) \quad (3.23)$$

Analiz filtre $H_k(z)$ frekans cevab , $W_M^k = e^{-j2\pi k/M}$ olmak üzere $H_k(z) = H_0(zW_M^k)$ ile elde edilir. Analiz filtre $h_k[n]$ kompleks olmaktadır. Tezde EM filtre bankası kullanılacaktır.

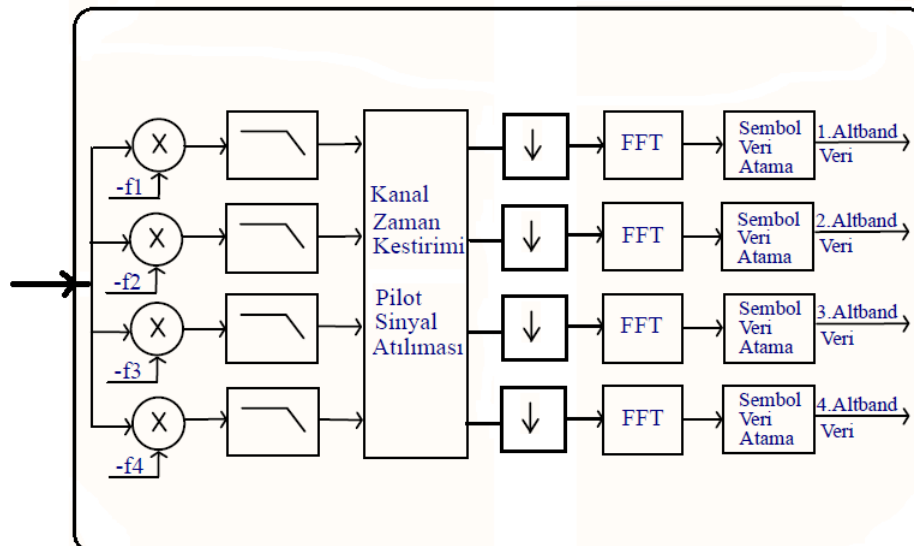
3.4.4  okta ıyıcılı Modülasyon Yöntemleri

f-OFDM (filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modülasyonunda bant altbantlara bölünür ve altbantlar birbirinden bağımsız olarak OFDM kullanırlar. Her altbant farklı özellikte olabilir ve kullanılan servise göre bantgeni li i farklı olabilir [33]. Her altbant bağımsız çalışabilir ve bu bütün bantın senkron olması zorunlu unu ortadan kaldırır. Altbantların filtrelenmesi bant dışı yayılım  azaltır ve koruma bant  ihtiyacını azaltır. Altbantların sayısı artıkça bantgeni li i azalır ve $B < B_c$ durumunda kanal d  z sönümlenme özelliği gösterir. Ama altbant sayısını artırmak, gerekli filtre sayısı ve uzunluğunu artırır. f-OFDM sistem diyagramı  ekil 3.7 ve  ekil 3.8'de gösterilmiştir.

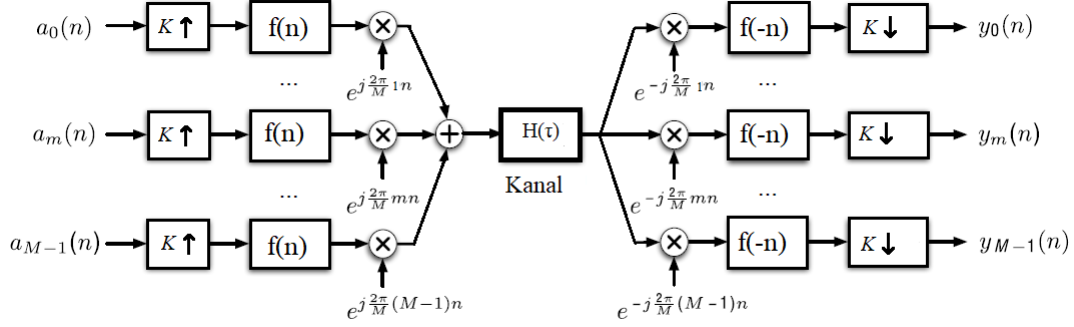
FMT (Filtered Multitone) modülasyonda bant tek ta ıyıcılı altbantlara bölünür. Altbantlar arasında frekans örtüşmesi çok azdır ve bu taşıyıcılar arası girişime (intercarrier interference)



Şekil 3.7. f-OFDM verici sistem diyagramı



Şekil 3.8. f-OFDM alıcı sistem diyagramı

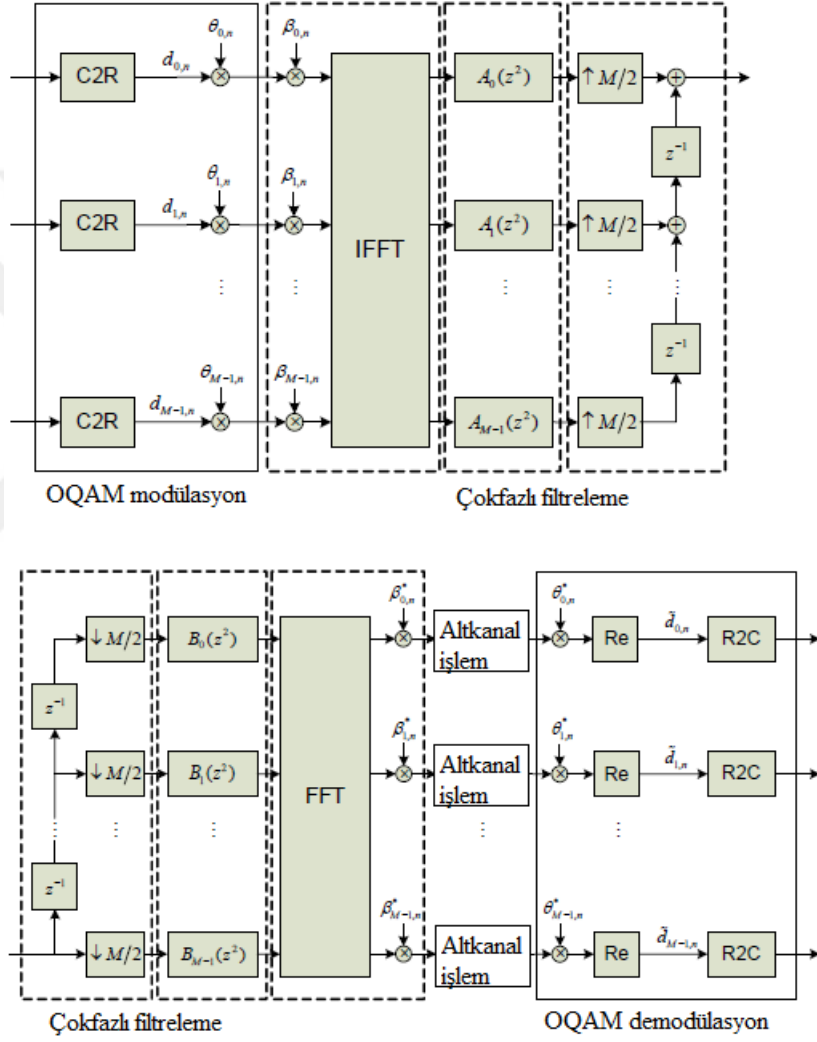


Şekil 3.9. FMT sistem diyagramı

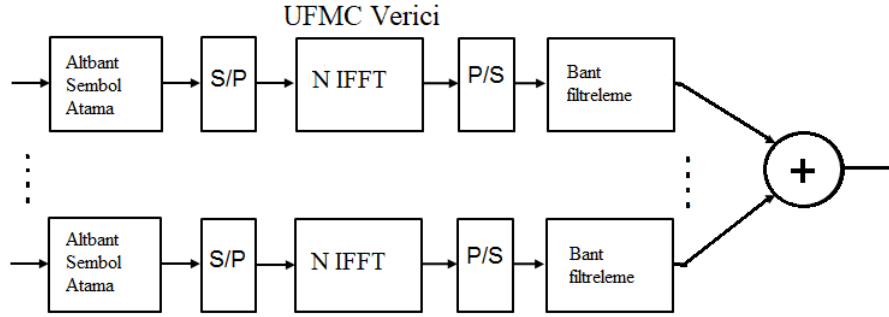
rence) karşı koruma sağlar. FMT sistem diyagramı Şekil 3.9'de gösterilmiştir. M altbant sayısı, B bant genişliği olmak üzere taşıyıcılar arasındaki frekans uzaklığı $\Delta f = B/M$ olmaktadır. Taşıyıcılar arası girişimin az olması için K örnek düşürme/yükseltme faktörü altbant sayısı M 'den büyük olmalıdır [35].

OFDM modülasyonu düşük spektral verimliliğe sahiptir. Bunun yanında kanal eşzamanlama (synchronization) zor bir işlemdir. FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) modülasyonu bu sorunların üstesinden gelmenin yollarını sunmaktadır [36]. FBMC sistemi modüle edilmiş her alt taşıyıcıyı filtreler. Prototip filtresi, sıfır frekans taşıyıcısı için kullanılan filtredir ve diğer alt taşıyıcı filtrelerin temelini oluşturur. Filtreler örtüşme faktörü K ile karakterize edilir. Bu faktör zaman domaininde üst üste örtüşen çok-taşıyıcılı sembollerin sayısını belirler. Prototip filtre uzunluğu $2 \times K - 1$ olarak seçilebilir, burada $K = 2, 3, 4$ olabilir ve PHYDYAS projesine göre seçilir [37]. Mevcut FBMC uygulaması frekans yayılmasını kullanır. N alt taşıyıcı olmak üzere $N \times K$ uzunluklu IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) kullanır ve semboller $N/2$ gecikmesiyle üst üste gelir. Tam kapasiteye ulaşmak için OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) işlemi yapılır. Bu işlem sembollerin reel ve kompleks bileşenlerini eşzamanlı olarak iletmez. Kompleks bileşene sembol süresinin yarısı kadar gecikme eklenir ve iki bileşen sırayla iletilir. Alıcıda bu işlemin tersi yapılarak reel ve kompleks bileşenler tekrar elde edilir. FBMC sistem diyagramı Şekil 3.10'de gösterilmiştir.

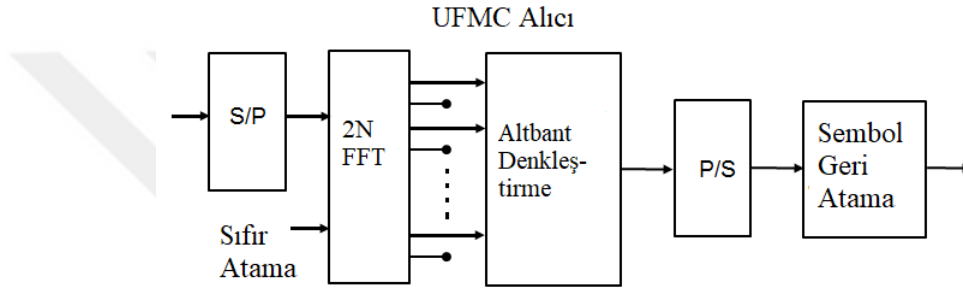
UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier), F-OFDM (Filtered-OFDM) ve FBMC modülasyonlarının geliştirilmesi olarak düşünülebilir. F-OFDM'de bant filtrelenir, FBMC ise her altbant filtrelenir. UFMC modülasyonda taşıyıcıların (altbantlar) grupları filtrele-



Şekil 3.10. FBMC modülasyonu sistem diyagramı [36]



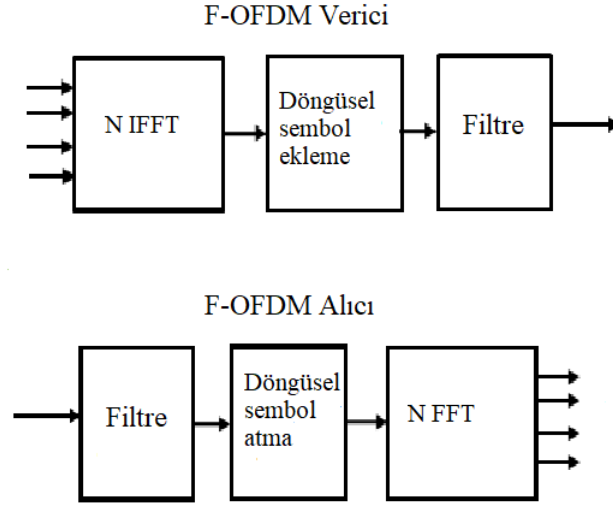
Şekil 3.11. UPMC verici sistem diyagramı



Şekil 3.12. UPMC alıcı sistem diyagramı

nir. FBMC ile karşılaştırıldığında, UPMC alt taşıyıcıları gruplayarak filtrenin uzunluğunu azaltmayı sağlar [38]. UPMC kompleks diklik (orthogonality) sağlayan QAM (Quadrature Amplitude Modulation) kullanır. Alt taşıyıcıların (N) tüm bandı altbantlara ayrılmıştır. Her alt bant sabit sayıda alt taşıyıcıya sahiptir ve belirli bir iletim için tüm altbantların kullanılması gerekmez. Her alt bant için N uzunlukta IFFT hesaplanır ve kullanılmayan taşıyıcılar için sıfırlar eklenir. Her alt bant L uzunluk filtresi ile filtrelenir ve tüm alt bantlardan gelen semboller toplanır. Filtreleme bant dışı spektral yayılımı azaltmak için yapılır. Bununla birlikte farklı altbant için farklı uzunlukta filtreler uygulanabilir. UPMC verici ve alıcı sistem diyagramı Şekil 3.11, Şekil 3.12 ile gösterilmiştir. UPMC demodülasyonda altbant grupları filtrelenmez. OFDM gibi FFT tabanlı demodülasyon yapılır. N uzunlukta FFT yerine $2N$ FFT kullanılır. Kullanılmayan alt taşıyıcılara sıfır atanır. Alıcıda altbantlarda filtreleme yapılmadığından bunu yerine FFT çıkışındaki semboller, vericide kullanılan filtrelerin tersi ile çarpılır.

F-OFDM, OFDM sembollerinin kompleks diklik özelliklerini bozmadan, altbant taşıyıcıların bant dışı yayılımını azaltmak için bütün bandı filtreler. Filtreleme işlemi zaman do-



Şekil 3.13. F-OFDM sistem diyagramı

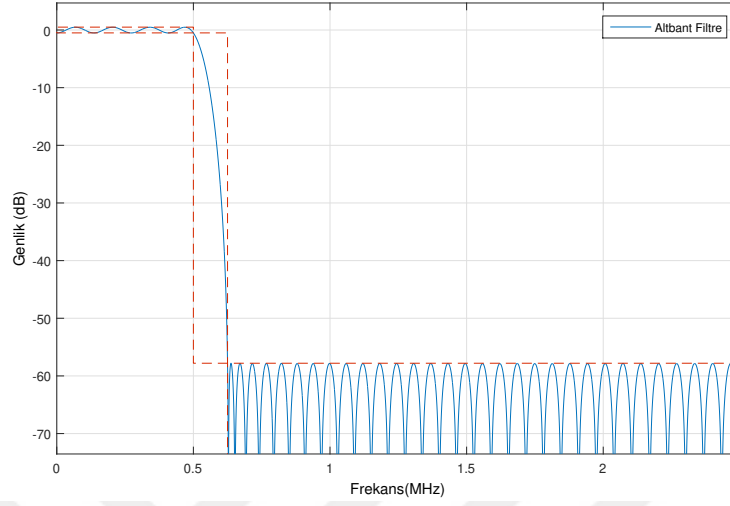
maininde yapılı ve OFDM sembolüne göre iyi tasarlanmalıdır. Filtre düz geçiş bandı ve bant dışı yüksek zayıflatmaya sahip olmalıdır. Bunun yanında koruma bantlarını en aza indirmek için keskin geçiş bandı olmalıdır [39]. F-OFDM sistem diyagramı Şekil 3.13'de gösterilmiştir.

4. YÜKSEK MOBİLİTE ORTAMINDA KANAL EŞZAMANLAMA VE KESTİRİMİ

Hava-hava kablosuz haberleşmede kanal yüksek doplere ve gecikmeye maruz kalmaktadır. Yüksek hızda veri iletimi için sembol süresinin azalmasından dolayı kanaldan kaynaklanan bozulma, kayıp artmaktadır. Aynı zamanda haberleşme bant genişliği artması bant içi gürültüyü artırır. Bu sorunlar için f-OFDM iyi çözüm sunmaktadır. Bu yöntemle bant altbantlara bölünür ve sembol süresi artar. Sembol süresinin artması çokyollu bileşenlerin yıkıcı etkisini azaltmaktadır. Altbantlarda bant içi gürültü azalır ve kanal kestirim, eşzamanlama, sembol sezim işlemlerinin gürültüye karşı daha dayanıklı olmasını sağlar. Bu bölümde hava-hava kablosuz haberleşme için önerilen yöntem anlatılmıştır.

4.1 Kablosuz Haberleşme Yöntemi

Tipik olarak savaş uçakları 12km irtifada ses hızının iki katı kadar (680m/s) hıza sahipler ve hava-hava haberleşmesinde maksimum hız 1360m/s kabul edilebilir. $f_c = 1.3GHz$ taşıyıcı frekansında dopler kayması yaklaşık $\pm 5.9KHz$ olur. Formül 2.25 göre kanal eşuyumlu süresi yaklaşık 70us olur. Yüksek veri miktarını iletebilmek için ortalama 5MHz bant genişliği olan sistemde sembol süresi 200ns olur. Sembol süresi eşuyumlu süresine göre küçük olduğundan kanal yavaş sönümlü olarak kabul edilebilir. Basit geometrik hesapla 12km irtifada hava-hava haberleşmesinde direk görüş hattına göre çokyollu gecikmesi $2 \times 12km/c$, c ışık hızı olmak üzere 80us olur. Kaba bir hesapla RMS gecikme 20us kabul edilirse, formül 2.22 göre kanal eşuyumlu bant genişliği $B_c = 1kHz$ olur ve $5MHz \gg 1kHz$ olduğundan kanal frekans seçici özelliği gösterir. Kanalda yüksek gecikme yayılımından dolayı çokyollu bileşen sayısı fazladır. Yüksek sayıda çokyollu bileşeni kestirmek için gerekli süre kanal eşuyumlu süresine göre daha çok olduğunu söyleyebiliriz. Bu nedenle yüksek hızlı hava araçları için f-OFDM modülasyonu önerilmiştir. Bant $M = 4$ eş altbanda bölünmüştür. Taşıyıcılar arası girişimin az olması için $K = 5$ örnek düşürme/yükseltme faktörü altbant sayısı M'den büyük seçilmiştir. Sistem bant genişliği $B = 5MHz$ için taşıyıcılar arasındaki frekans uzaklığı $\Delta f = B/M = 1.25MHz$ olmaktadır. f-OFDM modülasyonu ile altbant sembol süresi artar ve kanal gecikme yayılımının etkisi azalır. Çokyollu bileşen sayısı ve kanal kestirim süresi azalır. Taşıyıcılar arası girişimin ihmal edilmesi için altbantlar arası girişimin

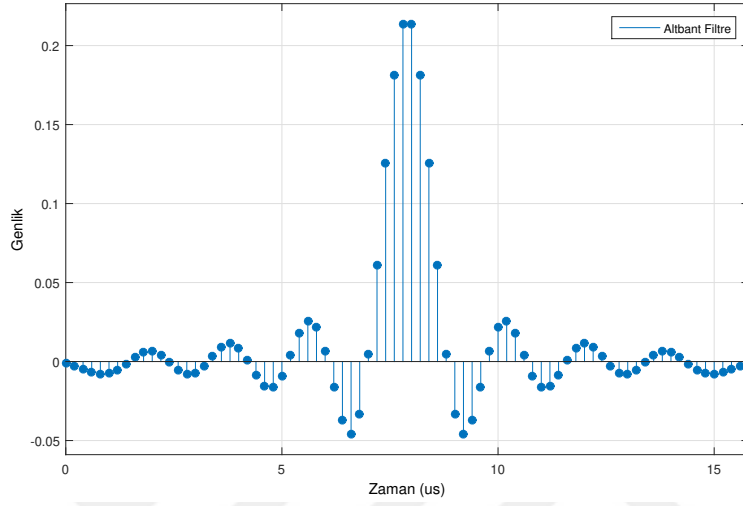


Şekil 4.1. Altbant filtre genlik cevabı

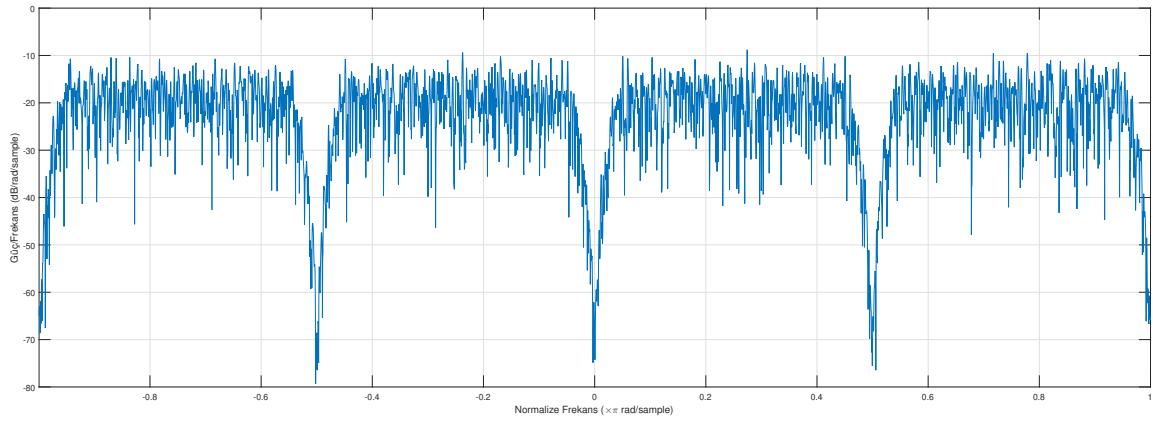
60dB oranında sönümlleme hedeflenmiştir. Buna göre bantdışı 60dB zayıflatmaya sahip alçak geçiren filtre tasarlandı. Tasarlanan filtrenin özellikleri Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 ile gösterilmiştir. Önerilen sistemde altbant genişliği $B_m = 1\text{MHz}$ ve $B_m \gg B_c$ olur. Bu durumda altkanallar da frekans seçici özelliği gösterir. Geliştirilen filtre EM (Exponentially Modulated) yöntemi kullanılarak filtre bankası tasarımı yapıldı. EM kullanıldığı için yan bantlar oluşmaz ve dört eş altbant elde edildi. Bu tasarımda vericide elde edilen temelbant (baseband) sinyali

$$v(nT) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \xi_m(nT_s - lT) q(l) e^{\frac{j2\pi(m-0.5)n}{M}} \quad (4.1)$$

eşitliği ifade edebiliriz. Denklemden $\xi_m(nT_s - lT)$ altbantlarda modüle edilmiş sembolü, $q(l)$ ise L uzunluğundaki filtreyi ifade eder. T örnekleme süresini belirtir. Altband sembol süresi T_s , $K = 5$ için $T_s = 5T$ olmaktadır. Filtrelenmiş temelbant sinyaller EM ile farklı frekanslara kaydırılması sağlanmıştır. Tasarlanan filtre bankasının rasgele veri ile modüle edilmiş sinyal için frekans spektrumu Şekil 4.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Altbant filtre darbe yanıtı



Şekil 4.3. Tasarlanan f-OFDM frekans spektrumu

4.2 f-OFDM Sisteminde Kanal Analizi

Altbant kanal analizinde altbantlar arası etkileşim/girişim olmadığı kabul edilecektir. Her altbant ilişkisiz olduğu halde, altbant kanallar için fiziksel ortam ortaktır. Bundan dolayı altbantlar arasında benzer kanal özelliklerine sahip olduğu söylenebilir. Haberleşme sisteminde f_c taşıyıcı frekansını ifade eder ve altbant taşıyıcı frekansları $\Delta f = B/M = 1.25\text{MHz}$ tam katları kadar fark vardır. Tasarlanan sistemde altbant taşıyıcı frekansları

$$f_1 = f_c - \Delta f$$

$$f_3 = f_c + \Delta f$$

$$f_2 = f_c - 2\Delta f$$

$$f_4 = f_c + 2\Delta f$$

olarak belirlenmiştir. Bu taşıyıcı frekansları ve 2.6 denklemini kullanarak m .’inci altbant için kanal modeli

$$c_m(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n^m(t) e^{-j\phi_n^m(t)} \delta(\tau - \tau_n^m(t)) \quad (4.2)$$

ile ifade edilebilir. Kanalin eşuyumlu (coherence) süresince değişmediği kabul edilirse kanal modeli

$$c_m(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n^m e^{-j\phi_n^m} \delta(\tau - \tau_n^m) \quad (4.3)$$

eşitliği ile ifade edilebilir ve n ilgili çokyollu bileşeni belirtir. Kanal parametreleri α_n^m ve τ_n^m fiziksel ortamdaki zayıflama ve gecikmeden kaynaklanmaktadır. Denklem 2.4 belirtilen kanaldaki faz değişimi ϕ_n^m

$$\phi_n^m = 2\pi f_m \tau_n^m - \phi_{D_n}^m \quad (4.4)$$

ile ifade edilebilir. Doplerden kaynaklan faz kayması $\phi_{D_n}^m$

$$\phi_{D_n}^m = 2\pi f_{D_n}^m \tau_n^m = (2\pi f_m |\vec{v}| \cos \varphi \tau_n^m) / c \quad (4.5)$$

eşitliği ile ifade edilebilir [4]. Denklemden $\vec{v}$ bağıl hız, c ışık hızını ifade eder. Altbant taşıyıcı frekansları ve dopler faz kayması denklem 4.3 kullanılırsa

$$c_m(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{-j\phi_n} e^{-j\theta_m} \delta(\tau - \tau_n) \quad (4.6)$$

elde edilir. Denklemden ϕ_n ve θ_m

$$\phi_n = 2\pi f_c \tau_n - (2\pi f_c |\vec{v}| \cos \varphi \tau_n) / c$$

$$\theta_n^m = 2\pi(f_m - f_c)\tau_n - (2\pi(f_m - f_c) |\vec{v}| \cos \varphi \tau_n) / c$$

ile ifade edilir. Fiziksel ortamdaki zayıflama ve gecikme her altbant için ortak olduğundan $\{\alpha_n = \alpha_n^m, \quad \tau_n = \tau_n^m, \quad \forall n, \quad \forall m\}$ varsayımları yapılabilir. Sonuç olarak her altbant için kanal modeli

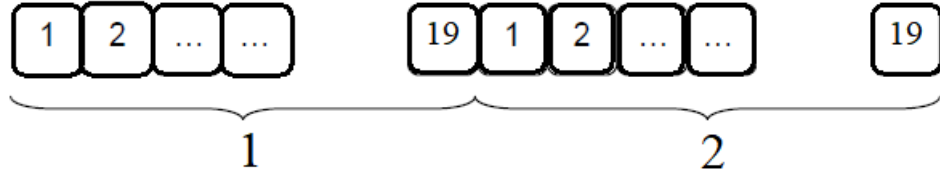
$$c_1(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{-j\phi_n} e^{-j\theta_n^1} \delta(\tau - \tau_n) \quad (4.7)$$

$$c_3(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{-j\phi_n} e^{-j\theta_n^3} \delta(\tau - \tau_n)$$

$$c_2(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{-j\phi_n} e^{-j\theta_n^2} \delta(\tau - \tau_n)$$

$$c_4(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{-j\phi_n} e^{-j\theta_n^4} \delta(\tau - \tau_n)$$

elde edilir. Elde edilen sonuca göre altbantların kanal özellikleri benzerdir. Alt kanallar arasındaki fark alttaşıyıcıdan kaynaklanan faz ofsetidir. Bu faz ofseti f_c frekansı etrafında simetriktir.



Şekil 4.4. Tasarlanan periyodik pilot sembolleri

4.3 Kanal Eşzamanlama Yöntemi

OFDM sisteminde sembol zamanlaması çok iyi yapılmalıdır. Sembol zamanlamasının doğru yapılmaması alt kanallar arasında diklik kaybı, taşıyıcıları ve semboller arası girişim gibi sorunlar oluşur. Bu problemin çözümü ile ilgili literatürde yapılmış farklı çalışmalar vardır [40][42][43]. Aynı sorunlar f-OFDM sistemi içinde geçerlidir. Döngüsel eğitim sinyalleri ile kanal eşzamanlama OFDM sisteminde yaygın kullanılan yöntemdir. Alıcıda bilinen veri ile alınan sinyal arasında korelasyon işlemi yapılarak sembol zaman kestirimi yapılır. Tezde f-OFDM için sembol zaman kestirimi için önerilen periyodik pilot sembolleri Şekil 4.4'de gösterilmiştir. Pilot sinyal olarak pseudo rasgele dizisi seçilmiştir. Farklı ilk değerle üretilen pseudo rasgele dizileri pilot sembollerin kompleks ve reel kısımlarını oluşturur. Sistemde her altbant için üretilen bu semboller 2 periyotta gönderilir. Vericiden iletilen $x(t)$ pilot sembolü için her altbant için alınan ayırık zamanlı sinyal

$$r_m(nT) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{K-1} x(nT - \Delta t - kT) h(k) e^{-j\theta_k^m} q(l) e^{j\frac{2\pi(m-0.5)n}{M}} + \eta_m(nT) \quad (4.8)$$

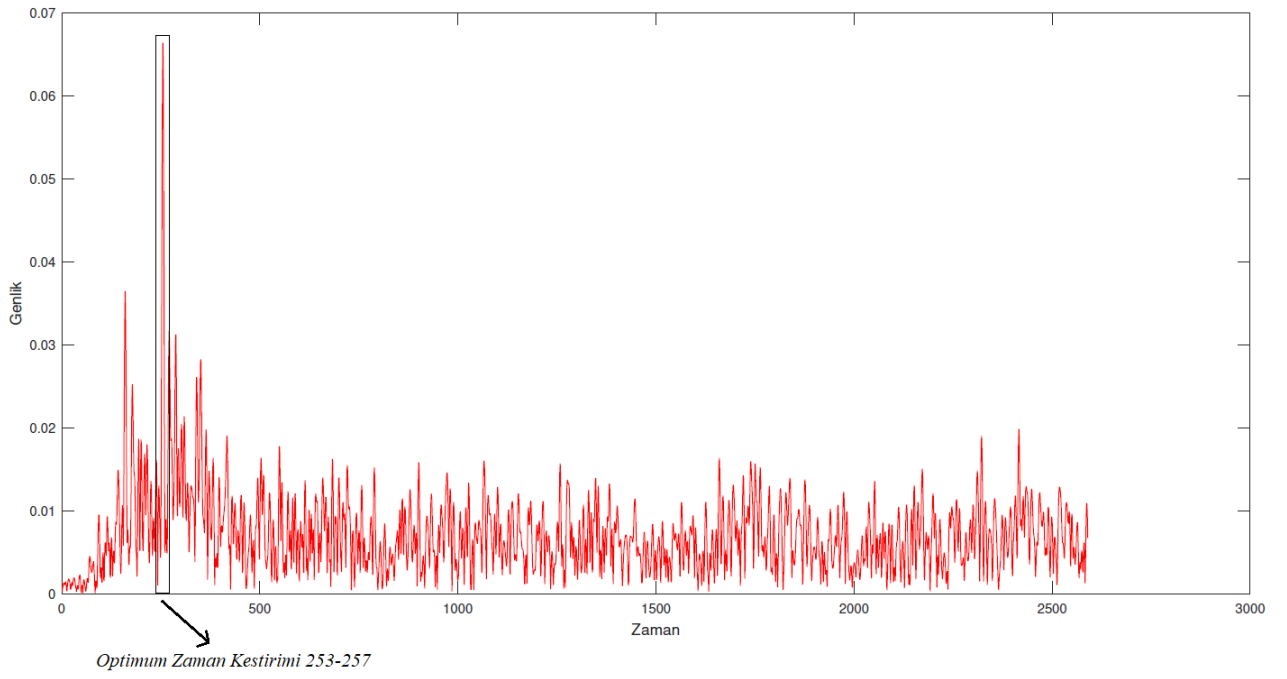
ile ifade edilebilir. Denklemden h altbantlar için ortak olan ayırık zamanlı kanal modelini ifade eder ve $e^{-j\theta_k^m}$ altbant kanalları arasındaki faz ofsetini belirtir. K kanaldaki çokyollu bileşen sayısını belirtir. Her altbant için ortak pilot dizisi kullanılmaktadır ve altbantlarda kanaldan kaynaklanan zamanlama hatası eşittir. Buna göre altbantlar için zaman kestirimi için tek kestirimci ile yapılabilir. Altbantlardan alınan pilot sinyaller toplanırsa

$$r_{avg}(nT) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{K-1} \psi x(nT - \Delta t - kT) h(k) q(l) + \eta_1(nT) + \eta_2(nT) + \eta_3(nT) + \eta_4(nT)$$

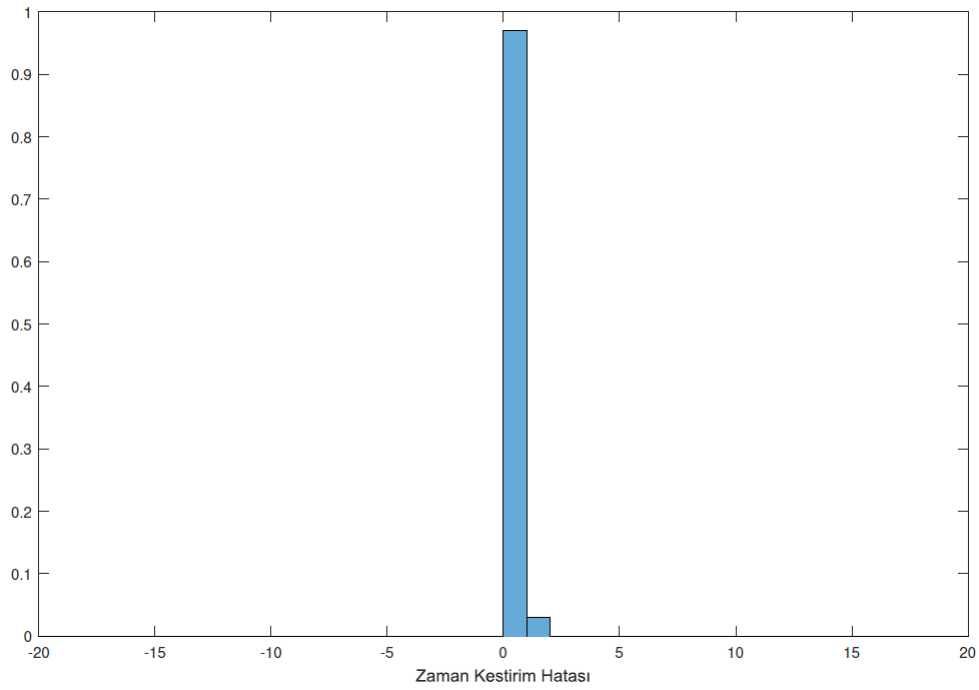
elde edilir. Altbant sinyalleri toplamında alt kanallar arasındaki faz ofseti simetrik olduğundan, bunların toplamında reel ψ katsayısı elde edilir ve kestirimi etkilemez. Aynı zamanda altbanttaki bağımsız gürültülerin toplamı nedeniyle SNR artar ve kestirim hatası düşer. Önerilen bu yöntemle kestirim işlem maliyeti $1/4$ oranında düşürülmesi sağlanmıştır. Kanal eşzamanlama yönteminde r_{avg} sinyali kullanılacaktır. Geliştirilen yöntemde zamanlama hatasının kestirimi

$$\tilde{\Delta}t = \underset{d}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} | [r_{avg}((d+j)T) + r_{avg}((d+j+J)T)]x(jT)^* | \quad (4.9)$$

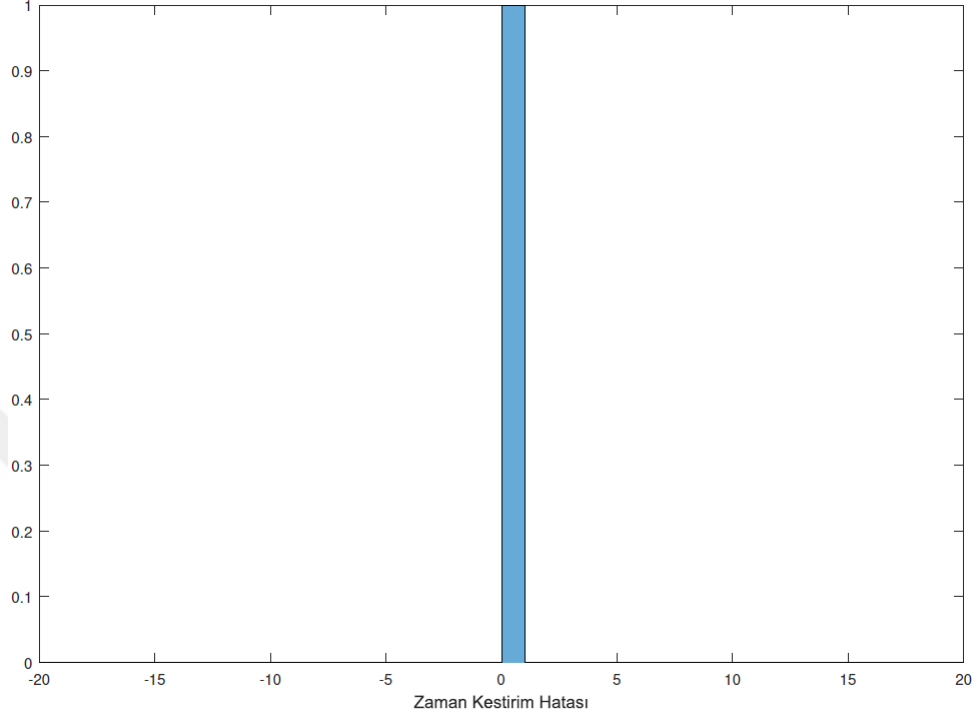
ile ifade edilebilir. Eşitlikle J iletilen $x(t)$ pilot dizisinin uzunluğunu belirtir ve bu dizi vericide ardışık olarak iki defa gönderilmektedir. Bu nedenle bilinen pilot dizisi ile korelasyon yapılmadan önce, aralarında JT gecikmeye bulunan semboller toplanır. Bu toplama işlemi ile alınan sinyaldeki SNR artırılır. Eşitliğin maksimum olduğu değer periyodik pilot sinyallerin alınma zamanını belirtir. Yapılan kestirim ile optimum sembol örnekleme zamanı bulunur. Bu kestirim kullanılarak altbantlarda örnekdüşürme işlemi yapılır. Şekil 4.5'de $SNR = 5dB$ durumunda önerilen yöntemin örnek bir sonucu verilmiştir. Grafikte görüldüğü kestirim sonucu yüksek gürültüye rağmen iyi sonuç vermiştir. Monte-Carlo benzetimi ile önerilen yöntemin simülasyonu yapılmıştır ve sonuçlar Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8'de verilmiştir.



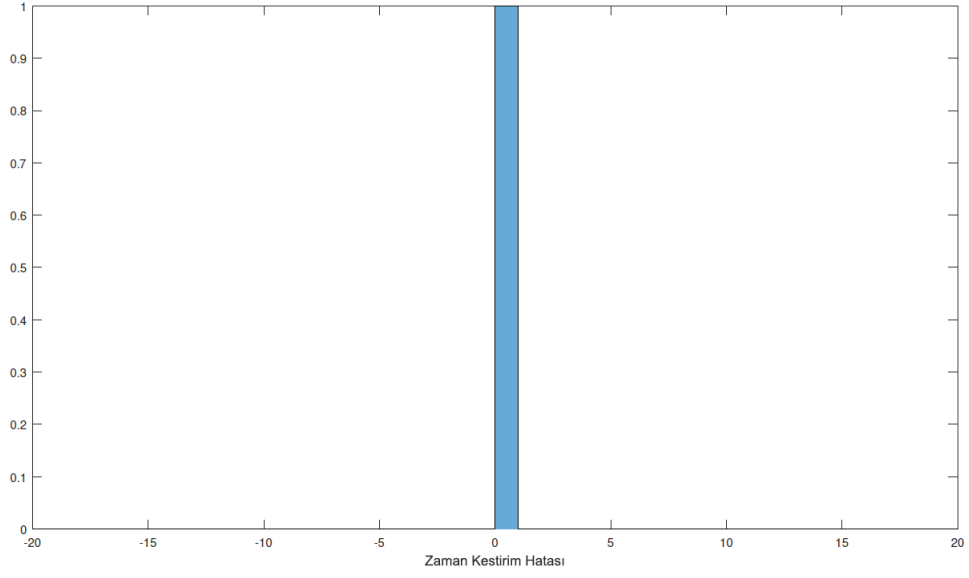
Şekil 4.5. Kanal eşzamanlama yöntemi kestirim değeri



Şekil 4.6. Senaryo 3 zamanlama hatası dağılımı



Şekil 4.7. Senaryo 2 kanal zamanlama hatası dağılımı



Şekil 4.8. Senaryo 1 kanal zamanlama hatası dağılımı

4.4 Kanal Kestirim Yöntemi

Literatürde yapılan çalışmalara bakıldığında hava araçları kanalı yüksek gecikmeye maruz kalmaktadır. Yüksek gecikmeden dolayı çokyollu bileşen sayısı artar. Çokyollu bileşenin etkisinin azaltılması için f-OFDM modülasyonu önerilmiştir. Bunun yanında kanal kırsal ortam haberleşme kanalı gibi seyrek kanal özelliğinde olduğu kabul edilebilir. Aynı zamanda kanal yüksek doplere maruz kalmaktadır, bu nedenle kanal kestirimin daha sık ve kısa sürede yapılması gerekmektedir. LMS yöntemi düşük maliyetli kanal kestirimi sunar ama doğru değere yakınsaması için yüksek sayıda iterasyon gerekmektedir. Bu nedenle pilot sembol sayısını artırır. Yüksek dopler ortamında kanalın hızlı değişiminden dolayı pilot sembol sayısı kısıtlı kalmaktadır. RLS temelli hızlı Kalman yöntemi kanal kestiriminde hızlı yakınsama sağlar ama yüksek sayıda çarpma işlemi ile birlikte bölme işlemi içermektedir. Korelatör yöntemi gerçeklemesi basit ve maliyeti düşük olduğundan çoğu CDMA sisteminde kullanılır [19]. Korelatör kestirimi kanal korelasyon matrisini kullanmaz, bu nedenle hızlı değişen hava-hava kanalı için uygun yöntem olabilir. Korelatör kestirimi elde edilen kanal vektöründe sıfır olan katsayılar gürültüden dolayı sıfırdan farklı değer olabilir. Bundan dolayı seyrek özellikteki kanal için kestirim hatası artar. Seyrek özellikteki kanal vektörü için sıfır katsayıları kestirimi yapılmalıdır. Altbantların kanal modeli 4.7’de elde edilmiştir. Kanal modeline göre kanallar benzer özellik göstermektedir. Bu bilgi kullanılarak altbantlar için seyrek kanal kestirimi yapılmıştır. Kanal zaman kestirimi ve örnekdüşürme yapıldıktan sonra, altbant alınan pilot sinyal

$$r_m(nT_s) = \sum_{k=0}^{K-1} x_m(nT_s - kT_s)h_m(k) + \eta_m(nT_s) \quad (4.10)$$

ile ifade edilebilir. K kanaldaki çokyollu bileşen sayısını ve T_s altbant örnekleme süresini belirtir. Her altbantta $r_m(nT_s)$ sinyalinden alınan N örnek kanal kestirimi için gözlem vektörü olarak kullanılmaktadır. Buna göre gözlem vektörü $\mathbf{y}_N = [y[0], y[1], y[2], \dots, y_{N-1}]^T$ ile ifade edilirse, korelatör ile kanal kestirimi

$$\tilde{\mathbf{h}}_m = \frac{1}{NP_p} \mathbf{x}_{KN}^H \mathbf{y}_N \quad (4.11)$$

ile ifade edilebilir ve her altbant için kanal kestirimi yapılır. Eşitlikte N pilot sembol sayısını, P_p pilot sembolleri gücünü ifade eder. Bulunan kanal vektörlerinde gürültüden kaynaklanan hata vardır. Kanal seyrek özellikte olduğu için anlamlı olmayan katsayıların bulunması kestirim hatasını azaltır. Kanaldaki anlamlı katsayıları bulmak için altbantların kanal vektörlerin genlikleri kullanılabilir.

$$\tilde{h}_e = \frac{1}{4K} \sum_{m=1}^4 \sum_{k=0}^{K-1} |\tilde{\mathbf{h}}_m(k)| \quad (4.12)$$

Eşik değer $\tilde{h}_e$ kanal özelliğine göre ζ sabit katsayısı ile çarpılabilir. Eşik değerden büyük $\tilde{h}_e$ katsayıların indeksleri kanalın çokyollu bileşenlerin konumları bulunur. Bu indeksler kullanılarak altbantların seyrek kanal kestirimi bulunur. Korelatör ile bulunan $\tilde{\mathbf{h}}_m$ kanal vektöründe, bulunan indekslere göre bazı katsayılar sıfır atanır. Bu yöntem basitçe

```

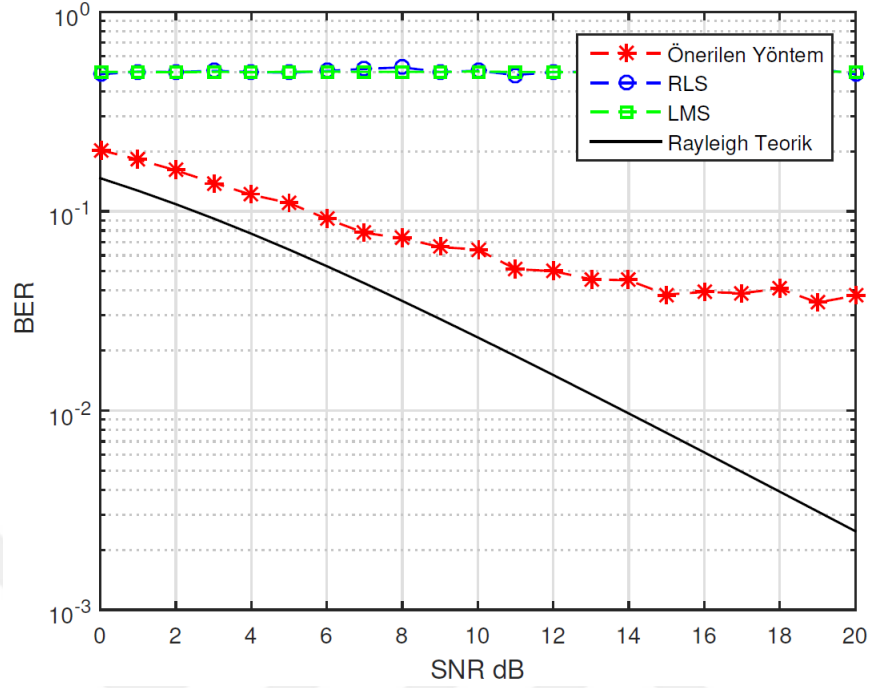
while m ≤ 4 while k < K

    if | $\tilde{\mathbf{h}}_m(k)$ | <  $\tilde{h}_e$  =>  $\tilde{\mathbf{h}}_m(k) = 0$ ;

end end end

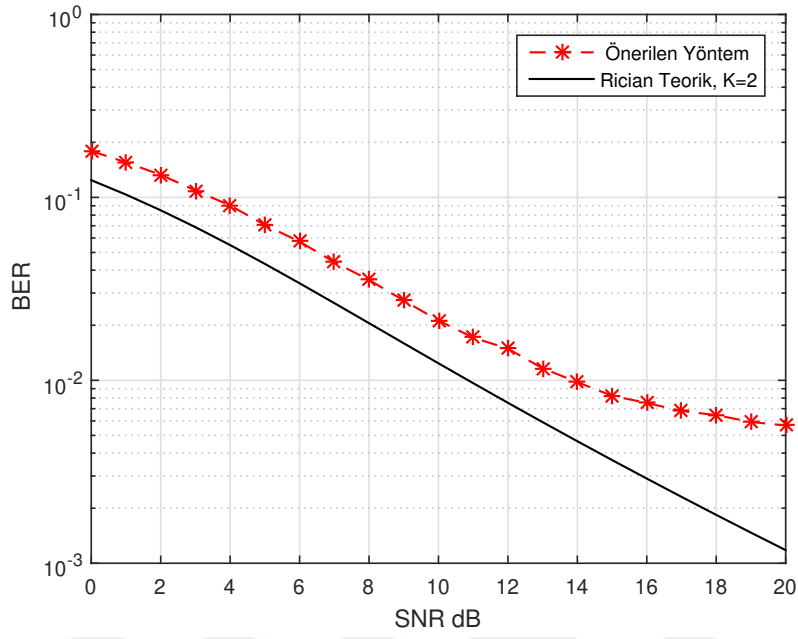
```

kodu ile ifade edilebilir. Monte-Carlo benzetimi kullanılarak önerilen yöntem RLS, LMS algoritmaları ile karşılaştırılmıştır ve sonuçlar Şekil 4.9'de verilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre RLS, LMS algoritmaları doğru kestirime yakınsamaya başlamamışlar. Bu nedenle iterasyon sayısının artırılması gerekir. İterasyon sayısının artırılması pilot sembollerinin sayısına bağlıdır. Hızlı değişen kanal için pilot sembolleri artırmak uygun çözüm değildir. Hava-hava haberleşmesi yüksek doplerden dolayı hızlı değişen kanala yakın özellik göstermektedir. Bundan dolayı ilintisiz kanal katsayıları sahip olduğu varsayılabilir. Bu durumda korelatör MF kestirimi ile benzer sonuç verir. Bunun yanında anlamsız katsayıların kestirimi ile korelatör yöntemi geliştirilmiştir. Sistemde pilot semboller ± 1 pseudo rasgele değerlerinden oluşmaktadır. Bu nedenle önerilen yöntemdeki matris çarpım işlemi toplama/çıkarma işlemleri yapılabilir. Sonuç olarak önerilen yöntem LMS ve RLS temelli algoritmalara göre düşük işlem maliyeti ile gerçekleştirilebilir.

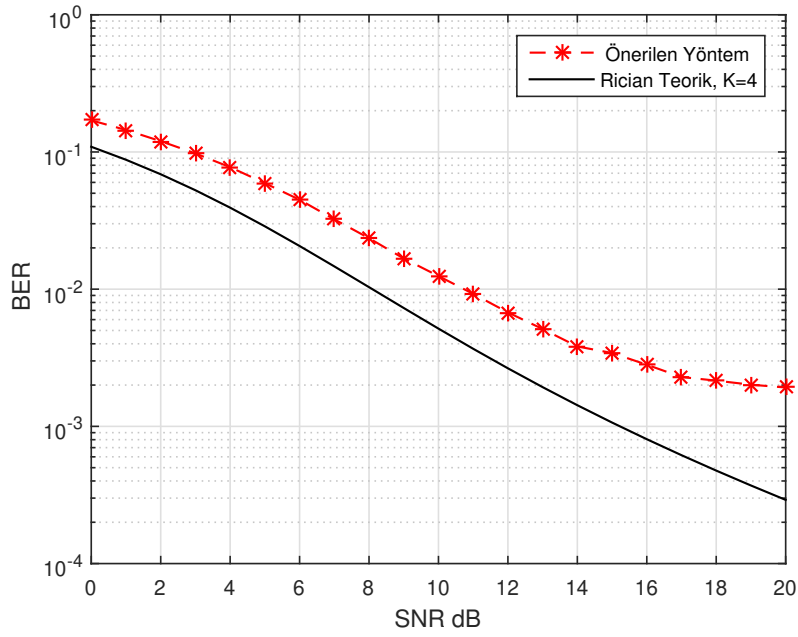


Şekil 4.9. Senaryo 3 kanal kestirim sonucu

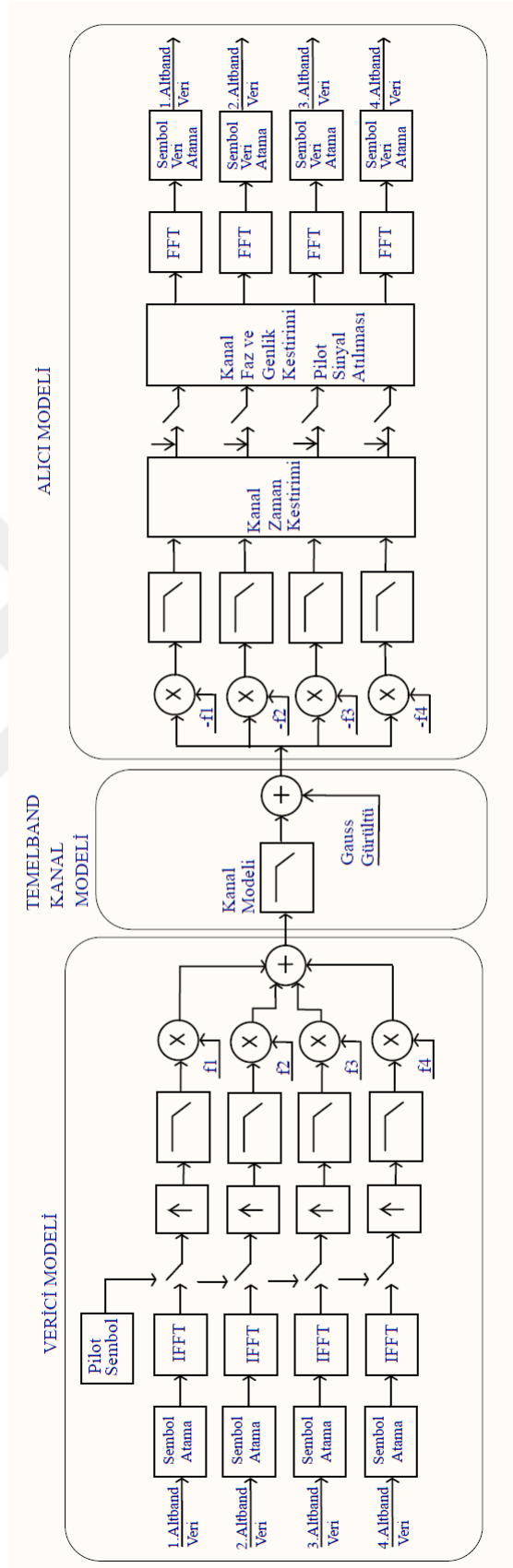
Monte-Carlo benzetimi ile önerilen yöntemin farklı kanal durumları için simülasyonu yapılmıştır ve elde edilen BER (Bit Error Rate) değerleri Şekil 4.9, Şekil 4.10, Şekil 4.11’de verilmiştir. Yapılan çalışma ve analizler sonucu hava-hava kablosuz haberleşme için önerilen sistemin blok diyagramı Şekil 4.12’de verilmiştir.



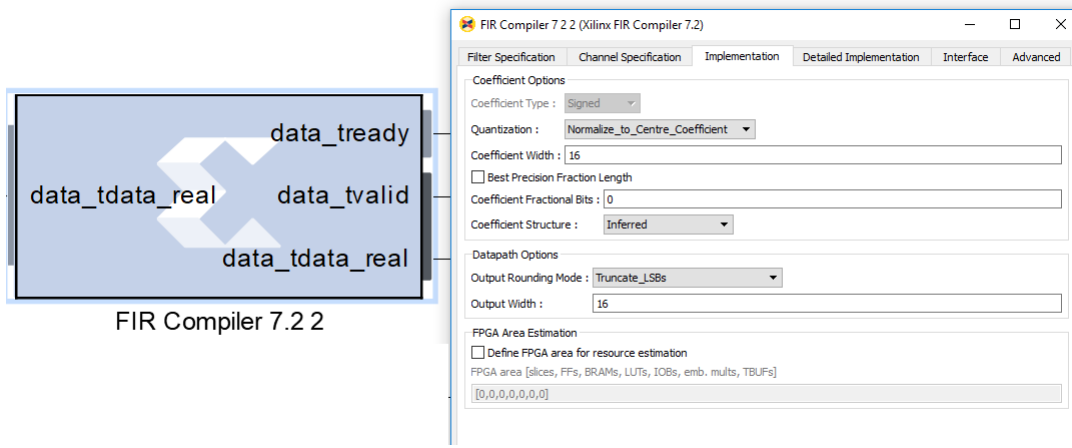
Şekil 4.10. Senaryo 2 kanal kestirim sonucu



Şekil 4.11. Senaryo 1 kanal kestirim sonucu



Şekil 4.12. Kanal eşzamanlama ve kestirim yöntemi blok diyagram

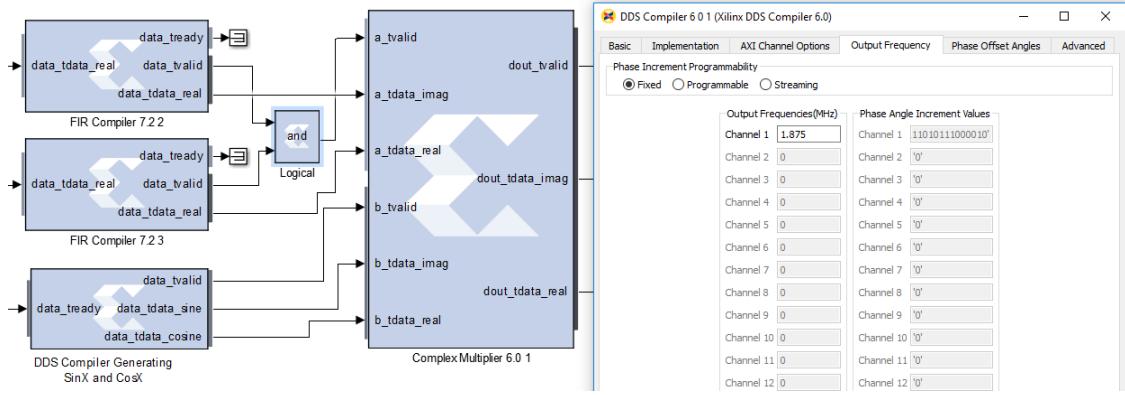


Şekil 4.13. FIR modülü

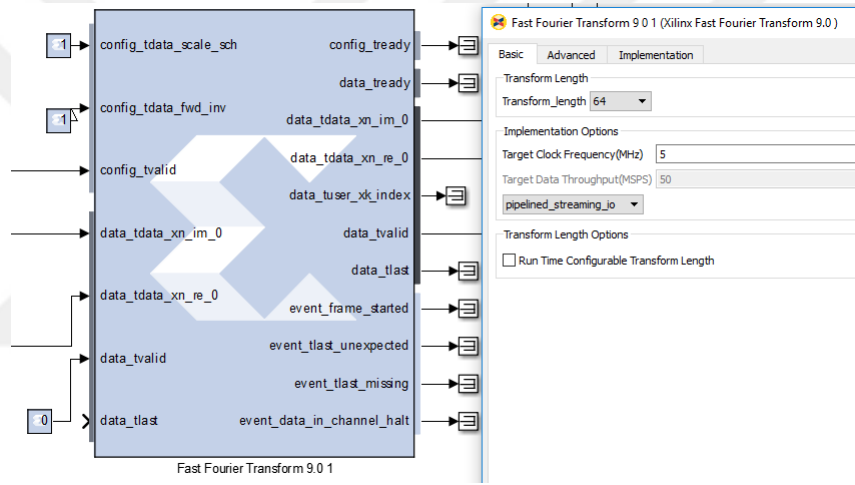
4.5 Kanal Eşzamanlama ve Kestirim Yönteminin FPGA Tasarımı

FPGA programlanabilir dijital (lookup table, ram, fifo, register, mult/add gibi) bloklardan oluşmaktadır. Bu bloklar arasında farklı bağlantılar programlama ile yapılabilir. Bunun birlikte bellek elamanları (lookup table, ram) istenen değerlere göre programlanabilir. Bu kaynaklara göre FPGA ile istenen sinyal işleme algoritması gerçekleştirilebilir. Geliştirilen algoritmaların sınırlı FPGA dijital bloklara göre optimize edilmesi gerekir veya algoritmanın FPGA kaynaklarına göre tasarlanması gerekir. Tezde önerilen sistem FPGA kaynaklarına göre tasarlanmıştır. Geliştirilen yöntemler FPGA için doğrulanmış ve optimize edilmiş Simulink/Xilinx HDL (Hardware Description Language) modülleri ile gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir.

Tasarlanan f-OFDM sistemi filtre, üstel modülasyon, OFDM, sembol atama işlemlerini içerir. Altbant filtreler için "FIR Compiler" modülü kullanılmaktadır. Geliştirilen filtre katsayıları kesirli olarak modülün katsayı vektörüne aktarılmaktadır. Şekil 4.13'de FIR modülü ve konfigrasyon arayüzü gösterilmiştir. Üstel modülasyon (EM) işlemi için gerekli altbant taşıyıcı frekans üretilmesi DDS (Digital Direct Synthesis) modülü kullanılmaktadır. Bu modülden üretilen kosinüs reel, sinüs kompleks bileşen olarak kullanılmaktadır. Elde edilen alt taşıyıcı frekanslar ile kompleks çarpım (Complex Multiplier) kullanılarak altbant sinyaller elde edilmektedir. Şekil 4.14'de üstel modülasyon FPGA tasarımı gösterilmiştir. OFDM tasarımı için FFT modülü kullanılmaktadır. FFT modülü tasarlanan sistemdeki OFDM ile aynı uzunlukta olmalı ve gerçek zamanlı (real time) çalışma

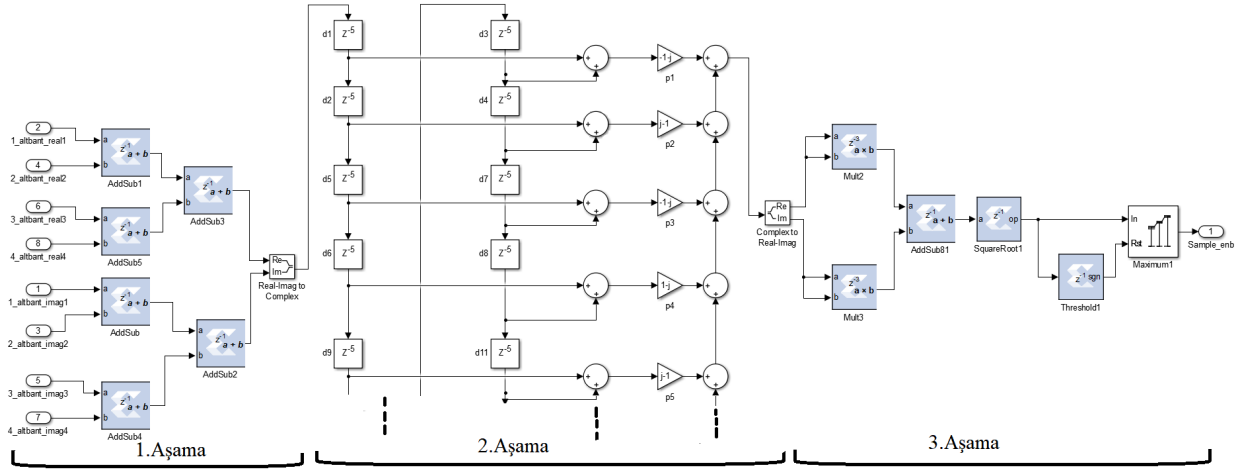


Şekil 4.14. Üstel modülasyon tasarımı



Şekil 4.15. FFT modülü

modunda ayarlanmalıdır. Şekil 4.15'de FFT modülü ve konfigrasyon arayüzü gösterilmiştir. Bu modüller kullanılarak tasarlanan altbant f-OFDM modülatör Şekil 4.16 ile gösterilmiştir. Sistemde QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ile sembol atama ya-



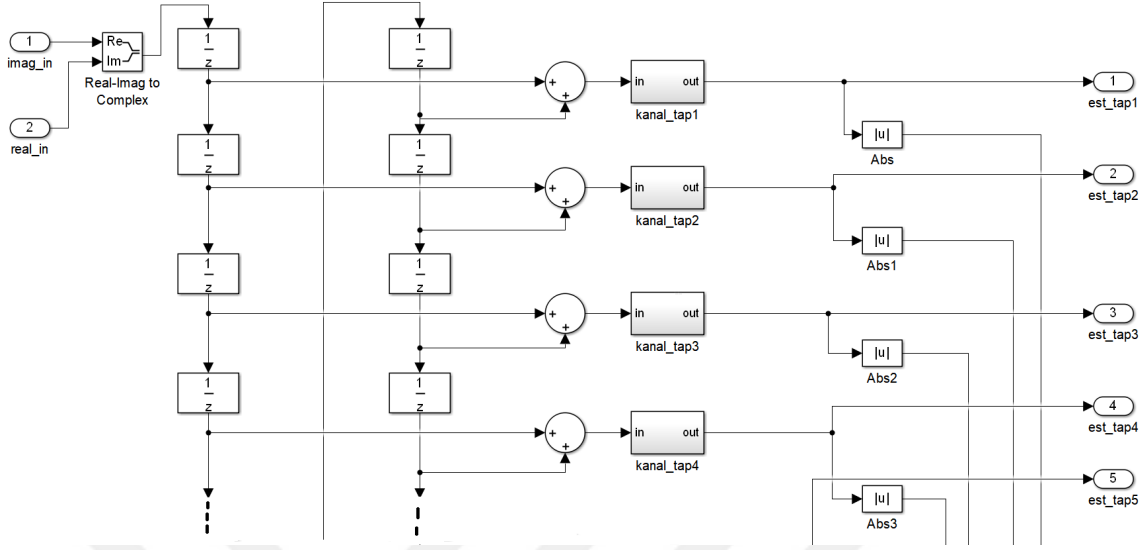
Şekil 4.18. Zaman kestirim yönteminin HDL modülleri ile tasarımı

2. Elde edilen toplam sinyalin pilot sembolleri ile korelasyon işlemi yapılması,

3. Korelasyon değerinin belirlenen eşik değeri geçtikten sonra maksimum noktanın bulunması işlemi. Bu işlemler yapıldıktan sonra bulunan maksimum değerinin zamanı optimum örnekleme noktasını belirtir. Aynı zamanda pilot sembollerin alındığını belirtir. Şekil 4.18’de kanal zaman kestirim modülü gösterilmiştir. Zaman kestirimi yapıldıktan sonra alıcıda bilinen pilot sembolleri kullanılarak kanal kestirim işlemi yapılmaktadır. Kanal kestirim işlemi zaman kestirim modülünden gelen başlama sinyali (sample enb) başlar ve bilinen pilot sembolleri süresince devam eder. Önerilen kanal kestirim yöntemi üç aşamada gerçekleştirilmiştir.

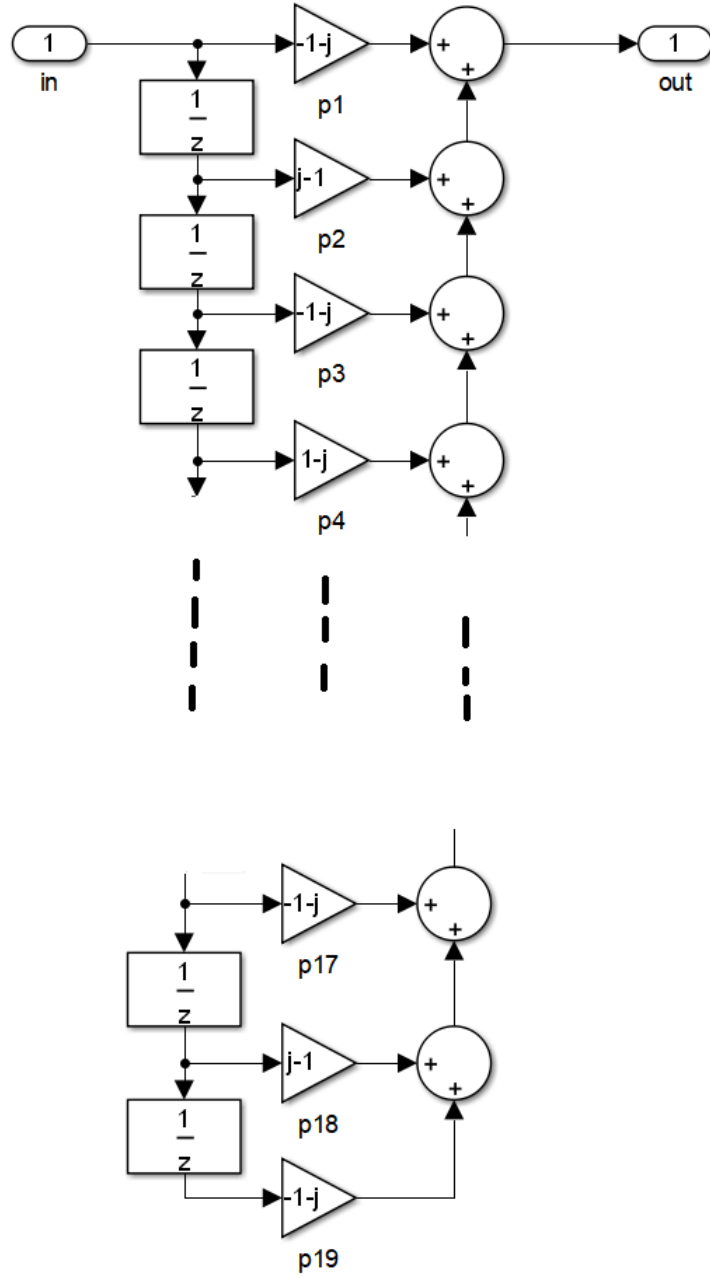
1. Başlama sinyali ile gözlem vektörünün oluşturulması,
2. Gözlem vektöründen farklı gecikmeye sahip örnekler alınarak, bilinen pilot sembollerle çarpılarak kanal vektörünün elde edilmesi,
3. Her altbant için kanal vektör elemanlarının genlik değerleri bulunması ve ortalama alınarak eşik değeri belirlenmesi.

Bu işlemler yapıldıktan sonra bulunan altbant kanal vektörü katsayıları ve eşik değeri, kanal denkleştirme modülüne aktarılır. Kanal denkleştirme modülü eşik değerden kü-

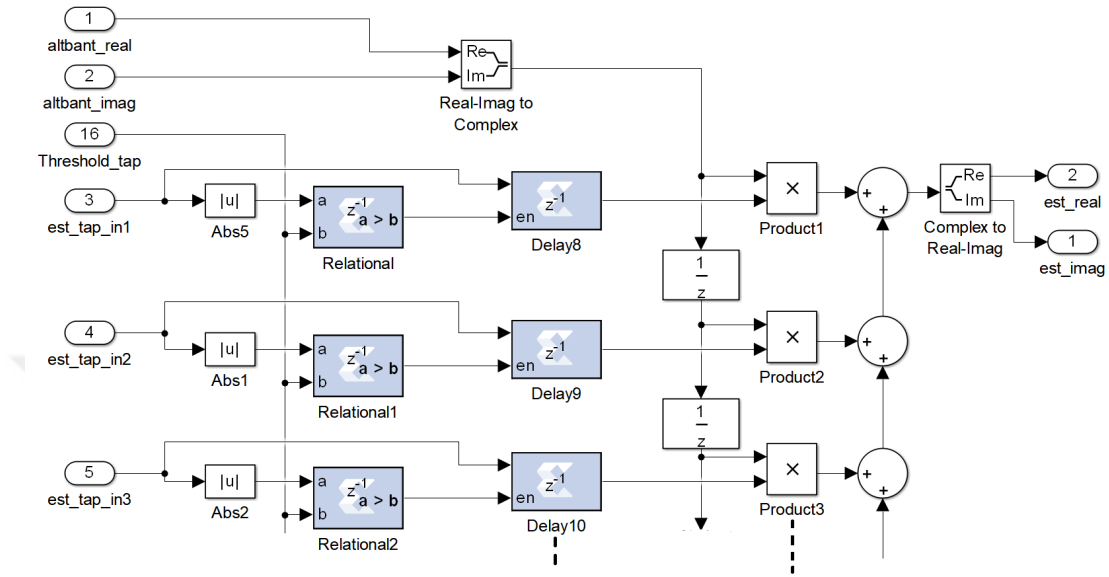


Şekil 4.19. Gözlem vektörünün HDL modülleri ile oluşturulması

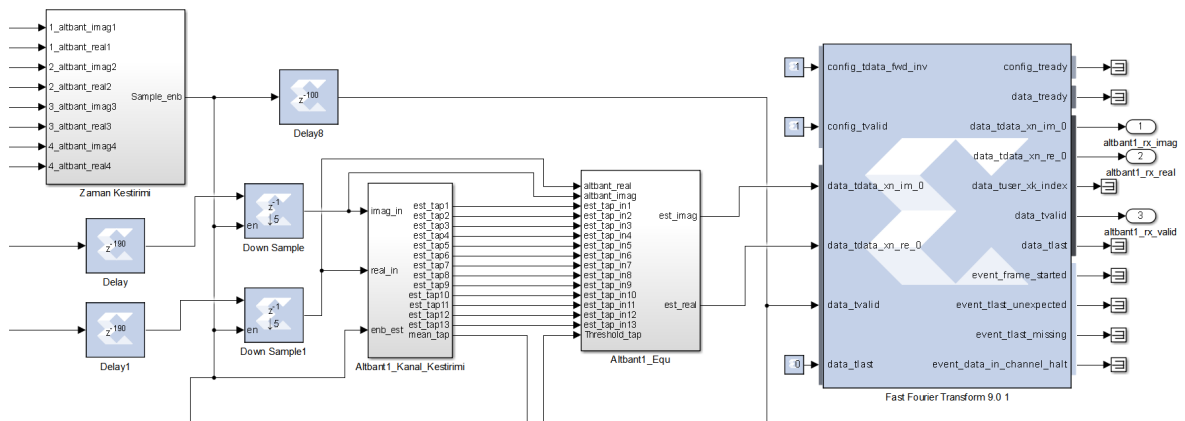
çük katsayılar için çarpım işlemini başlatmaz, böylece anlamsız kanal kestirim katsayıları kullanılmamış olur. Şekil 4.19'de gözlem vektörünün HDL tasarımı gösterilmiştir. Tasarlanan pilot semboller periyodik olduğu için, gözlem vektörü ilk ve ikinci döngüde alınan sinyallerin toplamından oluşmaktadır. Elde edilen gözlem vektörü farklı gecikmelerle kanal katsayısı kestirim modülüne iletilmektedir, böylece farklı çokyollu bileşenlerin kestirimi yapılmaktadır. Şekil 4.20'de kanal katsayısı kestirim modülü gösterilmiştir. Şekil 4.22'de kanal denkleştirme modülü gösterilmiştir. Şekil 4.23 ve Şekil 4.17'de geliştirilen sistemin FPGA tasarımı gösterilmiştir.



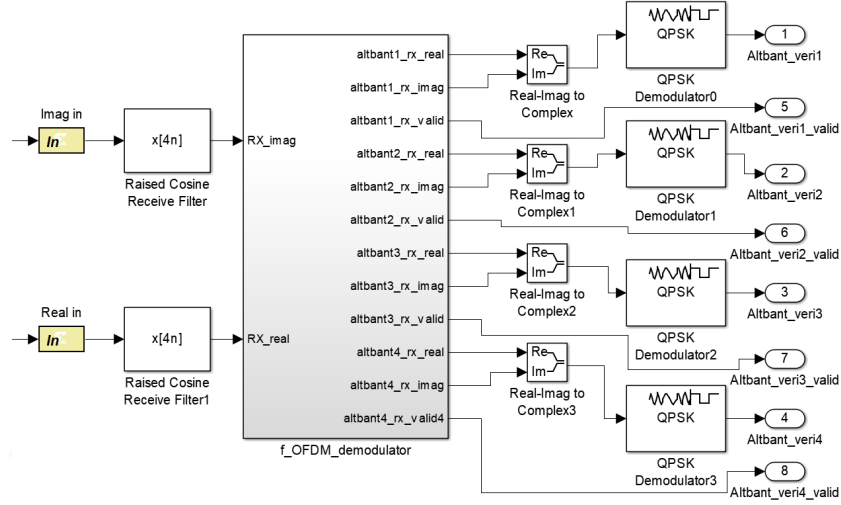
Şekil 4.20. Kanal çokyollu bileşenlerin kestirimi



Şekil 4.21. Kanal denkleştirme HDL modülleri ile tasarlanması

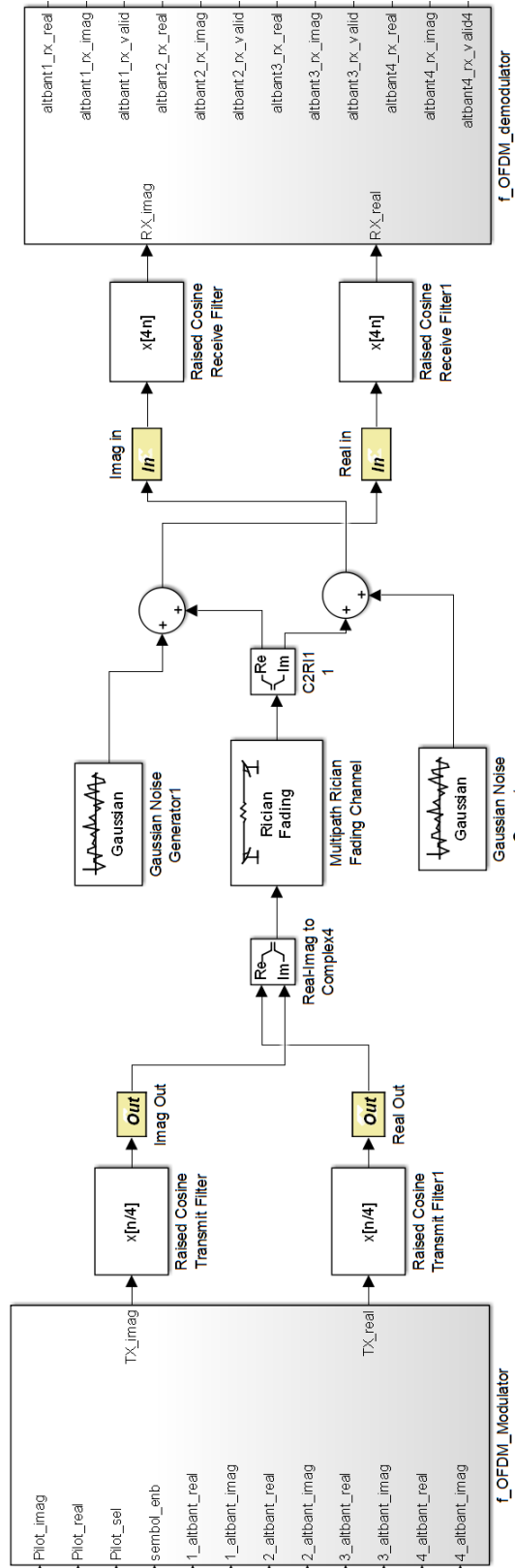


Şekil 4.22. Altbant kanal eşzamanlama ve kestirimi

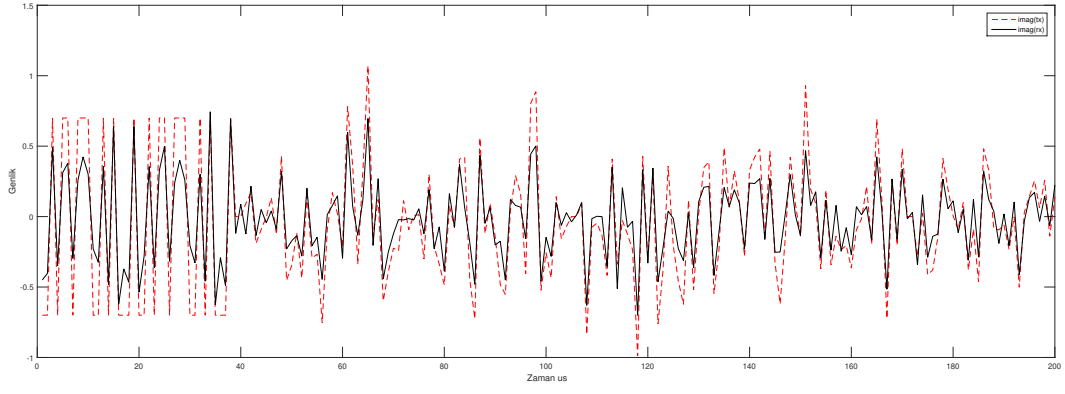


Şekil 4.23. f-OFDM demodülatör

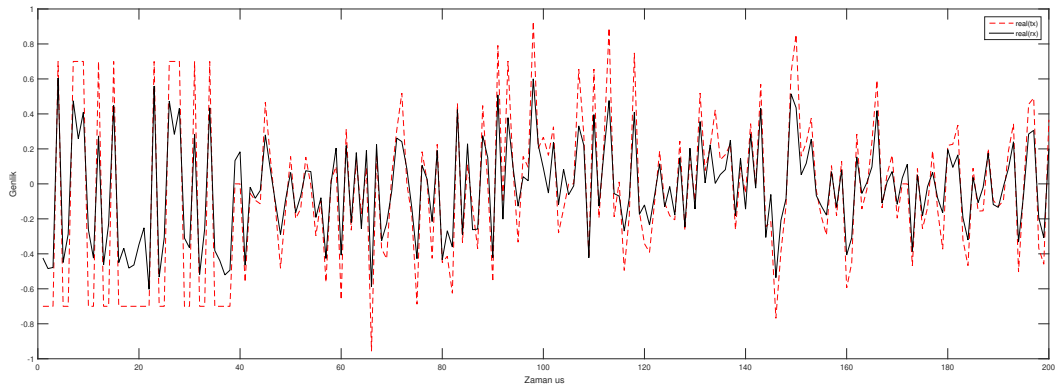
Geliştirilen FPGA tasarımın test edilmesi için Simulink temelbant Rician kanal modeli kullanılmaktadır. Verici iletilen sinyaller temelbantta Rician sönümlenmeye maruz kalmaktadır. Alıcı alınan sinyallere Gaussian gürültü eklenmektedir. Böylece senaryo 1 için fiziksel kanal modeli temelbant düzeyinde benzetimi elde edilmektedir. Temelbant kanal modeli Şekil 4.24 ile gösterilmiştir. Geliştirilen yöntemin FPGA tasarımında sinyaller 16 bit ile ifade edilmektedir. Nümerik işlemler için sabit nokta (fix point) kullanılmaktadır. Tasarlanan FPGA modüllerin uyumlu çalışması için modüllerin giriş ve çıkışları için 16 bit kullanılmaktadır. FPGA tasarımı temelbant kanal modeli kullanılarak fonksiyonel olarak test edilmiştir. Bir altbantta alınan sembollerin reel, kompleks bileşenlerin kanal kestirim sonrası değerleri Şekil 4.26 ile Şekil 4.25 gösterilmiştir. Kanal kestiriminden sonra elde edilen reel ve kompleks bileşenler FFT işlemi ile QPSK semboller bulunmaktadır. Bir altbantta QPSK sembollerin kestirim test sonuçları Şekil 4.27 ile gösterilmiştir.



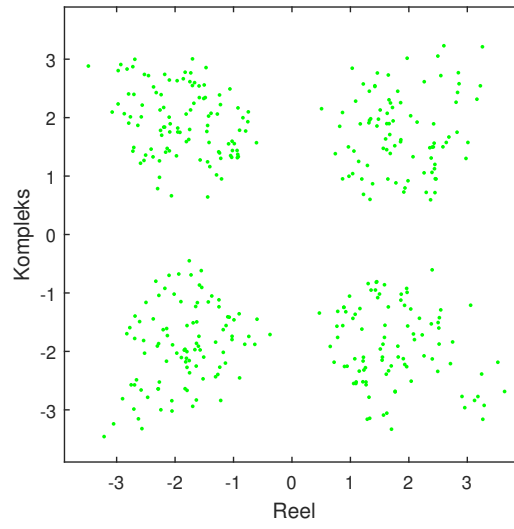
Sekil 4.24. Temelbant kanal modeli



Şekil 4.25. FPGA tasarımı kompleks bileşen fonksiyonel test



Şekil 4.26. FPGA tasarımı reel bileşen fonksiyonel test



Şekil 4.27. QPSK sembollerin kestirimi

5. SONUÇLAR

Hava-hava kablosuz haberleşmede kanal yüksek doplere ve gecikmeye maruz kalmaktadır. Yüksek irtifaya sahip hava araçlarında bu değerler artmaktadır. Bu sorunlar için f-OFDM iyi çözüm sunmaktadır. Bu yöntemle tüm bant altbantlara bölünür ve sembol süresi artar. Sembol süresinin artması çokyollu bileşenlerin yıkıcı etkisini azaltmaktadır. Hava araçları kanal kırsal ortam kanalı gibi seyrek özellik taşır. Seyrek kanal vektörünün kestirimi için f-OFDM sistemine uygun yöntem önerilmiştir. Bu yöntem altbant kanalların ortak özelliklerini kullanarak kanal vektörünün anlamlı olan katsayıların konumlarını bulur. Kanal vektörünün kestirimi için RLS, LMS ve korelasyon yöntemleri denenmiştir. RLS, LMS algoritmaları yeterli gözlem örnekleri olmadığında kestirimin yakınsama sağlamadığı görülmüştür. Korelasyon yöntemi seyrek kanal vektörünün kestirimi ile kullanılarak yeni yöntem önerilmiştir. Monte-Carlo benzetimi ile yapılan simülasyonların sonucunda yeterli BER değerleri elde edilmiştir. Bu BER değerlerindeki hatalar kodlama ile düzeltilebilecek seviyelerdir. Sistemde pilot semboller ± 1 pseudo rasgele değerleri kullanılarak, önerilen yöntemdeki matris çarpım işlemi toplama/çıkarma işlemlerine dönüştürülmüştür. Sonuç olarak FPGA ortamında gerçekleştirilebilecek yöntemler önerilmiştir. Kanal eşzamanlama ve kestirim yöntemleri f-OFDM modülasyonu ile birlikte standart HDL modülleri ile tasarlanmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] E.Haas, "Aeronautical Channel Modeling" IEEE Trans. Veh. Technol, vol. 51, No.2, March. **2002**.
- [2] J. J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems " in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. [C], vol. 2, pages 815-819, **1995**.
- [3] H. Nishimoto, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "Measurement-based performance evaluation of MIMO spatial multiplexing in a multipath-rich indoor environment [J]" IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 55, pages. 3677-3689, **2007**.
- [4] Andrea Goldsmith, "Wireless Communications", Cambridge University Press, **2005**.
- [5] S.O. Rice, "Mathematical Analysis of Random Noise" Bell System Tech. J., Vol. 23, No. 7, pp. 282-333, July 1944, and Vol. 24, No. 1, pp. 46-156, Jan. **1945**.
- [6] J. G. Proakis, "Digital Communications", 3rd ed. New York: McGraw-Hill, **1995**.
- [7] Mesut ÇEVİK, "Verici Çesitlemeli OFDM Sistemlerinde Kanal Kestirimi", Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Nisan **2007**.
- [8] Jaber A. Kakar, "UAV Communications: Spectral Requirements, MAV and SUAV Channel Modeling, OFDM Waveform Parameters, Performance and Spectrum Management", Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, May **2015**.
- [9] Hui Xie, "Sparse Channel Estimation in OFDM System", Electronics. UNIVER-SITE DE NANTES; SOUTH CHINA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Guangzhou, Chine, **2014**.
- [10] Tolgon KARATAEV, "Alternatif Sönümlmeli Kanal Yapıları ve Haberleşme Sistemlerinde Etkilerinin Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Haziran **2007**.
- [11] M. Failli, "Digital land mobile radio communications," COST 207 Final Rep., Sept. **1988**.
- [12] G. Dyer and T. G. Gilbert, "Channel sounding measurements in the VHF A/G radio communications channel", AMCP doc. AMCP/WGD/8-WP/19, Oberpfaffenhofen, Germany, Dec. **1997**.
- [13] RCTA, "Signal-in-Space Min. Aviation System Performance Standards for Advanced VHF Digital Data Communications Incl. Compatibility with Digital Voice Techniques", Draft doc. 26-93/SC172-68, Jan. **1993**.

- [14] M. Rice, A. Davis, and C. Bettweiser, "Wideband Channel Model for Aeronautical Telemetry", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 40, no. 1, pages. 57-69, August **2004**.
- [15] W. G. Newhall, R. Mostafa, C. Dietrich, C. R. Anderson, K. Dietze, G. Joshi, and J. H. Reed, "Wideband Air-to-Ground Radio Channel Measurements Using an Antenna Array at 2 GHz for Low-altitude Operations", Military Communications Conference, vol. 2, pages. 1422-1427, October **2003**.
- [16] Y. S. Meng and Y. H. Lee, "Measurements and Characterizations of Air-to-Ground Channel over Sea Surface at C-Band with Low Airborne Altitudes", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.60, no.4, pages. 1943-1948, May **2011**.
- [17] D. W. Matolak, "AG Channel Sounding for UAS in the NAS", February **2014**.
- [18] C. Blümm, C. Heller, B. Fourestie, and R. Weigel, "Wideband Aeronautical Channel Sounding and Modeling for C-band Telemetry", in PIMRC. IEEE, pages. 264-269. **2013**.
- [19] Frank A. Dietrich, "Pilot-Assisted Channel Estimation Based on Second-Order Statistics", IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 53, NO. 3, MARCH **2005**.
- [20] H. Stark and J. W. Woods, "Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers", Second edition. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, **1994**.
- [21] S. M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing-Estimation Theory", First edition. Englewood Cliffs, NJ:PTR Prentice-Hall, **1993**.
- [22] Uwe Meyer-Baese, "Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays", Third Edition. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, **2007**
- [23] N. Wiener, "Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series", John Wiley & Sons Inc, New York, **1949**.
- [24] M. Morelli and U. Mengali, "A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems [J]", IEEE Transactions on Signal Processing, VOL.49, pages. 3065-3073, **2001**.
- [25] Harry L. Van Trees, "Detection, Estimation, and Modulation Theory Part I", John Wiley & Sons Inc, **2001**.
- [26] B. Widrow, J. Glover, J. McCool, J. Kaunitz, C. Williams, R. Hearn, J. Zeidler, E. Dong, R. Goodlin: "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", Proceedings of the IEEE 63, pages 1692-1716 **1975**.
- [27] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, **1986**.

- [28] J. Lee, C. Un, "Performance of Transform-Domain LMS Adaptive Digital Filters", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing 34 (3), pages 499-510 **1986**.
- [29] L. Ljung, M. Morf, D. Falconer, "Fast Calculation of Gain Matrices for Recursive Estimation Schemes", International Journal of Control, **1978**.
- [30] Harika Velamala, "Filter Bank Multicarrier Modulation for Spectrally Agile Waveform Design", Master Thesis, WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE, **2013**.
- [31] D.G. Manolakis and V.K. Ingle, "Applied Digital Signal Processing", Cambridge University Press, **2011**.
- [32] John.G. Proakis and Dimitris.G. Manolakis, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall Inc, **1996**.
- [33] Xi Zhang, Ming Jiay, Lei Chen, Jianglei Ma, Jing Qiu "Filtered-OFDM Enabler for Flexible Waveform in The 5th Generation Cellular Networks", IEEE Globecom, San Diego, CA, **2015**.
- [34] J. Abdoli, M. Jia, and J. Ma, "Filtered ofdm: A new waveform for future wireless systems", in Proc. IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), pages 66-70, June **2015**.
- [35] J. Gomes, M. Stojanovic, "Performance Analysis of Filtered Multitone Modulation Systems for Underwater Communication", MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges, OCEANS **2009**.
- [36] Mathworks, "FBMC vs. OFDM Modulation", <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/fbmc-vs-ofdm-modulation.html>, Eylül **2018**.
- [37] PHYDYAS EU FP7 Project, "FBMC physical layer: a primer", <http://www.ict-phydyas.org>, **2010**.
- [38] Mathworks, "UFMC vs. OFDM Modulation", <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/ufmc-vs-ofdm-modulation.html>, Eylül **2018**.
- [39] Mathworks, "F-OFDM vs. OFDM Modulation", <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/f-ofdm-vs-ofdm-modulation.html>, Eylül **2018**.
- [40] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", in IEEE Transactions on Communications, vol.45, no.12 pp. 1613-1621, **1997**.
- [41] A.M. Tonello F. Rossi, "Synchronization and Channel Estimation for Filtered Multitone Modulation", Conference Proceedings, **2005**.
- [42] H. Nguyen-Le and T.Le-Ngoc, "Joint Synchronization and Channel Estimation for OFDM Transmissions over Doubly Selective Channels", IEEE International Conference on Communications pp. 1-5, Dresden **2009**.

- [43] P. Singh and K. Vasudevan, "Frequency synchronization and channel estimation for OFDM/OQAM signals transmitted through Rayleigh fading channels", 2017 Twenty-third National Conference on Communications(NCC) pp.1-6, Chennai, **2017**.



ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı: Nurullah KILINÇ

Doğum Yeri: Mardin

Medeni Hali: Evli

E-posta: nurullahkilinc@hacettepe.edu.tr, nkilinc16@gmail.com

Adresi: Yenişehir Mahallesi Cumhuriyet Bulvarı No:26/B14 Pendik/İstanbul

Eğitim

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elk. ve Elkt. Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İyi

İş Deneyimi

01.2010 - : Özel Sektör, Elektronik Tasarım Mühendisi

Deneyim Alanları

- FPGA Tasarım, FPGA Doğrulama, DSP, PCB Tasarım, RF Tasarım

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-





HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 28.09.2018

Tez Başlığı / Konusu: Yüksek Mobilité Ortamında Kanal Kestirimi ve Eşzamanlama Algoritmalarının FPGA Üzerinde Tasarımı

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam ...86... sayfalık kısmına ilişkin, 28/09/2018 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 6 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/dâhil
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orjinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Adı Soyadı: Nurullah Kılınç
Öğrenci No: N14122226
Anabilim Dalı: Elektrik Ve Elektronik Mühendisliği
Programı: Tezli Yüksek Lisans
Statüsü: ☒ Y.Lisans ☐ Doktora ☐ Bütünleşik Dr.

Tarih ve İmza
28.09.2018

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Emre Aktas

(Unvan, Ad Soyad, İmza)