



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR İÇİN
KANAL MODELLEME VE KESTİRİMİ**

**Elektronik Müh. Serhat KARAP
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı**

**Danışman
Prof.Dr. Aydın AKAN**

Haziran, 2009


İSTANBUL

Bu çalışma 15/06/2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliği programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi


Prof. Dr. Aydın AKAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi


Prof. Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi


Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Üniversitesi


Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN
İstanbul Üniversitesi


Prof. Dr. Ahmet SERTBAŞ
İstanbul Üniversitesi

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında değerli bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen, lisans ve yüksek lisans öğrenimim sırasında ve tez çalışmalarım boyunca gösterdiği her türlü destek ve yardımlarından dolayı çok değerli Sayın Hocam **Prof.Dr. Aydın AKAN**'a en içten dileklerle teşekkür ederim. Ayrıca her zaman desteklerini yanımda hissettiğim aileme ve mesai arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim.

Haziran, 2009

Serhat KARAP

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
SEMBOL LİSTESİ	v
ÖZET	vi
SUMMARY	vii
1. GİRİŞ	1
1.1. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR'IN TERCİH NEDENLERİ	2
1.2. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR'IN TARİHÇESİ.....	4
2. GENEL KISIMLAR	6
2.1. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALI.....	6
2.2. ÇOK TAŞIYICILI MODÜLASYON	8
2.3. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)	10
2.3.1. Koruma Zamanı ve Dairesel Ön Ek.....	16
2.4. YAYILI İZGE	19
2.5. KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (CDMA)	22
2.5.1. Rake Alıcısı.....	23
2.6. KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (CDMA)	25
2.6.1. Denkleştirme	25
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	27
3.1. EVRİMSEL İZGE ANALİZİ	27
3.1.1. Ayrık Evrimsel Dönüşüm Kullanılarak Zaman-Frekans Analizi	28
3.1.2. Kablosuz İletişim Kanal Modeli	29

3.2. AYRIK EVRİMSEL DÖNÜŞÜM YÖNTEMİYLE ALGILAYICI AĞLARDA KANAL KESTİRİMİ.....	33
3.2.1. Çoklu Yol Kanal Modeli	33
3.3. TEK ALGILAYICILI SİSTEM MODELİ	34
3.3.1. Tek Algılayıcı Model İçin Kanal Kestirimi	36
3.3.1.1. Tek Algılayıcı Sistemlerde Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli	36
3.3.1.2. Tek Algılayıcı Sistemlerde AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi	38
3.4. ÇOK ALGILAYICILI SİSTEM MODELİ.....	41
3.4.1. Aşağı-Link Ağ Modeli	41
3.4.1.1. Aşağı-Link Ağ Yapısında Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli	43
3.4.1.2. Aşağı-Link Ağ Yapısında AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi	45
3.4.2. Yukarı-Link Ağ Modeli.....	46
3.4.2.1. Yukarı-Link Ağ Yapısında Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli.....	49
3.4.2.2. Yukarı-Link Ağ Yapısında AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi	50
4. BULGULAR.....	52
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	62
KAYNAKLAR.....	64
ÖZGEÇMİŞ.....	67

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	: Çoklu yol etkisi	7
Şekil 2.2	: Tek ve çok taşıyıcılı sistem.....	9
Şekil 2.3	: Tek ve çok taşıyıcılı iletişim.....	10
Şekil 2.4	: (a) Geleneksel çok taşıyıcı tekniği (b) Dik çok-taşıyıcılı modülasyon tekniği	12
Şekil 2.5	: Dört alt taşıyıcılı bir OFDM sembol örneği.....	13
Şekil 2.6	: (a) Bir OFDM alt-kanalının spektrumu (b) Bir OFDM sinyalinin spektrumu	15
Şekil 2.7	: Koruma süresi boyunca hiç bir sinyal olmamasının çok-yollu ortamlardaki etkisi.....	17
Şekil 2.8	: Çevrimsel ön ek ile birlikte OFDM sembolü	18
Şekil 2.9	: İki yönlü çoklu yol kanalında üç alt taşıyıcılı OFDM sinyal örneği. Kesik çizgili olanı gecikmiş çoklu yol ögesi.....	18
Şekil 2.10	: DSSS sistem için verici yapısı	20
Şekil 2.11	: Zaman bölgesinde yayma işlemi	21
Şekil 2.12	: Frekans bölgesinde yayma işlemi	21
Şekil 2.13	: RAKE alıcısı.....	24
Şekil 3.1	: Birim dürtü cevabı	30
Şekil 3.2	: Birim dürtü cevabının Z-X ekseninden görünüşü	31
Şekil 3.3	: Transfer fonksiyonu	31
Şekil 3.4	: İkili frekans fonksiyonu.....	32
Şekil 3.5	: Yayma fonksiyonu.....	33
Şekil 3.6	: Tek algılayıcılı sistem yapısı	34
Şekil 3.7	: Çok algılayıcılı sistemde aşağı-link ağ yapısı	41
Şekil 3.8	: Çok algılayıcılı sistemde yukarı-link ağ yapısı.....	46
Şekil 4.1	: (a) Sözde-rasgele yayıcı dizi (b) Sözde-rasgele yayıcı kodun oto korelasyon fonksiyonu	52
Şekil 4.2	: BHO'nın İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz.....	54
Şekil 4.3	: Yayıcı kod olarak karmaşık karesel çırp dizisinin kullanıldığı durumda BHO'nın İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz	55
Şekil 4.4	: BHO'nın İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=500$ Hz.....	55
Şekil 4.5	: BHO'nın İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=5$ kHz.....	56
Şekil 4.6	: BHO'nın Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=50-500$ Hz, İGO=15 dB.....	57
Şekil 4.7	: BHO'nın Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=500-5000$ Hz, İGO=15 dB ..	58
Şekil 4.8	: BHO'nın Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=2-4$ kHz, İGO=15 dB	59
Şekil 4.9	: BHO'nın Jammer ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz, İGO=15 dB	59
Şekil 4.10	: BHO'nın Jammer ile değişimi, $\psi_{\max}=500$ Hz, İGO=10 dB	60

SEMBOL LİSTESİ

λ	: dalga boyu
T_m	: maksimum yayılım süresi
v	: gezgin alıcının hızı
c	: iletim ortamındaki ışık hızı
f_c	: taşıyıcı frekansı
β	: yayılım yolu ile verici arasındaki açı
Δf	: taşıyıcı aralığı
B	: bantgenişliği
$T_{s,MC}$: çok taşıyıcılı sistemin sembol süresi
$T_{s,SC}$: tek taşıyıcılı sistemin sembol süresi
$h(\mathbf{n},\mathbf{m})$: birim dürtü cevabı
$H(\mathbf{n},\omega)$: zaman-frekans cevabı
L	: iletim yolu sayısı
ψ_i	: Doppler frekans kayması
α_i	: bağıl zayıflatma faktörü
N_i	: gecikme miktarı
$B(\Omega,\omega)$: ikili frekans fonksiyonu
$S(\Omega,\mathbf{m})$: yayma fonksiyonu

ÖZET

KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR İÇİN KANAL MODELLEME VE KESTİRİMİ

Gelişen teknolojiyle birlikte küçük boyutlarda, düşük güç tüketen, çok fonksiyonlu algılayıcı elemanlar tasarlanabilmektedir. Bu elemanlar; algılama, veri işleme ve kendi aralarında haberleşme yaparak Kablosuz Algılayıcı Ağları'nın gerçekleştirilmelerine imkan tanımaktadır.

Kablosuz bir algılayıcı ağdaki iletişim kanalı, toplamsal kanal gürültüsü ve boğucu işaretler gibi olumsuz etkilere maruz kalır. Ayrıca çoklu yol sönümlenmesi nedeniyle girişe gelen işaret gecikme ve zayıflamaya uğrar. Bunun yanında ortamdaki hareketten kaynaklanan Doppler frekans kaymaları ortaya çıkar. Tüm bu bozucu etkiler zamanla rasgele değişmektedir. Bu nedenle, zamanla değişen bu iletişim kanalının modellenmesi ve kanal parametrelerinin kestirimi, sistem performansını arttıracak alıcıların tasarımında önemli bir rol oynamaktadır.

Bu tez çalışmasında, Çok Taşıyıcı Yayımlı İzge (ÇTYİ) tekniği kullanan kablosuz algılayıcı sistemlerde, zamanla değişen iletişim kanalının modellenmesi ve kestirimi ele alınmıştır. Problemin çözümüne özgün bir yaklaşım olarak zaman-frekans gösteriminin kullanılması önerilmiştir. Kablosuz haberleşme kanalı; zayıflama katsayısı, Doppler frekans kayması ve gecikme parametreleri cinsinden modellenmiştir. Kanala ait parametreler bir zaman-frekans analiz yöntemi olan Ayrık Evrimsel Dönüşüm (AED) ile hesaplanan yayma fonksiyonundan kestirilmiş ve bunlar kanal denkleştirme amacıyla kullanılmışlardır. Önerilen yöntemin başarımını incelemek amacıyla farklı seviyelerde kanal gürültüsü, boğucu işaret ve Doppler frekans kayması değerleri için benzetimler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen zamanla değişen kanal modelinin alıcı başarımını iyileştirdiğini ortaya koymuştur.

SUMMARY

CHANNEL MODELING AND ESTIMATION FOR WIRELESS SENSOR ARRAY NETWORKS

Advances in technology make it possible to design multi-functional sensor elements with small size and low power consumption. These elements, which are able to make sensing, data processing and communicating with each other, constitute Wireless Sensor Array Networks.

The wireless communication channel in a sensor network is exposed to corruptive effects like additive noise and jammer interferences. Also, the signal at the receiver is delayed and attenuated due to multipath fading. In addition, Doppler frequency shifts occur due to mobility. All these impediments change randomly over time. Therefore, modeling and estimation of this time varying communication channel has become an important issue in the design of the receivers that improve the performance of communication systems.

In this study, we investigated how to model and estimate the time varying channel of wireless sensor networks with multi-carrier spread spectrum (MC-SS). Time-frequency representation has been proposed as a unique approach to the solution of the problem. Wireless communication channel was modeled in terms of attenuation factor, Doppler frequency shifts and delay parameters. The channel parameters have been estimated via a spreading function using the discrete evolutionary transform (DET) as a time-frequency analysis method, and used to equalize the channel. In order to illustrate the performance of the proposed method, simulations with different levels of channel noise, jammer interference and Doppler frequency shifts are provided. The results we obtained show that the proposed time varying channel model improves the receiver performanc

1. GİRİŞ

Kablosuz iletişim ve sayısal elektronik teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte Kablosuz Algılayıcı Ağları (KAA) askeri, sağlık, meteoroloji ve jeoloji gibi bir çok alanda uygulama imkanına sahip olmaktadır. Sınırlı enerji kaynaklarıyla işlevlerini gerçekleştiren bu ağ yapıları için enerji tasarrufu oldukça önemlidir. Gelişen teknolojiyle birlikte küçük boyutlarda, az güç tüketen, çok fonksiyonlu algılayıcı elemanlar tasarlanabilmektedir. Bu elemanlar; algılama, veri işleme ve kendi aralarında haberleşme yapmakta ve bir araya gelerek Kablosuz Algılayıcı Ağları oluşturmaktadırlar [1].

Kablosuz Algılayıcı Ağları algılama, hesaplama ve iletişim yapabilen çok sayıda (örneğin binlerce) algılayıcı düğümleri içermektedir. Her bir düğüm çevresindeki sıcaklık, nem, basınç gibi nicelikleri ölçebilme, basit hesaplama işlemleri yapabilme ve etrafındaki diğer düğümlerle veya baz istasyonu ile haberleşebilme özelliklerine sahiptir. Geniş bir coğrafyada daha doğru ölçümler yapabilmek için daha çok sayıda algılayıcı kullanılması gerekmektedir. KAA'nın kullanıldığı bazı uygulama alanlarına; askeri amaçlı görüntüleme ve algılama, hedef alanının görüntülenmesi, izinsiz giriş algılama, hava durumu izleme, güvenlik, gözetim takibi, dağıtık hesaplama, sıcaklık, hareket, ses, ışık veya belirli nesnelerin mevcudiyetinin algılanması gibi çevresel durumların tesbiti ve jeolojik uygulamalar örnek olarak verilebilir [2].

Kablosuz Algılayıcı Ağlar'ın enerji kaynakları sınırlıdır ve değiştirilememektedir. Bununla birlikte, algılayıcı düğümlerin konumlandırılmaları genelde önceden belirlenmemekte ve zor coğrafya bölgelerine veya afet bölgelerine rasgele yerleştirilmektedirler. Bu ise, algılayıcı düğümlerin herhangi bir bakım veya düzenleme yapılmaksızın, uzun süre algılama ve iletişim yapabilmelerini gerektirmektedir. Dolayısıyla, yüksek kalitede algılama ve hatasız çalışma için algılayıcı düğümler arasında önemli ölçüde dayanışma ve işbirliğinin gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

Bir algılayıcı ağına klasik bir ağ protokolü uygulanamamaktadır. Bu düğümler kendi ağlarını kendileri düzenlerler, önceden planlanmış bir ağ topolojisi söz konusu değildir. Bu ise literatürde bu alanda yapılmış olan birçok çalışmanın KAA yapılarına uyarlanamamasına neden olmakta ve KAA yapılarına özgü kriterleri dikkate alan ağ protokollerinin geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır [3,4].

Pil ömrüne bağlı olan kısıtlamalar yüzünden, algılama düğümleri çok büyük bir zamanı düşük güç tüketimi ile uyku konumunda geçirirler ya da düğüm verisini işlerler.

1.1. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR'IN TERCİH NEDENLERİ

Donanım ve kablosuz sistemlerdeki gelişmeler düşük maliyetli, düşük güç tüketimli, çok işlevli minyatür algılama aygıtlarının üretilmesine olanak sağlamıştır. Bu aygıtlardan yüzlercesi, binlercesi yardımıyla ad-hoc ağlar oluşturulabilmektedir. Örneğin bu aygıtlar geniş bir coğrafyaya dağıtılarak kablosuz, ad-hoc bir ağ meydana getirilir. Bu dağıtılan ve ağ oluşturan algılayıcılar işbirliği yaparak bir algılama ağ sistemini oluşturmaktadır. Bir algılayıcı ağ bilgiye her an, her yerden kolayca erişilmesini sağlar. Bu işlevi veriyi toplayarak, işleyerek, çözümlenerek ve yayarak yerine getirir. Böylece ağ, etkin bir şekilde akıllı bir ortam oluşmasında rol oynamış olur [5].

Kablosuz algılayıcı ağlarında iletişim bant genişliği ve iletim mesafeleri, mevcut güç depolama teknolojisinin yetersizliği nedeniyle kablolu sistemlere göre oldukça sınırlıdır. İlave olarak, mahremiyet konusu ve bir ağ içindeki çok sayıda algılayıcıdan her an gelen sinyallerin yorumlanmasıyla ilgili zorluklar kablosuz algılayıcı ağların sorunları olarak ortaya çıkar. Öte yandan bu teknoloji bir sürü benzersiz ve potansiyel olarak değerli uygulamayı mümkün kılmaktadır. Kablosuz Algılayıcı Ağlar; geniş bir yelpazede, değişik uygulama alanları için devrimsel algılama özelliği yetenekleri sunmaktadır.

Bunun nedeni algılayıcı ağların

- Güvenilirlik
- Doğruluk
- Esneklik
- Kablo gereksinimi olmamasının getirdiği kullanım kolaylığı

- Maliyet verimliliği
- Kurulum kolaylığı özelliklerine sahip olmasıdır.

Algılayıcılar kolaylıkla kurulmaktadır, çünkü bir altyapıya veya insan müdahalesine gerek yoktur. Algılayarak, hesaplayarak ve ortamda eyleme geçerek görevlerini yaparlar. Kendilerini örgütleyebilir (özörgütlenme) ve farklı uygulamaları desteklemek üzere uyarlanabilirler. Algılayıcı ağlar

- Bilgi toplama
- Bilgi işleme
- Sivil ve askeri uygulamalar için çeşitli ortamların izlenmesi ve gözlenmesini

olanaklı kılar.

Kablosuz Algılayıcı Ağların ortak amacı, mümkün olduğunca fazla bilgi toplamak ve bu bilgiyi en kısa ve ucuz yoldan iletmektir. Boyutlarının küçük olması, bağımsız çalışabilmesi ve kablosuz iletişim sağlaması, özellikle geniş alan izleme ve hareketli cisim takibi gibi kablolu sistemlerin kullanılmasının mümkün olmadığı veya çok maliyetli olduğu durumlarda kablosuz algılamaların en büyük avantajıdır.

Mevcut makro-algılama düğümlerinin kapsamı, maliyet kısıtları ve kurulum (plana göre yerleşim) sebepleriyle belirli fiziksel alanlarda dar olarak sınırlıdır. Buna karşın, kablosuz algılama ağları insan bakımına gereksinim duymayan fiziksel olarak ayrılmış pek çok düğüm içerebilir. Düğüm temelinde bakıldığında, tek bir düğümün kapsamı küçük de olsa, yoğun olarak dağıtılmış düğümler eş zamanlı ve iş birliği prensipleriyle çalışabilirler. Böylece tüm ağın kapsamı genişletilmiş olur. Ayrıca algılama düğümleri yaşam tehlikesinin olduğu alanlara bırakılabilir ve dört mevsim işlem yapabilir, bu yüzden bu düğümler algılama görevlerini her an yürütebilirler [6].

Kablosuz algılama düğümlerinin yoğun biçimde yerleştirilmesi sonucu, hataya karşı daha fazla tolerans sağlanmıştır. Aynı alan içerisinde komşu düğümlerden birbiriyle ilişkili veri alınması sonucunda sistemin hatayı tolere etme şansı, tek başına bulunan bir makro-algılamaya kıyasla çok daha büyüktür. Eğer bir makro-algılama düğümü hata verir ya da işlemi durur ise; sistem, fonksiyonunu algılamanın bulunduğu alanda tamamen yitirir. Kablosuz algılayıcılarda ise, bir düğümün devre dışı kalması sistemin

geneli üzerinde bir etki yapmaz, o bölgede bulunan diğer kablosuz algılama düğümleri devre dışı kalan düğümün görevlerini üstlenebilir.

Her algılayıcı düğüm, kablosuz iletişim yeteneğine ve sinyal işleme ile veri yaymaya yetecek zekaya sahiptir. Sınırlı enerji, işlem gücü ve iletişim kaynaklarına sahip olması geniş bir alanda oldukça yüksek sayıda algılayıcı kullanımını gerektirmektedir. Bu büyük sayı kullanımı algılayıcı ağının hareket eden nesnenin gerçek hızı, yönü, boyutu ve diğer özelliklerini, tek bir algılayıcıya göre daha yüksek bir doğrulukta bildirmesini sağlar.

Günümüzde benzer amaçlarla kullanılan teknolojiler incelendiklerinde pahalı olmaları, kurulum zorlukları ve olaylara gerçek zamanlı tepki verememeleri gibi sorunlara sahip oldukları görülmektedir. Kablosuz Algılayıcı Ağlar'ın geleneksel teknolojilere göre avantajları ise, birim başına maliyetlerinin ucuz olması, açık kaynak yazılımlar ile düşük maliyette kurulum, bakım ve geliştirme yapılabilmesi, kurulum ve yönetimlerinin kolay olması, birimlerin kendi aralarında iş birliği yaparak çokça veri ile daha kesin sonuçlar elde etmeleri, ani ısı yükselmesi gibi durumlarda hızlı ve gerçek zamanlı tepkiler vermeleri olarak gösterilebilir.

1.2. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR'IN TARİHÇESİ

Kablosuz Algılayıcı Ağlar kavramı ilk kez 1980'lerin başlarında ortaya çıkmıştır. Mikro elektro-mekanik sistemlerdeki gelişmeler ve kablosuz haberleşme sistemlerindeki ilerlemelerle birlikte 1990'lı yıllarda önemli bir araştırma alanı haline gelmeye başlamıştır.

Algılayıcı ağlardaki araştırmalar ilk zamanlarda okyanus taraması, saha hedef tespiti gibi askeri uygulamalardan esinlenerek yapılmıştır. Günümüzde ise maliyetlerin zamanla düşmesi ve gelişen algılama teknolojisiyle algılayıcı kabiliyetlerinin artması sonucu pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Kablosuz Algılayıcı Ağlar'ın kullanıldığı bazı alanlar şunlardır [7]:

- Çevre Algılaması ve İzleme: Belirli bir coğrafi alana yayılan yüzlerce ya da binlerce, ufak, ucuz, kendini ayarlayabilir kablosuz algılayıcılar çevre izleme ya da çevre kontrolü işlemlerinde geniş yelpazeli uygulamalarda kullanılabilir.
- Felaketten Korunma ve Kurtarma: Kablosuz algılayıcı ağlar acil durumlarda ya da felaket durumlarında yerleştirildikleri afet alanlarında etkili olabilirler. Dağıtılmış kablosuz algılayıcı ağlar aracılığı ile yapılan doğru ve zamanında yer saptaması, kurtarma operasyonlarında hayati önem taşır. Yer saptamasının yanı sıra ölü sayısı, potansiyel tehlikeler ya da acil durumun kaynağı, kimlik tespit işlemleri ve kurtarılmayı bekleyen insanların saptanması da hayati verilerdir.
- Sağlık Hizmetleri: KAA, yaşamsal sinyallerin gözlemlenmesinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bunun yanısıra hastaya uygulanan tedavinin gözlemlenmesi ve tedavi kalitesinin artmasına dönük uygulamalar da mevcuttur.
- Akıllı Ey: Kablosuz algılayıcı ağlar tüm insanlık için daha rahat ve akıllı yaşam alanlarının oluşturulmasında rol alabilir.
- Uzaktan Ölçüm: Kablosuz algılayıcı ağlar gaz, elektrik, oda sıcaklığı gibi verileri kablosuz ağ aracılığı ile istenen noktaya iletebilir. Araba park yerlerinde boş araçların yerlerini araç sahibine bildirebilir.

Yapılan bu çalışmada kablosuz algılayıcı ağ sistemlerinde kullanılmak üzere uygun bir kanal modeli seçilmiş ve bu model kullanılarak veri bilgisi elde edilmesi amaçlanmıştır. Bunun için bir zaman-frekans analizi olan Ayrık Evrimsel Dönüşüm yöntemi kullanılarak vericiden gönderilip kablosuz haberleşme kanalı üzerinden alıcıya gelen veri kestirilmeye çalışılmıştır. Önerilen yöntemin başarısını göstermek amacıyla farklı kanal gürültüsü, Doppler frekans kayması ve boğucu işaret değerleri için simülasyonlar yapılmıştır.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALI

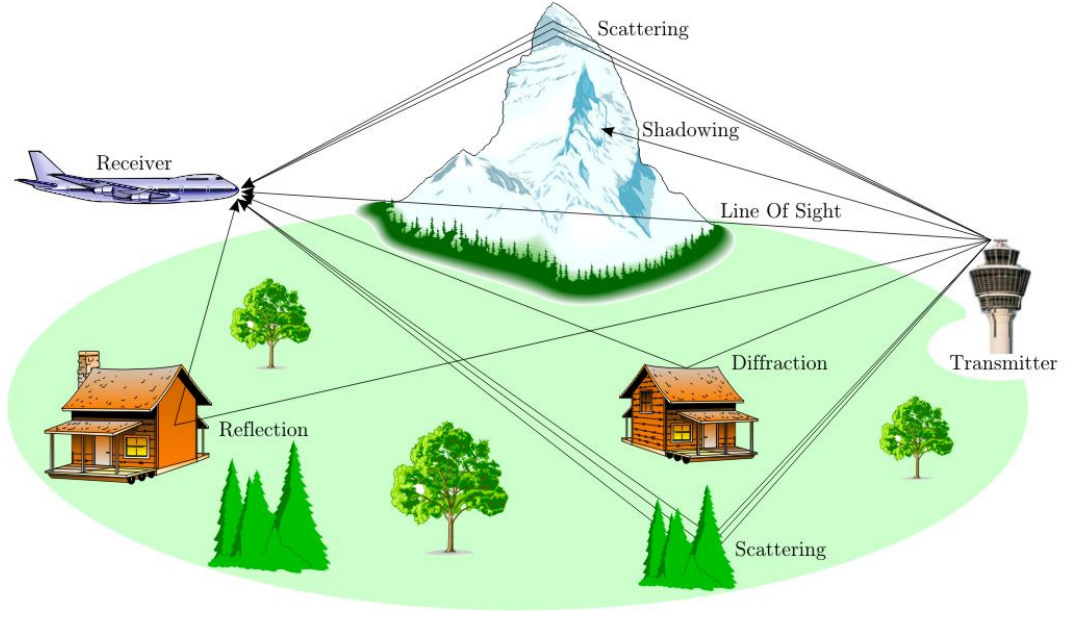
Bir haberleşme kanalında, ortamdaki radyo frekans enerjisini soğuran yada yansıtan herhangi bir nesne yoksa, verici ve alıcı arasındaki yola boş alan yolu (free space path) denir [8]. Bu yol içinde atmosfer kusursuz bir ortam gibi davranır ve yeryüzünün yansıtma etkisi yoldan çok uzakta olduğu için ihmal edilir. Alıcıda, alınmış işaret boş alan yolu kaybı çarpanı $\{L_s(d)\}$ kadar zayıflamış olur ve şu formülle verilir [9]:

$$L_s(d) = \left[\frac{4\pi d}{\lambda} \right]^2 \quad (2.1)$$

Zayıflama çarpanı, alıcı ve verici arasındaki mesafe d ve iletilen işaretin dalga boyu λ ile karesel olarak ilintilidir. Böylece, alınan işaretin gücü tahmin edilebilir ve alınan işaretin güç seviyesini belirleyen tek kanal parametresi zayıflama çarpanıdır.

Gerçekte ise bir işaret, verici ve alıcı arasında, çoklu yol yayılımı (multipath propagation) adı verilen çok yansımali yollar üzerinden yayılır. Bu yayılım, işaretin sönümlenmesine ve iletilen sayısal darbelerin dağılıp zamanda yayılmasına (time spreading) neden olur. Ayrıca, eğer verici ve alıcı arasında göreceli hareket varsa, veya ortamda hareketli nesnelere bulunuyorsa, işaretle frekans kaymaları meydana gelir [10,11]. Tüm bu etkiler zamanla rasgele değişir ve bu sebeple kablosuz haberleşme kanalı rasgele, doğrusal ve zamanla değişen şekilde modellenir [12].

Boş alan yayılım modeli, sistem performansını tahmin etmekte ve kanalı tanımlamakta yetersiz kaldığı için kanal modeli öngörülmemelidir. Gezgin haberleşme kanalını nitelendirmek için kanal sönümlenme çeşidinin bilinmesi gereklidir. İki çeşit sönümlenme vardır: Geniş ölçekli sönümlenme (Large Scale Fading) ve küçük ölçekli sönümlenme (Small Scale Fading) [13].



Şekil 2.1: Çoklu yol etkisi

Geniş ölçekli sönümlenme, işaretin geniş alanlarda ilerlemesi sonucu oluşan yol kaybından kaynaklanır. İşaretin hareket yolu üzerindeki tepeler, ormanlar gibi geniş hacimli nesnelere sebep olduğu kayıplardır.

Küçük ölçekli sönümlenme ise alıcı ile verici arasındaki küçük değişikliklerin neden olduğu sönümlenme çeşididir. Bu değişiklikler alıcının, vericinin veya ortamdaki nesnelere hareketinden kaynaklanabilir. Küçük ölçekli değişiklikler işaretin genlik ve fazında bir hayli fazla sayıda değişime neden olur.

Küçük ölçekli sönümlenme iki şekilde kendini gösterir. İlk olarak işaret dağılımı (signal dispersion), işaretin zamanda yayılımı olarak tanımlanır. Dağılım, işarete iletilen sayısal darbelerin zamanda yayılımına neden olur. Bir simgedeki maksimum yayılım süresi T_m , simgenin uzunluğundan büyük ise bu durumda simgeler arası girişim meydana gelir. Simgeler arası girişim, kanalın gecikme yayılmasına bağlı olarak, birden fazla simgenin aynı anda kanalda bulunmasından kaynaklanmaktadır. Çoklu yol etkisi nedeniyle, alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş bir çok bileşeninden oluşacaktır ki bu durumda alıcıda işaret bozulmaya uğramış olur. Alıcıda,

kanaldan alınan her bir örnekte birden fazla simge yer aldığından, vericiden hangi simgenin gönderilmiş olduğuna karar verirken hatalar meydana gelmekte ve sistem başarımı düşmektedir. Simgeler arası girişimin etkilerini azaltmak için denkleştirme, çok taşıyıcılı modülasyon, yayılı izge gibi pek çok yöntem mevcuttur.

Küçük ölçekli sönümlenmenin ikinci çeşidi olarak ise, alıcı ile verici arasındaki göreceli hareket veya ortamda hareket eden nesnelere, kanalın zamanla değişmesine neden olur. Zamanla değişen kanallarda, alıcıdaki hareketten kaynaklanan Doppler kayması şu şekilde ifade edilir:

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \cos \beta \quad (2.2)$$

Burada v gezgin alıcının hızını, c iletim ortamındaki ışık hızını, f_c taşıyıcı frekansını, β ise yayılım yolu ile verici arasındaki açıyı göstermektedir.

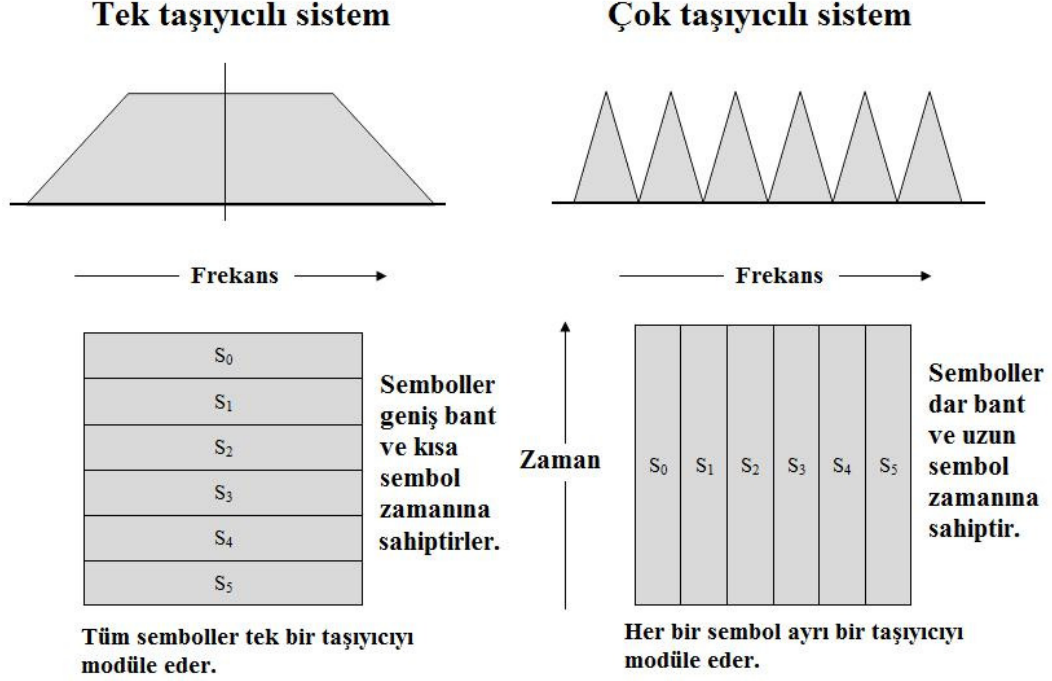
Bunların yanı sıra kanalda toplamsal beyaz Gauss gürültüsü, boğucu işaret (jammer) ve taşıyıcılar arası girişim (Inter Carrier Interference) gibi kanalın performansını düşürücü başka etkenler de mevcuttur. Taşıyıcılar arası girişim (Inter Carrier Interference), çok taşıyıcılı sistemlerde Doppler frekans kaymaları, faz kayması, yerel osilatör frekans kayması gibi nedenlerle taşıyıcılar arası dikliğin bozulmasıyla ortaya çıkar. Tüm bu sebepler nedeniyle kanal parametrelerinin kestirilmesi ve seçilen modülasyon tekniği, kanal performansı açısından çok önemli rol oynar.

2.2. ÇOK TAŞIYICILI MODÜLASYON

Tek taşıyıcılı modülasyon sistemlerinde simgeler arası girişim kanal verimini düşüren önemli bir sorundur. Bu sorunun üstesinden gelmek amacıyla çok taşıyıcılı modülasyon tekniği geliştirilmiştir.

Tek taşıyıcılı sistem tüm bantgenişliğini kullanırken, çok taşıyıcılı sistemde bantgenişliği birbirine dik alt kanallara bölünür. Her bir sembolün ayrı bir taşıyıcıyı modüle ettiği çok taşıyıcılı sistemde yüksek hızlı veri paralel olarak iletilirken tek

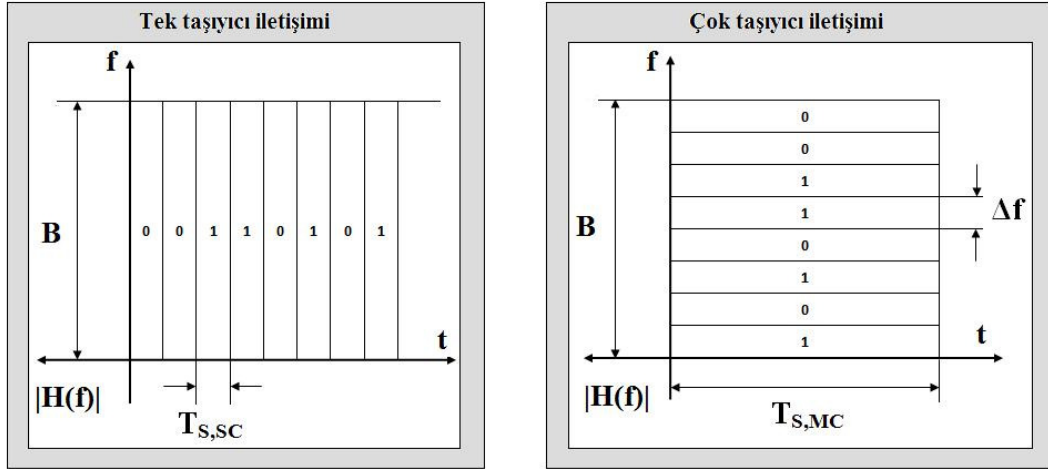
taşıyıcılı sistemde tüm semboller tek bir taşıyıcıyı modüle eder ve sembol süreleri kısadır [14].



Şekil 2.2: Tek ve çok taşıyıcılı sistem

Tek taşıyıcılı sistemde spektrum frekans seçici sönmülemeye uğrar ve sinyal distorsiyonu simgeler arası girişime neden olur. Çok taşıyıcılı sistemde ise her bir alt taşıyıcı frekans seçici olmayan sönmülemeye uğrar ve simgeler arası girişim meydana gelmez.

Gecikme yayılımının işaret üzerine etkisini azaltmak için vericide işaret işleme yapılabilir. Çok taşıyıcılı modülasyon, simgeler arası girişimi azaltmak için bir çözüm tekniğidir. İdeal yayılım koşulları altında, alt kanalların birbirine dik olduğu modülasyon çeşidi Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) olarak tanımlanır. Her bir alt kanala ait veri hızı toplam veri hızından çok daha düşüktür, ve aynı şekilde ilgili alt kanala ait toplam bantgenişliği sistemin toplam bantgenişliğinden çok daha düşüktür. OFDM'in ayrık zamanlı uygulaması olan Ayrık Çoklu Ton (DMT: Discrete Multi Tone) yönteminde çevrimsel önek (cyclic prefix) kullanılarak simgeler arası girişim tamamıyla elimine edilebilir.



Şekil 2.3: Tek ve çok taşıyıcı iletişim

Şekil 2.3'te tek taşıyıcı iletişim ile çok taşıyıcı iletişim gösterilmiştir. Çok taşıyıcı sistemde bantgenişliği N adet kanala bölünür ve taşıyıcı aralığı $\Delta f = B/N$ olarak hesaplanır. Benzer şekilde sembol süresi, tek taşıyıcı sisteme oranla N kat fazladır ($T_{s,MC} = N \cdot T_{s,SC}$).

Son yıllarda pek çok uygulamada çok taşıyıcı modülasyon tekniğine artan bir talep vardır. Fakat çok taşıyıcı modülasyon yeni bir teknik değildir; ilk olarak 1950'lerin sonu ve 1960'larda askeri yüksek frekans (HF) telsizlerde kullanılmışlardır. Son 10 yılda çok taşıyıcı modülasyon Sayısal Ses Yayını (DAB), yüksek hızlı sayısal alt-taşıyıcı hatlarda (HDSL) ve en yeni nesil kablosuz LAN'larda (IEEE 802.11a) kullanılmıştır. Çok taşıyıcı teknik OFDM ve DMT gibi pekçok değişik yolla uygulanabilir.

2.3. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)

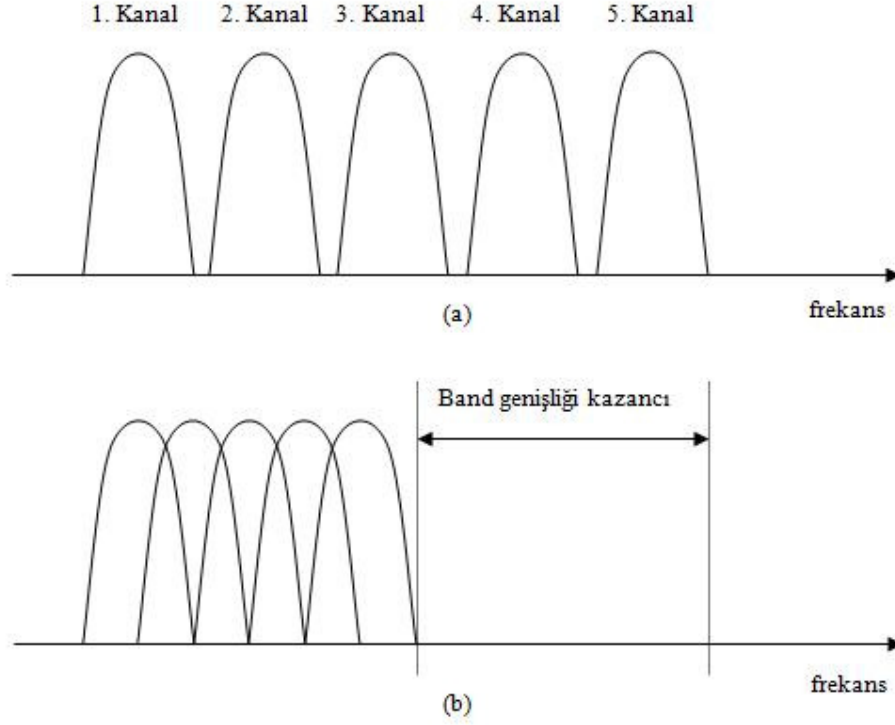
OFDM iletişim sistemleri, mevcut bant genişliğini etkin biçimde kullanmaları, zamanla hızlı değişen çok yollu, sönmülemeli kanallara ve semboller arası girişimlere (ISI) dayanımlı olmaları sebebiyle geniş bantlı kablosuz iletişim sistemleri için verimli bir modülasyon yöntemi olarak kabul edilmektedir [15,16]. OFDM sistemlerinde yüksek bit hızına sahip veri, çok daha düşük hızlı paralel alt bantlara ayrılır ve birbirine dik taşıyıcılarla modüle edilir. Ancak Doppler frekans kaymaları, faz ve osilatör frekans

kaymaları ve çok yollu sönümlenme etkileri, çok taşıyıcıli iletişim sistemlerinin başarımını büyük oranda zayıflatmaktadır. Bu nedenle, hızlı değişen kanallarda, özellikle gezgin sistemlerde, kanal parametrelerindeki hızlı değişimler, söz konusu sistemlerin tasarımında kanal bilgisinin kestirimini ve alıcıda kullanılmasını gerekli kılmaktadır [15,17].

OFDM tek bir veri dizisinin belli bir sayıdaki alt taşıyıcılarla iletildiği çok taşıyıcıli iletişimin özel bir halidir. Burada OFDM bir modülasyon çeşidi olarak görülebileceği gibi aynı zamanda bir çoklayıcı tekniğidir. OFDM'in en önemli kullanım sebeplerinden birisi, frekans seçici sönümlenmeli kanallara ve dar-band bozulmasına karşı sağlamlığıdır. Tek taşıyıcıli sistemlerde, bir sönümlenme ya da bozucu etki tüm iletim hattını etkileyerek iletişimi bozmakta, fakat çok taşıyıcıli sistemlerde ise sadece alt taşıyıcıların çok az bir bölümünün etkilenmesine neden olmaktadır. Daha sonra hata düzeltici kodlama yöntemleri ile bu hata da kolaylıkla ortadan kaldırılabilir.

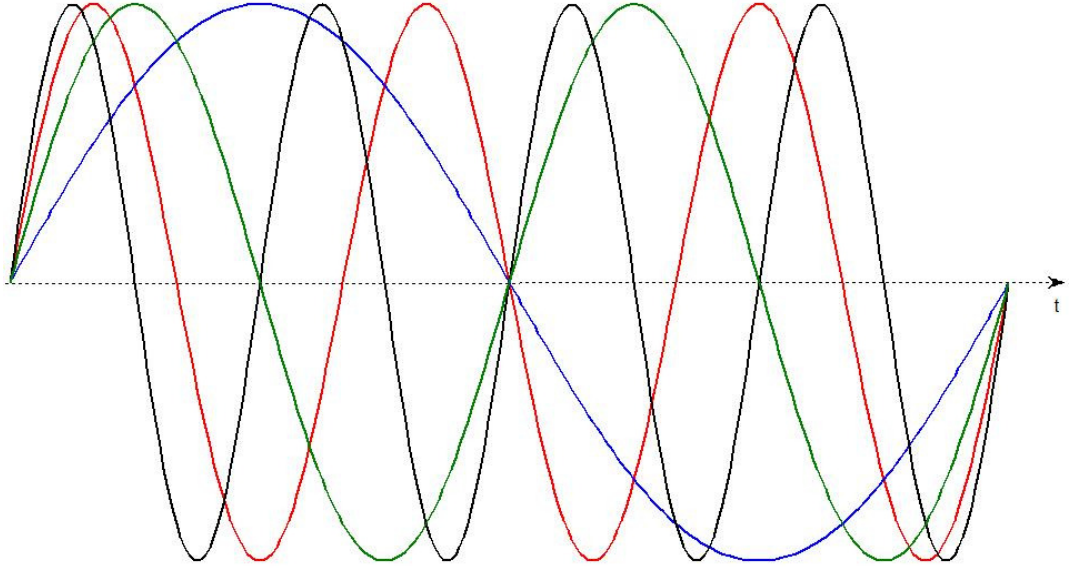
Klasik paralel data sistemlerinde toplam frekans bandı N adet üst üste gelmeyen frekans alt kanalına bölünür. Her bir alt kanal ayrı sembol için modüle edilir ve daha sonra N alt kanalın frekansları çoğullanır. Kanallar arası bozulmayı yok etmek için frekans spektrumunun üst üste gelmesini önlemek iyi gibi görünmektedir. Fakat bu yöntem, kanalın frekans spektrumunun verimli bir biçimde kullanılamamasına neden olmaktadır. Bu verimsizliği ortadan kaldırmak için 1960'ların ortasında önerilen yöntem paralel data ve alt kanalların üst üste bindiği frekans bölümlenmeli çoğullama (FDM) idi.

Şekil 2.4 geleneksel üst üste gelmeyen çok taşıyıcıli sistemle frekansların üst üste geldiği modülasyon tekniği arasındaki farkı göstermektedir. Frekansları üst üste gelen yöntemin kullanılması band genişliğinde %50'lik bir kazanca neden olmaktadır. Üst üste gelme yöntemini gerçeklemek için modüle edilmiş farklı taşıyıcılar arasında bir dikliğe gerek vardır, bu da kanallar arasındaki çapraz girişimin (crosstalk) ihmal edilmesi anlamına gelir.



Şekil 2.4: (a) Geleneksel çok-taşıyıcı tekniği (b) Dik çok-taşıyıcı modülasyon tekniği

Diklik kelimesi sistemdeki taşıyıcılar arasında tam bir matematiksel ilişki olduğunu gösterir. Normal bir FDM sisteminde, bir çok taşıyıcı, sinyallerin geleneksel filtre ve demodülatör yoluyla alınmasından dolayı boşa ayrılırlar. Bu tür alıcılarda taşıyıcılar arasına gard bandı sokulur ve bu frekans domeninde verimliliğin düşmesine sebep olur. Bir OFDM sinyalinde, her taşıyıcının kenar bandlarını üst üste getirecek ve sinyali hala bir bozulma olmadan alabilecek şekilde taşıyıcıları düzenlemek mümkündür. Bunu yapabilmek için taşıyıcıların birbirine dik olması gerekir. Alıcı, bir demodülatörler kümesi gibidir; her taşıyıcıyı, taşıyıcı frekansları ile çarpıp bir sembol periyodu süresince integre eder. Farklı taşıyıcı frekansları ile çarpılanlar diklikten dolayı integralleri alındıktan sonra sıfır olurlar. Örnek olarak Şekil 2.5 bir OFDM işaretinden dört alt taşıyıcıyı gösterir. Bu örnekte bütün alt taşıyıcılar aynı faz ve genliğe sahiptir. Fakat gerçekte, her bir alt taşıyıcı için genlikler ve fazlar farklı modüle edilebilir. Her bir alt taşıyıcının T aralığı içindeki periyotlarının sayısının tam sayı olduğu ve komşu alt taşıyıcılar arasındaki periyot farkının bir olduğu görülmektedir. Bu özellik alt taşıyıcılar arasındaki dikliğe karşılık gelir.



Şekil 2.5: Dört alt taşıyıcılı bir OFDM sembol örneği

Her bir OFDM sembolü, T saniye aralığı üzerinde sıfır olmayan alt taşıyıcılar bulundurur. Böylece, tek bir sembol izgesi, alt taşıyıcı frekanslarında bulunan Dirac darbeleri grubuyla, T saniye süresince 1, aksi halde 0 olan bir kare darbesinin izgesinin konvolüsyonuna eşit olmaktadır. Kare darbenin genlik izgesi, $\text{sinc}(\pi fT)$ 'ye eşittir; bu da $1/T$ 'nin tam sayı çarpımları olan bütün f frekansları için sıfırlara sahiptir. Bu etki Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Bu, her bir alt taşıyıcının sinc izgesinin üst üste geçtiğini gösterir. Her bir alt taşıyıcı izgesinin en büyük değerinde, bütün diğer alt taşıyıcı izgeleri sıfırdır. Çünkü bir OFDM alıcısı, özellikle her bir alt taşıyıcının en büyük değerine karşı gelen izge değerlerini hesaplar ve her bir alt taşıyıcıyı, diğer başka alt taşıyıcılardan hiçbir şekilde etkilenmeyerek demodüle edebilir. Temel olarak, Şekil 2.6 (b), semboller arası girişim olmayan bir darbe şekli için OFDM izgesinin Nyquist kriterini yerine getirdiğini gösterir. Dikkat edilirse, darbe şekli zaman alanında değil, Nyquist kriterinin genelde uygulandığı frekans alanında. Bu nedenle, burada karşılaşılan durum simgeler arası girişim (ISI) değil, bütün diğerlerinin sıfır geçişlerinde sadece bir alt taşıyıcının izgesinin en büyük değerini alması ile kaçınılan taşıyıcılar arası girişimdir (ICI).

Bir OFDM işareti faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) veya dördün genlik kiplenimi (QAM) kullanılarak modüle edilen alt taşıyıcıların toplamından oluşur. d_i karmaşık QAM

sembolleri, N_s alt taşıyıcıların sayısı, T sembol süresi ve f_c taşıyıcı frekansı olmak üzere $t=t_s$ 'de başlayan bir OFDM sembolü şöyle yazılabilir:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$
(2.3)

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

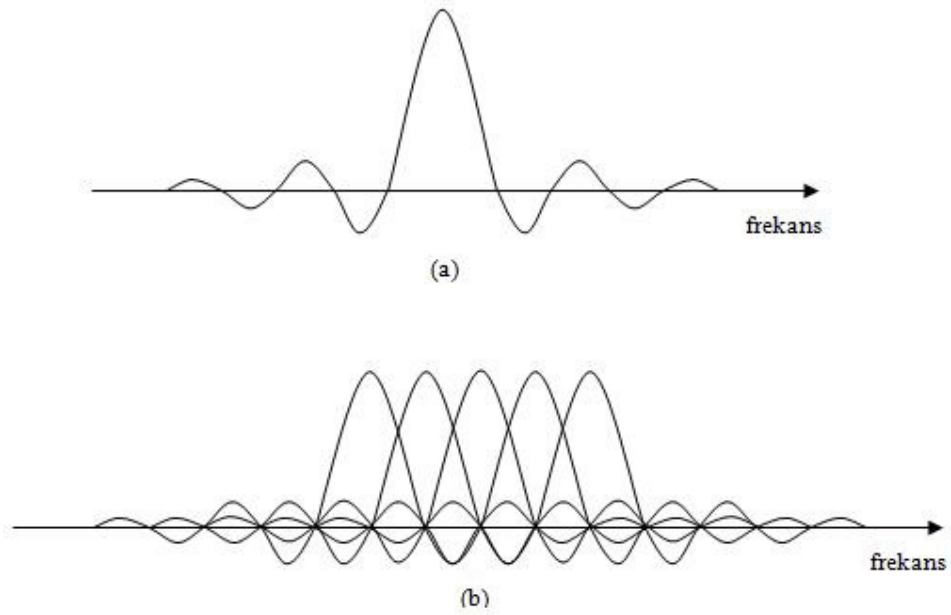
$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$
(2.4)

Literatürde genelde (2.4) eşitliğinde verildiği gibi, eşdeğer karmaşık temelbant gösterimi kullanılır ve burada gerçek ve imajiner kısımlar, en son OFDM işaretini üretmek için istenilen taşıyıcı frekansının, sinüs ve kosinüsleriyle çarpılmak zorunda olan OFDM işaretinin, eş evreli ve dik evreli kısımlarına denk gelir.

(2.4) eşitliğinde tanımlanan kompleks temelbant OFDM sinyali, aslında N_s adet QAM giriş sembolünün ters Fourier dönüşümünden başka birşey değildir. (2.3)'de verilen zamanı bildiren t 'nin, örnek sayısını bildiren n ile değiştirildiği ifade ise zamandakinin ayrık karşılığı olan ters ayrık dönüşümdür (IDFT). Pratikte bu dönüşüm, ters hızlı Fourier dönüşümüyle (IFFT) çok verimli bir şekilde uygulanabilir. N-noktalı bir IDFT aslında sadece faz çevrilmesi olan toplam N^2 sayıda karmaşık çarpım gerektirir. Elbette bunun yanında IDFT yapmak için toplamalar da gereklidir, fakat toplayıcılar donanımsal olarak çarpıcılara veya faz çeviricilere nisbeten kayda değer azlıkta karmaşıklığa sahip olduğundan, karşılaştırmalarda çarpımlar baz alınacaktır. IFFT, IDFT'deki düzenli işlemleri kendi lehine kullanarak hesap miktarını güçlü bir şekilde azaltır.

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N})$$
(2.5)

Bir çok araştırmacı yüksek verimlilikli dik frekanslı çok taşıyıcılı sistemler üzerine çalışmışlardır. 1971 yılında Weinstein ve Ebert ayrık Fourier dönüşümünü (DFT) paralel data iletiminde modülasyon ve demodülasyonun bir parçası olarak kullanmışlardır. şekil 2.6 (a) tek bir alt kanalın frekans spektrumunu göstermektedir. Frekansları çoğullanmış OFDM sinyallerinin frekans spektrumu da şekil 2.6 (b)'de gösterilmektedir. şekil 2.6'da tam orta frekanslarda herhangi bir çapraz girişim olmadığı görülür. Bu yüzden eğer alıcıda DFT kullanılır ve her alt taşıyıcının orta frekansı ile korelasyonu hesaplanırsa, iletilen veriyi çapraz girişim olmadan elde edebiliriz.



şekil 2.6: (a) Bir OFDM alt-kanalının spektrumu (b) Bir OFDM sinyalinin spektrumu

1960'larda OFDM birçok askeri sistemlerde, 1980'lerde de yüksek hızlı modemlerde, sayısal gezgin haberleşmede ve yüksek yoğunluklu kayıtlarda kullanılmıştır. 1990'larda ise gezgin radyo FM kanalları üzerinden geniş bantlı veri haberleşmesinde, yüksek bit oranlı sayısal alt taşıyıcılı hatlarda (HDSL), asimetrik sayısal alt taşıyıcılı hatlarda (ADSL), çok-yüksek-hızlı sayısal alt taşıyıcılı hatlarda (VLSI), sayısal ses yayımcılığında (DAB) ve yüksek tanımlamalı televizyon (HDT) yayımcılığında kullanılmıştır [18].

OFDM sistem tasarımında alt taşıyıcıların sayısı, koruma zamanı, sembol süresi, alt taşıyıcı aralığı, alt taşıyıcı başına modülasyon tipi ve ileri hata düzeltme kodlaması tipi gibi parametreler göz önüne alınmalıdır. Parametrelerin seçimi elde edilebilen bant genişliği, gerekli bit hızı, tolere edilebilen gecikme yayılması ve Doppler değerleri gibi sistem gereksinimleri tarafından etkilenir. Bazı gereksinimler birbirini ters yönde etkiler. Örneğin iyi bir gecikme yayılması toleransı elde edebilmek için küçük alt taşıyıcı aralıklı çok sayıda alt taşıyıcı arzu edilir. Fakat tam tersi, Doppler yayılması ve faz gürültüsüne karşı iyi bir tolerans elde etmek için geçerlidir.

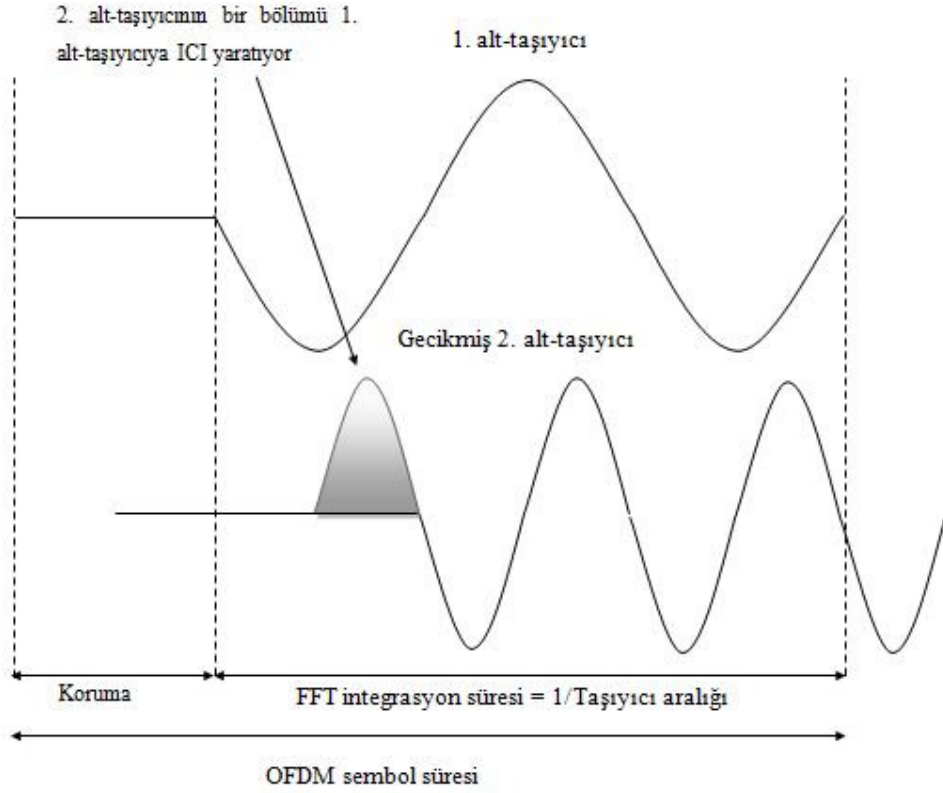
2.3.1. Koruma Zamanı ve Dairesel Ön Ek

OFDM'nin tercih edilmesinin en önemli sebeplerinden birisi, çoklu yol yayılma gecikmesinin üstesinden gelen en verimli yol olmasıdır. Giriş veri akışını N_S adet alt taşıyıcıya bölmekle sembol süresini, göreceli çoklu yol gecikme yayılımını, göreceli sembol zamanını N_S kat azaltmış oluruz.

Semboller arası girişimi tamamen kaldırmak için her bir OFDM sembolü için koruma zamanı tanımlanmıştır. Koruma zamanı beklenen yayılım gecikmesinden daha büyük seçilir, böylece bir sembole ait çoklu yol parçaları, diğer sembole girişim yapamaz.

Koruma zamanı, sinyal hiç bozulmadan meydana getirilebilir. Ancak bu boş bölge, taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemini ortaya çıkabilir. ICI farklı taşıyıcılar arası, artık dik kalamayacakları manasına gelen, çapraz karışmadır. Bu etki Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Bu örnek için "alt taşıyıcı 1" ve geciken "alt taşıyıcı 2" gösterilmiştir.

OFDM alıcısı ilk alt taşıyıcıyı demodüle etmeye çalıştığında ikinci alt taşıyıcıdan dolayı girişimle karşı karşıya kalacaktır. Çünkü FFT aralığında 1. ve 2. alt taşıyıcılar arasındaki periyot farkı tamsayı olmayacaktır. Aynı zamanda, yine aynı sebepten dolayı ilk alt taşıyıcıdan da ikinci alt taşıyıcıya çapraz girişim olacaktır.

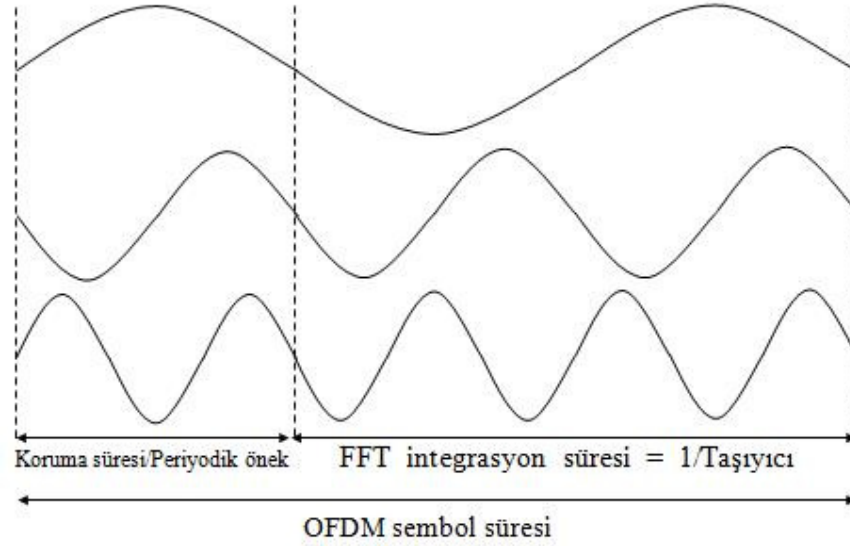


Şekil 2.7: Koruma süresi boyunca hiç bir sinyal olmamasının çok-yollu ortamlardaki etkisi

Koruma zamanı belirlendikten sonra sembol süresi ayarlanabilir. Koruma zamanı tarafından meydana getirilen SNR'ı en aza indirmek için koruma zamanından çok daha büyük sembol zamanına sahip olmak istenir [18]. Keyfi olarak büyük olamaz; buna rağmen daha büyük bir sembol zamanı, daha küçük alt taşıyıcı aralığı, daha fazla alt taşıyıcı, daha büyük gerçekleştirme karmaşıklığı, faz gürültüsüne karşı daha fazla duyarlılık ve frekans kayması, artan tepeden ortalamaya güç oranı anlamına gelmektedir. Pratikte, tasarım seçeneği, sembol zamanını koruma zamanının en az beş katı yapmaktır, bu da 1 dB'lik SNR kaybını ifade eder.

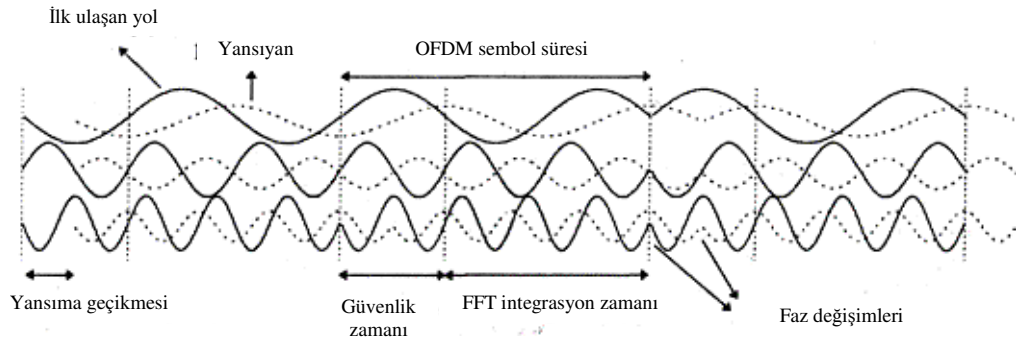
Sembol zamanı ve koruma zamanı belirlendikten sonra, alt taşıyıcıların sayısı, gereksinim duyulan alt taşıyıcı aralığı tarafından bölünen -3 dB'lik bant genişliğini doğrudan takip eder, bu da sembol zamanı ile koruma zamanının farkının tersidir. Alternatif olarak alt taşıyıcıların sayısı, ihtiyaç duyulan bit hızının, alt taşıyıcı başına düşen bit hızına bölünmesiyle belirlenebilir. Alt taşıyıcı başına bit hızı, modülasyon tipi, kodlama hızı ve sembol hızıyla tanımlanır.

ICI'yi kaldırmak için OFDM sembolü Şekil 2.8'de görüldüğü gibi periyodik olarak uzatılır. Gecikme, koruma zamanından küçük olduğu sürece FFT aralığında geciken OFDM sembol kopyalarının tam sayılı periyotlara sahip olmasını garanti eder. Sonuç olarak koruma zamanından küçük gecikmeli çok yollu sinyaller ICI'ya sebep olmazlar.



Şekil 2.8: Çevrimsel ön ek ile birlikte OFDM sembolü

Çok yolluluğun OFDM'i nasıl etkilediğine örnek olarak Şekil 2.9, iki yollu kanalda alınan işaretleri göstermektedir. Noktalı eğriler, kesintisiz eğrinin gecikmiş kopyasıdır. Üç sembol süresinde üç ayrı alt taşıyıcı gösterilmiştir.



Şekil 2.9: İki yollu çoklu yol kanalında üç alt taşıyıcılı OFDM sinyal örneği. Kesik çizgili olanı gecikmiş çoklu yol ögesi.

Gerçekte bir OFDM alıcısı sadece bunların toplamını görür, fakat bu şekilde ayrı ayrı göstererek çoklu yol etkisi daha açık görülmektedir. Şekilden, OFDM alt taşıyıcıların sinyal sınırlarında 180 derecelik atlama olabilen BPSK modeli olduğu görülebilir. Noktalı eğri için bu faz atlaması ilk yoldan sonra belirli bir aralıkta gerçekleşir. Bu özel örnekte, çoklu yol gecikmesi, koruma zamanından daha küçüktür. Bu da FFT aralığında faz değişimi olmadığı anlamına gelmektedir. Böylece bir OFDM alıcısı, fazı biraz kaymış saf bir sinüs dalgası görür. Bu toplam alt taşıyıcılar arasındaki dikliği bozmaz, sadece alt taşıyıcılar için farklı faz kaymaları ortaya koyar.

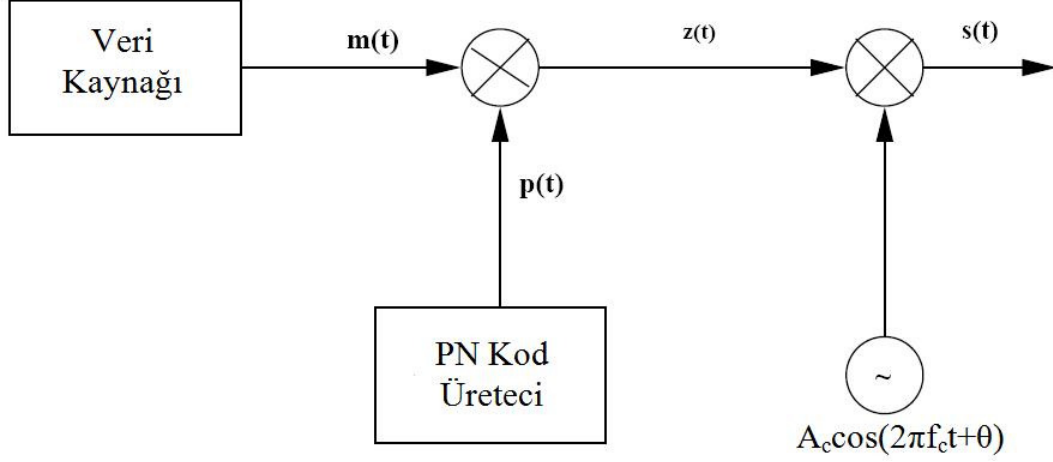
Eğer çoklu yol gecikmesi, koruma zamanından daha büyükse diklik kaybedilir. Bu durumda, faz geçişleri taşıyıcıdaki FFT aralıklarına düşecektir. İlk yoldaki sinüs dalgalarıyla diğer gecikmeli yoldaki faz modüleli dalganın toplamı artık dik olan saf sinüs dalgası vermeyecek, belirli seviyede bir girişimle sonuçlanacaktır.

2.4. YAYILI İZGE

Yayılı izge, işaret bantgenişliğini artırarak ISI ve darbant girişimini azaltmak için kullanılan bir tekniktir. Sayısal iletişim için yayılı izge teknikleri ilk olarak askeri amaçlı geliştirilmiş ve kullanılmıştır. Yayılı izge haberleşmesi güvenlik alanında avantajlar sağladığı gibi boğucu işaret ve çoklu yol sönümlemesine karşı dirençlidir ve CDMA gibi çoklu erişim tekniklerini desteklemektedir [8,19].

Yayılı izge işaretleri değişik yöntemlerle üretilebilir. Bunlardan biri de faz modülasyonunu kullanan Doğrudan Dizili Yayılı İzge (DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum) yöntemidir. DSSS yönteminde temelbant veri darbesi, kod üreticisi tarafından üretilen sözde-rasgele dizi $\{p(t)=\pm 1\}$ ile çarpılarak yayılır. Bu dizi periyodiktir ve hem alıcı hem de vericide bilinir. Bu dizinin tek bir darbesine yada simgesine çip denir [9]. Sözde-rasgele denmesinin sebebi beyaz gürültü ile benzer istatistiksel özelliklere sahip olmasıdır ve yetkisiz bir dinleyici için gerçekten rasgele bir işaret olarak görünür. Sözde-rasgele diziler ötelenmiş kopyaları ve farklı diziler ile düşük ilintiye sahiptir [14].

T_b sembol süresine sahip $m(t)$ veri bitinin iletimi için İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK: Binary Phase Shift Keying) kullanan genel bir DSSS vericisi yapısı şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10: DSSS sistem için verici yapısı

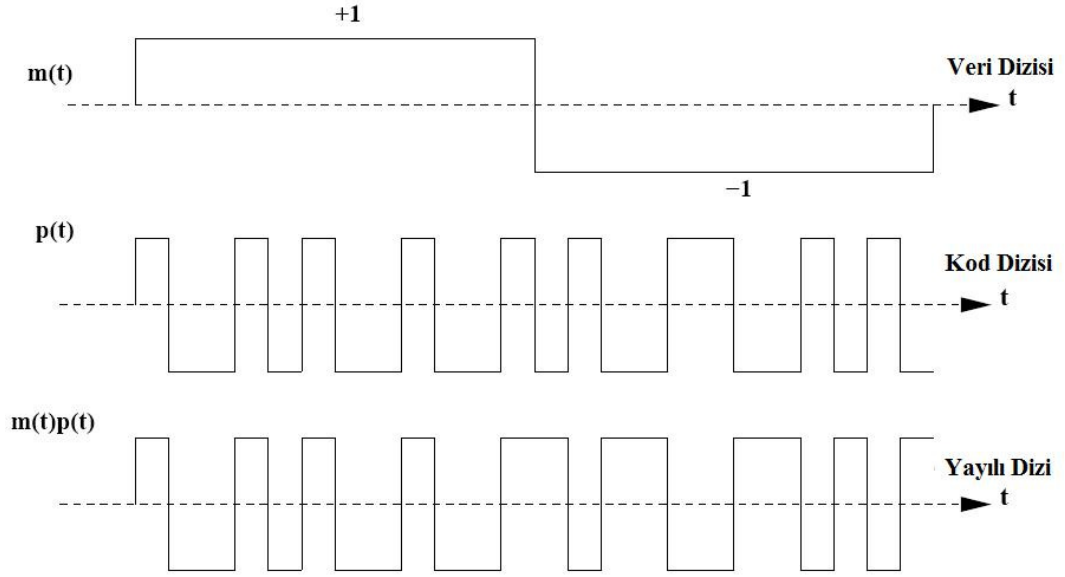
R bit/saniye veri hızında iletilen $m(t)$ işaretini

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k g(t - kT_b) \quad (2.6)$$

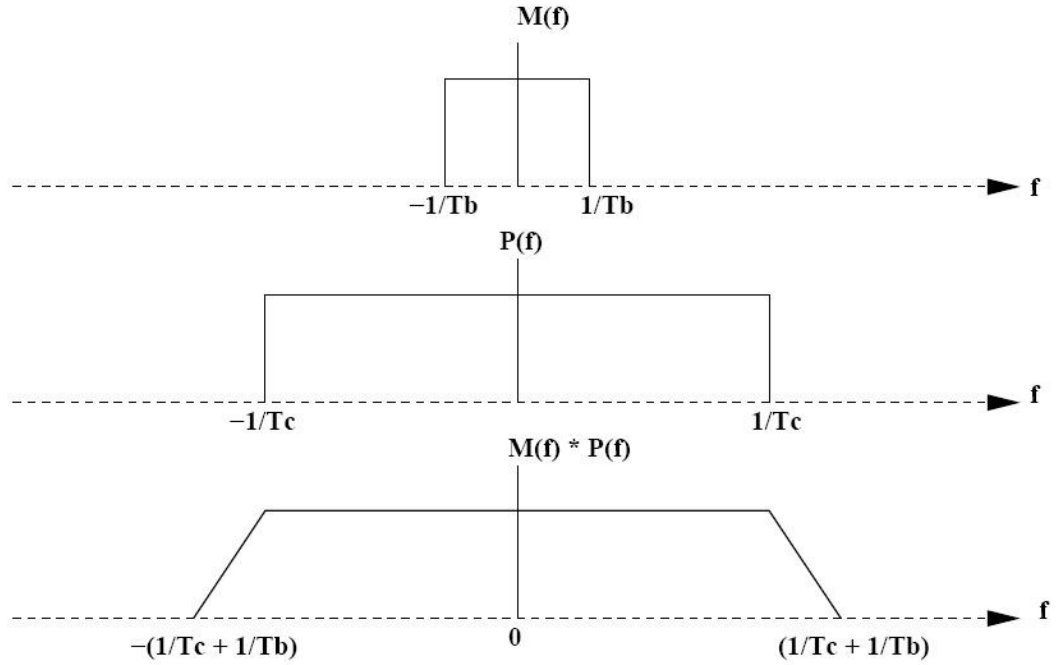
şeklinde ifade edebiliriz. Burada $d_k = \pm 1$ ve $g(t)$ ise T_b süresine sahip karesel darbedir. Temelbant işaretini yayıcı kod ile çarparak yayarız. Bu sözde-rasgele yayıcı kod

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k q(t - kT_c) \quad (2.7)$$

olarak gösterilebilir. $c_k = \pm 1$ ikili kod dizisini gösterir ve $q(t)$ ise T_c çip aralığı süresine sahip karesel darbeyi ifade eder. Çarpma işlemi ile veriye ait bantgenişliği R 'yi artırmaya çalışırız. Şekil 2.11 ve 2.12'de sırasıyla zaman ve frekans bölgesinde yayma işlemi gösterilmiştir.



Şekil 2.11: Zaman bölgesinde yayma işlemi



Şekil 2.12: Frekans bölgesinde yayma işlemi

Çarpma işleminden sonra elde edilen $z(t) = m(t)p(t)$ işareti daha sonra taşıyıcı işaretini $\{A_c \cos(2\pi f_c t + \theta)\}$ modüle etmek için kullanılır. İletilen işaret bu durumda

$$s(t) = A_c m(t) p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.8)$$

olacaktır. Herhangi bir t anı için, $m(t)p(t)$ çarpımı ± 1 değerini alacaktır. Bu durumda, modüle edilmiş iletilen $s(t)$ işaretini

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (2.9)$$

şeklinde yazmak mümkündür. $\theta(t)$ sadece 2 farklı değere sahip olabilir; $m(t)p(t) = 1$ iken $\theta(t) = 0$ ve $m(t)p(t) = -1$ iken $\theta(t) = \pi$ değerini alır. Bu sebeple taşıyıcı-modüleli iletilen işaret bir BPSK işaretidir.

Alıcı tarafında, alınan işaret yayıcı kodun bir kopyası ile çarpılarak demodülasyon işlemi gerçekleştirilir.

$$\begin{aligned} r_o(t) &= A_c m(t) p^2(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \\ &= A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \end{aligned} \quad (2.10)$$

$p^2(t)$ değeri her t anı için 1'e eşit olacaktır. Bu işlemden sonra BPSK demodülasyonu yapılarak veri biti elde edilmiş olur.

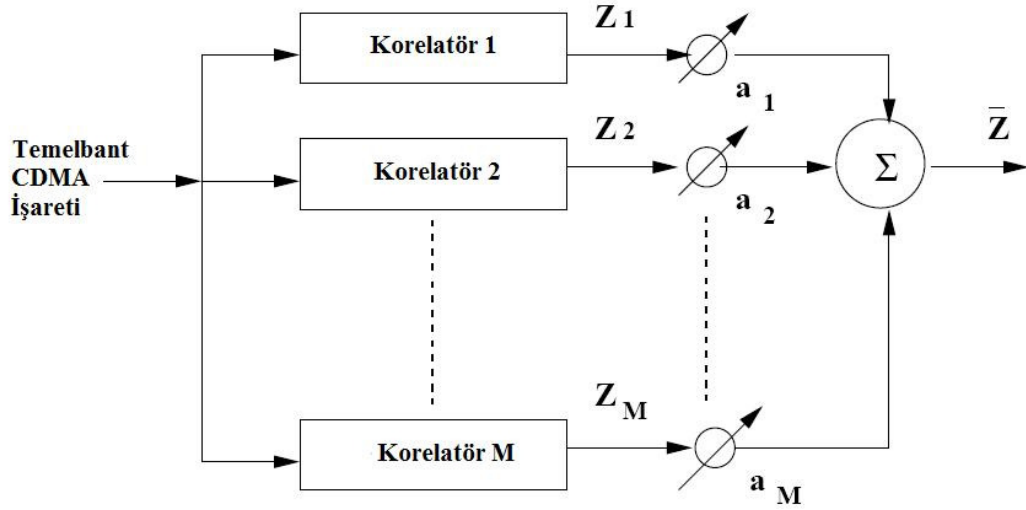
2.5. KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (CDMA)

CDMA, iletişim kanalları için yayılı izge teknolojisini kullanan bir çoklu erişim yöntemidir. Kablosuz haberleşme sistemleri için iki kaynak vardır: zaman ve frekans. Kullanıcıların, tüm frekans spektrumunu kullanarak kanal için ayrılan zaman bandının bir bölümünün tahsis edildiği yönteme Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA: Time Division Multiple Access) denir. Tüm zaman süresi boyunca kanalın kullanılmasına imkan sağlayıp frekans bandının kullanıcılar arasında paylaştırıldığı teknik ise Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA: Frequency Division Multiple Access) yöntemidir. CDMA ise, tüm kullanıcılara bütün zaman ve frekans spektrumunu ortak olarak kullanmasına olanak sağlar. Bunu yaparken kullanıcılara farklı kodlar verilir. Bu kodlar, ötelenmiş kopyaları ve diğer kullanıcılar için atanan kodlar ile ilintisiz olmalıdır. Temelbant verisi, bu kodlar kullanılarak yayılım işlemine sokulur [20].

Çoğu modülasyon tekniği, işaret için bantgenişliğini minimize etmeye çalışır çünkü bantgenişliği limitli bir kaynaktır. Buna rağmen yayılı izge teknikleri, işaretin iletimi için gerekli minimum bantgenişliğinden çok daha fazlasını kullanır. Bunu yapmanın en önemli nedeni, güvenlik ve boğma gibi sorunların üstesinden gelmektir. Sözde-rasgele kodlar kullanılarak belirli bir seviyede güvenlik sağlanmış olur çünkü kanalda yayılan işaret rasgele görünümü ve gürültüye benzer özelliklere sahiptir. Koda sahip olmayan bir alıcı, bu işareti demodüle edemez. CDMA aynı zamanda boğucu işaretlere karşı da direnç gösterir. Boğucu işaret sınırlı enerjiye sahiptir ve bu enerji, yayılmış spektruma dağılarak etkisini önemli ölçüde kaybeder. CDMA'in bir diğer avantajı da darbant girişimini önlemesidir. Darbant girişimi sadece işaretin bir kısmında etkili olduğu için, çentik süzgeci (notch filter) kullanılarak işarete çok önemli bir bilgi kaybı olmadan bu girişim engellenmiş olur. Yayılı izge yöntemine sahip olmasının bir diğer avantajı olarak, CDMA çoklu yol sönümlemesine karşı da dayanıklıdır. İşaret geniş bir bantgenişliğine sahip olduğu için, sönümleme sadece küçük bir bölümde etkili olacaktır ve darbant girişiminde olduğu gibi sadece küçük bir miktar veri kaybı gerçekleşecektir. CDMA'in çoklu yol girişimine karşı etkin olmasının bir diğer önemli nedeni de, sözde-rasgele kodun gecikmiş kopyalarıyla düşük korelasyona sahip olmasıdır. Çoklu yollardan yansiyarak gelen işaretler, sözde-rasgele kodun bir çip süresinden daha fazla süre gecikmeye uğramışsa, orjinal işaret ile ilintisiz olmuş demektir. Çoklu yol etkisini daha da azaltmak için, CDMA tekniğinde RAKE alıcısı kullanılır [21].

2.5.1. RAKE Alıcısı

CDMA yayılı izge sistemlerinde, çip oranı R_m kanalın bantgenişliğinden çok daha büyüktür. $R_m = 1/T_m$ ve burada T_m maksimum gecikme süresidir. Yayma kodu, bir diğer deyişle sözde-rasgele dizi, ardışık çipler arasında çok düşük ilinti olacak şekilde tasarlanır. Böylece çoklu yol kanalı, iletilen sinyalin alıcıya çoklu versiyonlarının ulaşmasını sağlar. Eğer çoklu yol bileşenleri çip süresi T_c 'den daha uzun bir süre gecikirse, alıcıda ilintisiz gürültü gibi görünürler [9,13]. Böylece, vericiden yayılıp çoklu yollar üzerinden farklı zaman gecikmeleriyle alıcıya ulaşan işaret, yayıcı kodun zamanda ötelenmiş farklı kopyalarıyla alınan işaretin çapraz ilintisi sayesinde farklı sönümlemeli işaretlere ayrıştırılabilir. Bu alıcıya RAKE denmesinin sebebi, alıcıya ait blok diagramın “rake” ifadesinin İngilizce kelime anlamı olan tırmığı andırmasıdır.



Şekil 2.13: RAKE alıcısı

RAKE alıcısı, CDMA için özel tasarlanmış, temel olarak bir çeşitleme alıcısıdır. Çeşitleme, çip periyodundan daha büyük gecikmeye uğramış çoklu yol bileşenlerinin, birbirleriyle ilintisiz olması ile sağlanır. RAKE alıcısı, çoklu korelatörler kullanarak en güçlü M adet çoklu yol bileşenini elde etmeye çalışır. Daha iyi kestirim elde etmek için her bir korelatör çıkışı ağırlıklandırılır. Korelatör çıkışları Z_1, Z_2, \dots, Z_m ve ağırlık katsayıları $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ ile gösterilmiştir. Bu ağırlık katsayıları her bir korelatör çıkışındaki SNR gücüne göre belirlenir. Eğer korelatör çıkışındaki güç küçükse, o çıkışa küçük bir ağırlık katsayısı atanır. Toplam işaret \bar{Z} ise

$$\bar{Z} = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \quad (2.11)$$

şeklinde gösterilir. α_i ağırlık katsayıları, toplamı 1'i verecek şekilde korelatör çıkışındaki işaretin gücü oranında normalize edilir:

$$\alpha_i = \frac{Z_i^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2} \quad (2.12)$$

2.6. ÇOK TAŞIYICILI-KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (MC-CDMA)

Yüksek veri hızına sahip kablosuz haberleşme sistemleri için iletişim tekniği olarak OFDM ve CDMA tekniklerinin birleşimi olan Çok Taşıyıcılı-Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA: Multi Carrier-Code Division Multiple Access) yöntemi önerilmiştir [22]. OFDM modülasyonu çoklu yol etkisine karşı sağlamlık ve iyi bir izgesel verimlilik sağlarken, CDMA yüksek esnekliğe sahip çoklu erişim sağlar. Her bir kullanıcıya, diğer kullanıcıların dizileriyle dik, farklı yayma kodu tahsis edilir [14].

Frekans çeşitlemesinden faydalanmak için, Doğrudan Dizili-Kod Bölmeli Çoklu Erişim (DS-SS: Direct Sequence-Code Division Multiple Access) tekniğinde zaman bölgesinde yayılan bilgi, MC-CDMA tekniğinde frekans bölgesinde yayılır.

Yayılı izge teknolojisine ve uygulamalarına artan ilgi, bu tekniğin sönümlemeye karşı dayanıklılık, girişim engelleme yeteneği ve çoklu erişime olan uygunluğundan kaynaklanmaktadır [23]. Yayılı izge sinyalleri, aynı işaret bantgenişliğinde birbirlerinin üzerine binerler. Daha geniş bantgenişliği, ve böylece daha küçük çip periyodu ile, çoklu yollar Doğrudan Dizili Yayılı İzge (DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum) iletişimi ile çözümlenir ve RAKE alıcısı zayıflamayı azaltarak sistem performansını artırır.

OFDM'de ISI'yı önlemek için koruma zamanı kullanılır. Performans ve kaynak kullanımını en verimli hale getirmek için sistem tasarımcısı, taşıyıcı sayısı ve koruma zamanı arasında bir denge sağlaması gerekmektedir [24]. Eğer OFDM sembol periyoduna nispeten gecikme yayılımı uzunsa, koruma zamanının kullanımı yeterli değildir ve kanalda denkleştirme ve kodlama yapılmalıdır [25].

2.6.1. Denkleştirme

Denkleştirme, gecikme yayılımından kaynaklanan ISI'yı azaltmak için alıcıda yapılan bir işaret işleme tekniğidir. Kanal sembol zamanı T_s , ortalama gecikme yayılımından büyük değilse, azaltılması mümkün olmayan hatalar meydana gelir.

Yüksek veri hızı uygulamaları gecikme yayılımına daha hassastır ve genellikle daha yüksek denkleştirici performansına ihtiyaç duyarlar. ISI'yı azaltabilmek için kanala ait

dürtü ve frekans cevabının kestirilmesi gereklidir. Denkleştirici, kanalın frekans cevabını bilmelidir ve sonrasında zamanla değişen kablosuz kanala ait kesitirimlerini günceller, ve bu işlemlere sırasıyla öğrenme (training) ve izleme (tracking) adı verilir. Uyarlanabilir denkleştirme, öğrenme ve izleme işlemidir. Öğrenme, sabit uzunluklu bilinen bir bit dizisinin kanala gönderilmesiyle olur. Alıcıdaki denkleştirici bu öğrenme dizisini kullanarak filtre katsayılarını kanalın frekans cevabıyla eşleyebilmek için uyarlar. Öğrenmeden sonra, denkleştirici katsayıları kanalla eşleştirilir ve veri iletilebilir.

Kanal yavaş değişiyorsa, uyarlanabilir algoritmalar kanaldaki değişiklikleri izleyebilmek için yeterlidir. Fakat kanaldaki değişim hızlıysa, öğrenme dizisi periyodik olarak iletilebilir ve böylece denkleştirici katsayıları en uygun değerlerinden önemli derecede kaymazlar.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. EVRİMSEL İZGE ANALİZİ

Wold-Cramer gösterimine göre [26], ayrık zamanlı durağan olmayan bir $\{x(n)\}$ süreci, dürtü cevabı $h(n,m)$ olan nedensel, doğrusal ve zamanla değişen bir sistemin çıkışı olarak gösterilebilir:

$$x(n) = \sum_{m=-\infty}^n h(n,m)e(m) \quad (3.1)$$

Burada $\{e(m)\}$ durağan, sıfır ortalamalı, birim varyanslı, beyaz gürültü sürecidir. Öte yandan, $\{e(m)\}$ rasgele genlikli ve fazlı sinüzoidallerin toplamı olarak ifade edilebilir:

$$e(m) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\omega m} dZ(\omega) \quad (3.2)$$

Burada $Z(\omega)$ dikgen artışı bir süreçtir. Yani;

$$E[dZ(\omega_1)dZ^*(\omega_2)] = \frac{1}{2\pi} \delta(\omega_1 - \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 \quad (3.3)$$

(3.1) eşitliğini (3.2) numaralı eşitlikte yerine koyarsak, durağan olmayan $\{x(n)\}$ sürecini

$$x(n) = \int_{-\pi}^{\pi} H(n,\omega) e^{j\omega n} dZ(\omega) \quad (3.4)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Burada

$$H(n,\omega) = \sum_{m=-\infty}^n h(n,m) e^{-j\omega(n-m)} \quad (3.5)$$

doğrusal, zamanla değişen sistemin zaman-frekans cevabı olup Zadeh'in geliştirilmiş transfer fonksiyonudur [27]. (3.4) eşitliğinde elde edilen durağan olmayan işaret, zamanla değişen rasgele genlikli ve fazlı sinüzoidallerin sonsuz toplamı olarak ifade edilebilir. (3.1) eşitliğini (3.5) eşitliğinde kullanarak $x(n)$ 'in varyansı

$$E\left[|x(n)|^2\right] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(n, \omega)|^2 d\omega \quad (3.6)$$

şeklinde elde edilir ve ω 'nın işlevi olarak her bir n anında durağan olmayan $x(n)$ sürecinin güç dağılımını verir. Wold-Cramer evrimsel izgesi

$$S_{wc}(n, \omega) = |H(n, \omega)|^2 \quad (3.7)$$

şeklinde tanımlanır ve çıkışa ait zamanla değişen güç izge yoğunluğunun, sistemin zamanla değişen frekans cevabının genlik karesine eşit olduğunu gösterir.

3.1.1. Ayrık Evrimsel Dönüşüm Kullanılarak Zaman-Frekans Analizi

Kısa zamanlı Fourier dönüşümü (STFT: Short Time Fourier Transform) ve klasik Gabor açılımı sabit bantgenişliği yöntemine dayanır ve düşük çözünürlüklü zaman-frekans izgesel kestirimi sunarlar. Çözünürlüğü artırmak için değişik yaklaşımlar mevcuttur: Farklı pencereler kullanılarak elde edilen kestirimlerin ortalamasının alınması, enerji çoğullama ölçümlerinin maksimize edilmesi veya doğrusal çırpılarla modüle edilmiş çoklu pencere kullanımı gibi.

Ayrık Evrimsel Dönüşümü, kısa zamanlı Fourier dönüşümünün geliştirilmiş hali olarak ifade edilebilir. Durağan olmayan rasgele bir $\gamma(n)$ sinyali zamanla değişen faz ve genliklerin sonsuz toplamı olarak ifade edilebilir;

$$\gamma(n) = \int_{-\pi}^{\pi} \Gamma(n, \omega) e^{j\omega n} dZ(\omega), \quad (3.8)$$

Burada $Z(\omega)$ dikgen artışı rasgele bir süreç kabul edilir. Bu, durağan süreçlerin geliştirilmiş izgesel gösterimidir. Yukarıdaki anlatıma benzer şekilde durağan olmayan, ayrık zamanlı bir $x(n)$, $0 \leq n \leq N-1$, işareti, $X(n, \omega_k)$ zaman frekans kerneli

veya $X(\Omega_s, \omega_k)$ ikili frekans kerneli ile temsil edilebilir. $x(n)$ işaretine ait zaman frekans AED şöyle verilmektedir [28],

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X(n, \omega_k) e^{j\omega_k n}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.9)$$

Burada $\omega_k = \frac{2\pi k}{K}$, K frekans örneği sayısı ve $X(n, \omega_k)$ evrimsel kerneldir. AED, zamanla değişen kernel $X(n, \omega_k)$ işaret cinsinden ifade edilerek elde edilebilir. Bu amaçla klasik zaman frekans işaret gösterim yöntemleri kullanılabilir [28]. Çok benzer bir gösterim $X(\Omega_s, \omega_k)$ kernelinin terimleri ile aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{s=0}^{K-1} X(\Omega_s, \omega_k) e^{j(\Omega_s + \omega_k)n}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.10)$$

Burada ω_k ve Ω_s ayrı frekanslardır ($\Omega_s = \frac{2\pi}{K}s$). Dolayısıyla, (3.9)'daki gösterim için $X(n, \omega_k)$, $0 \leq k \leq K-1$, evrimsel kernelini veren AED;

$$X(n, \omega_k) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l) W_k(n, l) e^{-j\omega_k l}, \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (3.11)$$

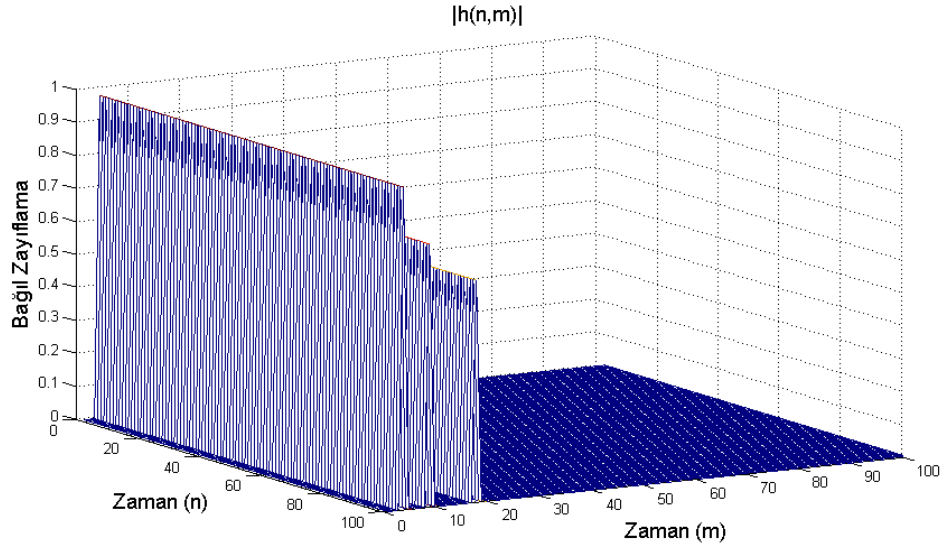
olup $W_k(n, l)$ genel olarak zaman ve frekansa bağlı bir pencere fonksiyonudur. AED, pencerelerin sabit olması durumunda kısa zamanlı Fourier dönüşümünün bir genelleştirmesi olarak karşımıza çıkar. $W_k(n, l)$ penceresi dikgen olmayan çerçeveler kullanan Gabor açılımı ile veya dikgen sistemler kullanan Malvar açılımı ile elde edilebilir [28]. Ancak çok yollu, sönümlmeli, kablosuz kanal modelleme probleminin çözümü için işaret uyumlu ve Doppler frekansına adapte olabilen pencereler kullanılması gerekecektir [29,30].

3.1.2. Kablosuz İletişim Kanal Modeli

Bir telsiz iletişim sisteminde, çok yollu, sönümlmeli ve Doppler frekans ötelemeli kanal, dürtü cevabı aşağıdaki gibi olan zamanla değişen doğrusal bir sistem olarak modellenebilir [11,12].

$$h(m, \ell) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} \delta(\ell - N_i) \quad (3.12)$$

Burada, L toplam iletim yolu sayısını, ψ_i Doppler frekans kaymalarını, α_i bağıl zayıflama faktörlerini ve N_i ise i . iletim yolunun neden olduğu gecikme miktarını göstermektedir. ω_c frekanslı taşıyıcıda, açılmalı hızı v olan bir nesne sebebiyle oluşan ψ_i Doppler ötelemesi, c iletişim ortamındaki ışık hızı olmak üzere yaklaşık olarak $\psi_i \cong \frac{v}{c} \omega_c$ olarak hesaplanabilir [11].



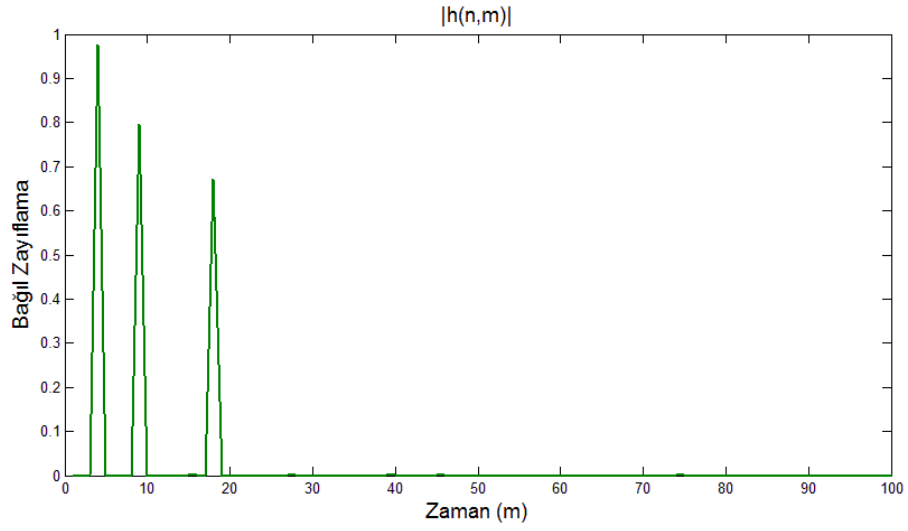
Şekil 3.1: Birim dürtü cevabı

Özellikle taşıyıcı sıklığının yüksek olduğu telsiz iletişim sistemlerinde, Doppler frekans ötelemeleri anlam kazanmakta ve dikkate alınmaları gerekmektedir [9].

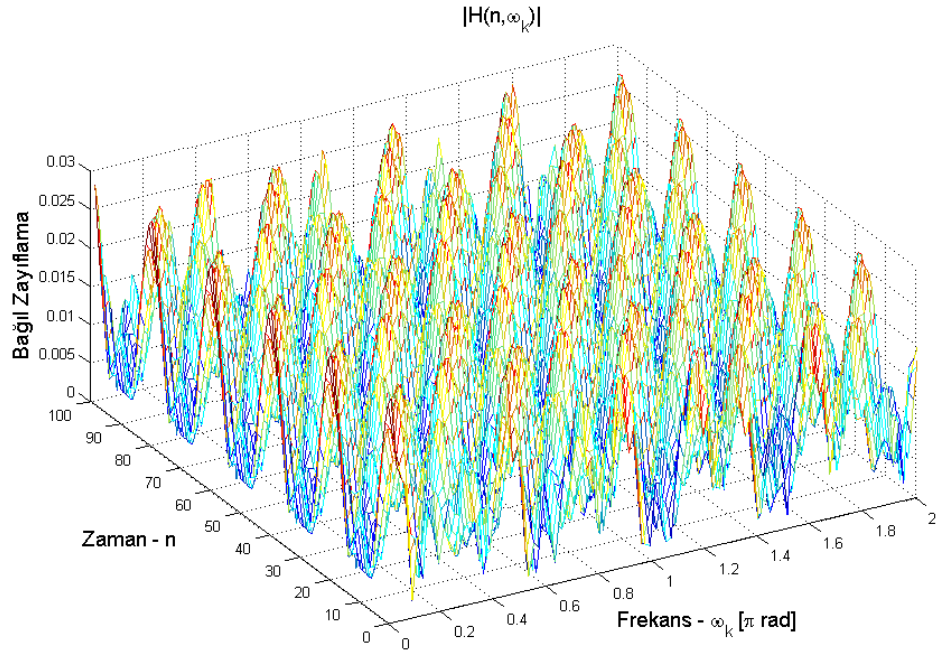
Doğrusal kanalın zamanla değişen transfer fonksiyonu, (3.12) eşitliğinde verilen dürtü cevabının ℓ 'ye göre ayrık Fourier dönüşümü (AFD) hesaplanarak elde edilir:

$$H(m, \omega_k) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} e^{-j\omega_k N_i} \quad (3.13)$$

burada, $\omega_k = \frac{2\pi}{K} k$, $k=0,1,\dots,K-1$.



Şekil 3.2: Birim dürtü cevabının Z-X ekseninden görünüşü

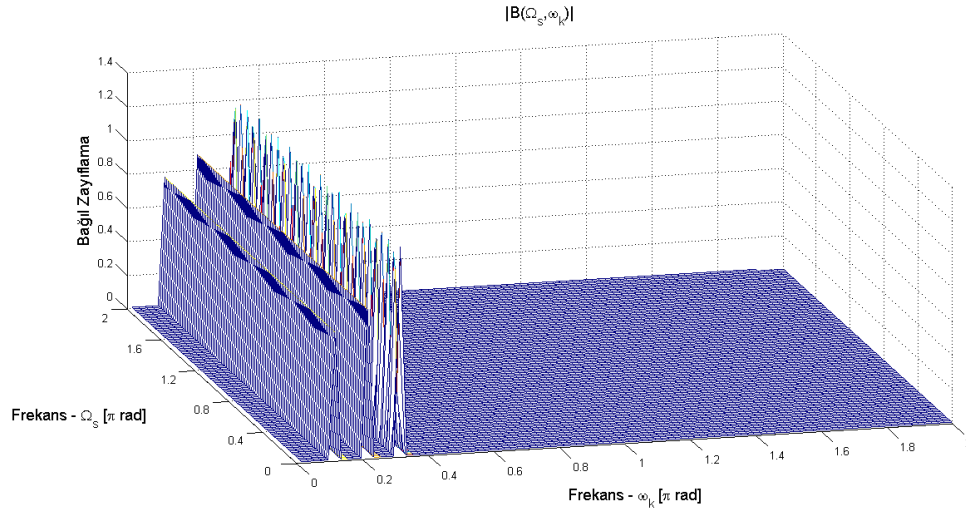


Şekil 3.3: Transfer fonksiyonu

Kanalın ikili frekans fonksiyonu $B(\Omega_s, \omega_k)$, $H(m, \omega_k)$ 'nin m 'ye göre AFD'si hesaplanarak elde edilebilir.

$$B(\Omega_s, \omega_k) = 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(\Omega_s - \psi_i) e^{-j\omega_k N_i} \quad (3.14)$$

burada, $\Omega_s = \frac{2\pi}{K} s$, $s=0,1,\dots,K-1$. İkili frekans gösteriminin bir avantajı bilgi yoğunluğudur. Yeni frekans bölgesi Ω_s üzerinde, tüm bilgi doğru akım (DC) bölgesi civarında toplanmıştır ve böylece kalan frekans-frekans düzlemi ihmal edilebileceği için daha az hesaplama gerektirir. Bu gösterimin dezavantajı ise zaman bilgisi kernelin fazındadır ve frekans-frekans izgesinde görünmemektedir.

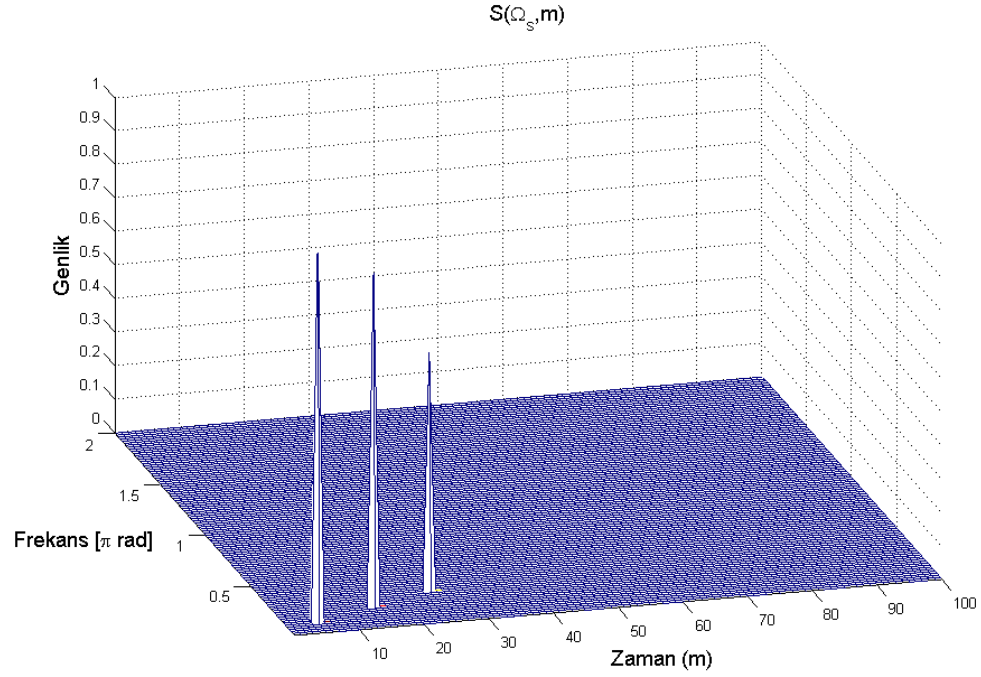


Şekil 3.4: İkili frekans fonksiyonu

Yine, kanalın yayma fonksiyonu da $h(m, \ell)$ 'nin m 'ye göre AFD'si veya $B(\Omega_s, \omega_k)$ 'nin ω_k 'ya göre ters AFD'si hesaplanarak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$S(\Omega_s, \ell) = 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(\Omega_s - \psi_i) \delta(\ell - N_i) \quad (3.15)$$

Yukarıdaki yayma fonksiyonu incelendiğinde, zaman-frekans konumu zaman gecikmeleri ve Doppler ötelemeleri, genliği ise α_i zayıflama katsayısı ile belirlenen dürtülerden oluştuğu görülmektedir. Eğer bu bilgiler alıcıya gelen işaretten elde edilebilirse kanalın denkleştirilmesi ve iletilen sembollerin kestirimi mümkün olacaktır [30].



Şekil 3.5: Yayma fonksiyonu

3.2. AYRIK EVRİMSEL DÖNÜŞÜM YÖNTEMİYLE ALGILAYICI AĞLARDA KANAL KESTİRİMİ

3.2.1. Çoklu Yol Kanal Modeli

İletim kanalındaki çoklu yol ve Doppler etkileri, iletilen işareti hem zaman hem de frekansta yaydığı için, seçilecek kanal modeli rasgele ve zamanla değişen olmalıdır. Ayrıca, alıcıda kullanılacak tek veri alınan işaret ve sözde-rasgele diziler olduğu için kestirim işlemi gereklidir. Yapacağımız bu kestirim yaklaşımında, parametreleri zamanla rasgele değişen doğrusal kanal modelini ve bu kanala ait parametrelerin kestirilmesini ele aldık.

Doğrusal zamanla değişen kanallar ayrık zamanlı modellenir. Bu durumda, sisteme ait birim dürtü cevabı $h(n, m)$ ise, zamanla değişen ayrık frekans cevabı, diğer bir deyişle Zadeh fonksiyonu

$$H(n, \omega_k) = \sum_k h(n, m) e^{-j\omega_k m} \quad (3.16)$$

yada $h(n,m)$ 'in gecikme değişkeni k 'ya göre Fourier dönüşümü olarak isimlendirilir. İkili frekans fonksiyonu ise $H(n,\omega_k)$ 'nin n 'ye göre Fourier dönüşümü alınarak elde edilir:

$$B(\Omega_s, \omega_k) = \sum_n H(n, \omega_k) e^{-j\Omega_s n} \quad (3.17)$$

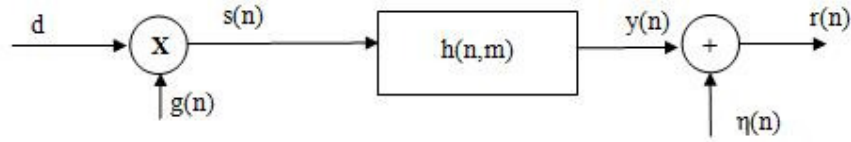
Son olarak yayma fonksiyonu $S(\Omega_s, k)$, $B(\Omega_s, \omega_k)$ 'nin ω_k 'ya göre ters Fourier dönüşümü veya birim dürtü cevabı $h(n,m)$ 'nin n 'ye göre Fourier dönüşümünün alınmasıyla elde edilir:

$$S(\Omega_s, k) = \sum_n h(n, m) e^{-j\Omega_s n} \quad (3.18)$$

Alınan işaretin zaman-frekans kerneli kullanılarak yayma fonksiyonu $S(\Omega_s, k)$ bulunmaya ve böylece kanal parametreleri kestirilmeye çalışılır. Zamanla değişen frekans cevabı bulunursa, yukarıdaki yöntemlerle yayma fonksiyonu da elde edilir.

3.3. TEK ALGILAYICILI SİSTEM MODELİ

Tipik bir çoklu yol iletim kanalı Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Her bir yol, zayıflatma çarpanı α_ℓ , zaman gecikmesi N_ℓ , Doppler frekans kayması ψ_ℓ ile sembolize edilmiş bir tüm-geçiren filtre ile modellenmiştir.



Şekil 3.6: Tek algılayıcı sistem yapısı

Burada d veri simgelerini (± 1), g yayma dizisini (bizim örneğimizde sözde-rasgele dizi), s vericiden iletilen işareti, y kanal çıkışındaki işareti, r alıcıda alınan işareti, η ise kanaldaki girişimsel gürültüyü ifade eder.

L işaretin yayıldığı yol sayısını göstermek üzere; zaman gecikmeleri, Doppler kaymaları ve kazanç çarpanlarını kullanarak, tüm sisteme ait çok yollu kanal dürtü cevabı

$$h(n, m) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} e^{j\psi_{\ell} n} \delta(m - N_{\ell}) \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada tek bir simge iletilirken kanalın sabit olduğu ve örnekleme frekansının, zaman gecikmelerinin örnekleme aralığının tam katları olacak kadar büyük olduğu kabul edilmiştir.

Vericide, veri simgeleri yayma dizileri yardımıyla yayılıma uğrar:

$$s(n) = dg(n) \quad (3.20)$$

N uzunluklu yayma dizisi $g(n)$ 'in ayrık Fourier dönüşümü G_k olmak üzere, iletilen işaret

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d G_k e^{j\omega_k n}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.21)$$

şeklinde de ifade edilebilir. Vericiden iletilen $s(n)$ işareti, çoklu yol etkisine uğrar:

$$y(n) = s(n) * h(n, m) \quad (3.22)$$

$$= \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} e^{j\psi_{\ell} n} s(n - N_{\ell}) \quad (3.23)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} e^{j\psi_{\ell} n} \sum_{k=0}^{N-1} d G_k e^{j\omega_k (n - N_{\ell})} \quad (3.24)$$

Gürültüyü de hesaba katarak, alıcıya gelen işaret

$$r(n) = y(n) + \eta(n) \quad (3.25)$$

$$= \frac{d}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G_k \underbrace{\left[\sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} e^{j\psi_{\ell} n} e^{-j\omega_k N_{\ell}} \right]}_{H(n, \omega_k)} e^{j\omega_k n} + \eta(n) \quad (3.26)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} \underbrace{\frac{d}{N} G_k H(n, \omega_k) e^{j\omega_k n}}_{Y(n, \omega_k)} + \eta(n) \quad (3.27)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} Y(n, \omega_k) e^{j\omega_k n} + \eta(n) \quad (3.28)$$

$$\Rightarrow Y(n, \omega_k) = \frac{d G_k H(n, \omega_k)}{N} \quad (3.29)$$

$$\Rightarrow H(n, \omega_k) = \frac{N Y(n, \omega_k)}{d G_k} \quad (3.30)$$

$$\Rightarrow H(n, \omega_k) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} e^{j\psi_{\ell} n} e^{-j\omega_k N_{\ell}} \quad (3.31)$$

ifadeleri elde edilir. İkili frekans fonksiyonu, frekans cevabı $H(n, \omega_k)$ 'nın n değişkenine göre ayrık Fourier dönüşümüyle elde edilir:

$$B(\Omega_s, \omega_k) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} \delta(\Omega_s - \psi_{\ell}) e^{-j\omega_k N_{\ell}} \quad (3.32)$$

Son olarak da, ikili frekans fonksiyonunun ω_k 'ya göre ayrık Fourier dönüşümüyle yayma fonksiyonu elde edilir:

$$S(\Omega_s, m) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} \delta(\Omega_s - \psi_{\ell}) \delta(m - N_{\ell}) \quad (3.33)$$

Bu fonksiyon incelendiğinde, gecikme değerlerinde buna uygun düşen Doppler frekans ötelemeleri değerlerinde $2\pi \alpha_{\ell}$ genlikli tepeler ortaya çıkar. Bu parametrelerin yardımıyla gönderilen veri d kestirilmeye çalışılır. Yayma fonksiyonu kullanılarak bu parametrelerin elde edilmesi aşağıda gösterilmiştir.

3.3.1. Tek Algılayıcı Model İçin Kanal Kestirimi

3.3.1.1. Tek Algılayıcı Sistemlerde Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli

Alıcıya gelen işaretin AFD'sini alırsak

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\omega_k n} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.34)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{s=0}^{N-1} d G_s \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell e^{-j\omega_s N_\ell} e^{j(\psi_\ell + \omega_s)n} \right) e^{-j\omega_k n} + \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \eta(n) e^{-j\omega_k n}}_{Z(k)} \quad (3.35)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} d G_s \underbrace{\sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell e^{-j\omega_s N_\ell}}_{H(s)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega_s - \omega_k)n} e^{j\psi_\ell n} + Z(k) \quad (3.36)$$

Elde edilir. Burada $H(s)$, zamanla değişmeyen varsayılan kanala ait transfer fonksiyonu, $Z(k)$ ise kanaldaki gürültünün AFD'sidir. Kanalın zamanla değişmediği varsayımıyla Doppler frekans kaymalarını ihmal ederek,

$$R(k) = \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} d G_s H(s) \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega_s - \omega_k)n} e^{j\psi_\ell n}}_{\forall \ell, \psi_\ell = 0 \Rightarrow N\delta(s-k)} + Z(k) \quad (3.37)$$

$$= \sum_{s=0}^{N-1} \frac{1}{N} d G_s H(s) N\delta(s-k) + Z(k) \quad (3.38)$$

$$= d G_k H(k) + Z(k) \quad (3.39)$$

Eşitliğin her iki tarafını $\sum_k \frac{G_k^*}{H(k)}$ ile çarparsak

$$\sum_k \frac{R(k)G_k^*}{H(k)} = \sum_k \frac{d G_k G_k^* H(k)}{H(k)} + \sum_k \frac{Z(k)G_k^*}{H(k)} \quad (3.40)$$

Yayıncı kod ile gürültünün ilintisiz olması nedeniyle son terim sıfıra eşittir.

$$\sum_k \frac{R(k)G_k^*}{H(k)} = d \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} |G_k|^2}_N \quad (3.41)$$

$$\Rightarrow \hat{d} = \frac{1}{N} \sum_k \frac{R(k)G_k^*}{H(k)} \quad (3.42)$$

Zamanla değişmeyen kanal frekans cevabı $H(k)$ herhangi bir yöntemle kestirildiğinde \hat{d} elde edilecektir. Ancak, eğer kanal hızlı değişiyorsa ve ψ_ℓ Doppler frekansı ihmal edilemiyorsa, kanalın zamanla değişen frekans cevabı $H(n, \omega_k)$ kestirilmelidir.

3.3.1.2. Tek Algılayıcı Sistemlerde AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi

N uzunluğunda durağan olmayan $y(n)$ işareti, zaman-frekans kerneli $Y(n, \omega_k)$ ile ifade edilebilir. Zaman-frekans AED'si ve tersi (3.9) ve (3.11) eşitliklerinde olduğu gibi şu şekilde gösterilir:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} Y(n, \omega_k) e^{j\omega_k n} \quad (3.43)$$

$$Y(n, \omega_k) = \sum_{m=0}^{N-1} y(m) W_k(n, m) e^{-j\omega_k m} \quad (3.44)$$

Alınan işarettten ayrıık evrimsel kerneli hesaplamak için, $W_k(n, m)$ 'in uygun bir fonksiyon olarak belirlenmesi gerekir. İlk olarak alınan işarete gürültü olmadığını, yani $r(n) = y(n)$ olduğunu varsayalım. (3.44), (3.27) ve (3.31) eşitliklerini kullanarak

$$Y(n, \omega_k) = \frac{1}{N} \sum_{s, \ell} \alpha_\ell G(s) e^{-j\omega_s N_\ell} \sum_{m=0}^{N-1} W_k(n, m) e^{j(\psi_\ell + \omega_s - \omega_k) m} \quad (3.45)$$

Bu durum için, [28]'de verilen Gabor ve Malvar pencereleri pek uygun değildir. Doppler frekansı ω_p 'ye bağlı bir $W_k^p(n, m) = e^{j\omega_p(m-n)}$ penceresi kullanırız. Bu fonksiyon bize, sadece $\omega_p = \psi_\ell$ durumunda $Y(n, \omega_k)$ 'nın doğru gösterimini verir. Bu fonksiyonu kullanarak (3.45) eşitliğindeki son toplam ifadesi

$$e^{j\psi_\ell n} \sum_{m=N_\ell}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(s-k)m} = e^{j\psi_\ell n} (N - N_\ell) \delta(s - k) \quad (3.46)$$

halini alır. (3.46)'da bulunduğumuz ifadeyi (3.45) eşitliğinin sağ tarafına uygularsak

$$\frac{N - N_\ell}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell G(k) e^{j(\psi_\ell n - \omega_k N_\ell)} \approx (N - N_\ell) Y(n, \omega_k) \quad (3.47)$$

(3.45) eşitliğinde beklediğimiz değerin $N - N_\ell$ katını bulmuş olduk. Penceredeki frekans, Doppler frekanslarından biriyle karşılaşmazsa, bulduğumuz sonuç, umduğumuz sonuçtan tamamıyla farklı olur.

ω_p değeri, Doppler frekanslarından biriyle karşılaşması durumunda yayma fonksiyonu o frekansta ve ona uygun gecikme noktasında büyük bir tepe (peak) verir. ω_p 'nin Doppler frekansına eşit olmadığı frekanslarda, yayma fonksiyonu, olası tüm gecikme değerlerine yayılmış rasgele diziliimli küçük tepelikler verir. Belli bir eşik değeri belirleyerek, bu küçük tepeleri eleyebiliriz.

Son olarak, zayıflatma katsayılarını bulmak için, uygun Doppler frekansındaki yayma fonksiyonunun genliğine bakarız. ψ_q Doppler frekansı için hesaplanan yayma fonksiyonu

$$S_q(\Omega_s, k) = \alpha_q(N - N_q) \delta(\Omega - \omega_q) \delta(k - N_q) \quad (3.48)$$

Bu frekansa ait yayma fonksiyonunun verdiği tepenin genliği $N - N_q$ ile bölünerek α_q değeri elde edilir [30].

Kanaldaki gürültü ve boğucu işaret (jammer) etkileri hesaba katılırsa, bulduğumuz parametreler sadece kestirimdir. Fakat vericiden gönderilen d bitini bulabilmek için bu parametreleri kullanabiliriz. Kullanacağımız işaret bileşeni ise, orijinal işarete en yakın işaret olan, en küçük gecikme ve zayıflamaya uğramış görüş çizgisi (Line Of Sight) işaretidir.

Çoklu sinyalleri ayırt edebilmek için, alıcıda sözde-rasgele sinyalin kopyası kullanılır. Çapraz ilinti nedeniyle, girişim etkisi bastırılır ve kodlanmış bilgi elde edilir. Çoklu erişim tekniklerinin avantajları sayesinde boğucu işaret, çoklu kullanıcı girişimi ve çoklu yol yayılımından kaynaklanan girişim etkileri azaltılır.

Alıcıda önce kanal kestirimi gerçekleştirilir ve kanal parametrelerinden oluşan yayma fonksiyonu hesaplanır.

(3.20) ve (3.23) eşitliklerini (3.25)'de kullanarak

$$\begin{aligned} r(n) &= y(n) + \eta(n) \\ &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} d g(n - N_{\ell}) e^{j\psi_{\ell}n} + \eta(n) \end{aligned} \quad (3.49)$$

elde edilir. Eşitliğin her iki tarafını $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0}$ ile çarparsak (burada \hat{N}_0 , $\hat{\alpha}_0$, $\hat{\psi}_0$ daha önce yayma fonksiyonu yardımıyla elde edilmiş gecikme, zayıflama ve Doppler kestirimleridir)

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} d g(n - N_{\ell}) e^{j\psi_{\ell}n} + \eta(n) \right] \\ &\quad \times g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Eşitliğin sağ tarafını, kestirilmiş parametrelerini kullandığımız işaret ve diğer işaretlerin toplamı cinsinden ifade edersek

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d \alpha_0 g(n - N_0) e^{j\psi_0n} g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} \\ &+ \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq 0}}^{L-1} \frac{d \alpha_{\ell}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g(n - N_{\ell}) e^{j\psi_{\ell}n} g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta(n) g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Sözde-rasgele işaretin, gürültü ve ötelenmiş kopyaları ile ilintisiz olması nedeniyle, alt satırdaki iki toplam bileşeni sifıra eşittir. $\hat{N}_0 \equiv N_0$, $\hat{\alpha}_0 \equiv \alpha_0$ ve $\hat{\psi}_0 \equiv \psi_0$ varsayımlarını kullanarak

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^*(n - \hat{N}_0) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0n}}{\hat{\alpha}_0} = \hat{d} \quad (3.52)$$

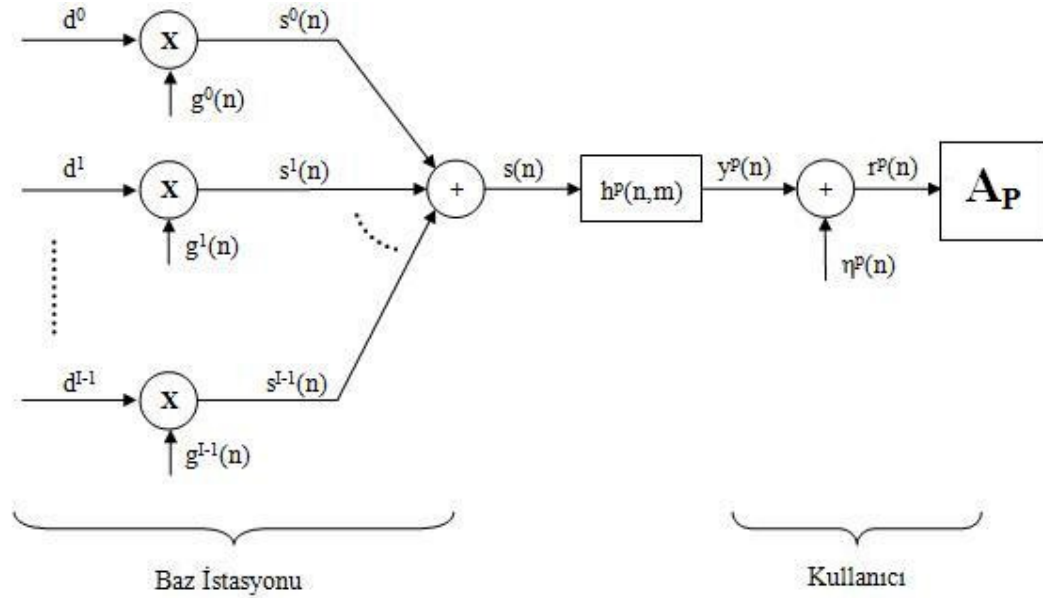
veri biti d elde edilmiş olur.

3.4. ÇOK ALGILAYICILI SİSTEM MODELİ

Şimdiye kadar yaptığımız kanal kestirim yaklaşımları tek algılayıcının olduğu durumlar için geçerliydi. Bu bölümde ise, iletişim kanalında birden fazla algılayıcının olduğu durumları inceleyeceğiz. Pratikte, çok sayıda algılayıcı aynı anda aktif olarak baz istasyonu ile yukarı veya aşağı-link haberleşme gerçekleştirebilir. Aşağı-link durumunda, baz istasyonu birden çok algılayıcıya ait işaret yayınlar. Hangi işaretin hangi algılayıcıya ait olduğunu belirlemek alıcının görevidir. Yukarı-link haberleşme durumunda ise farklı algılayıcılardan farklı zaman gecikmelerine uğramış işaretler baz istasyonuna gelir. Baz istasyonu, gelen işaretten uygun alıcıya ait işareti tespit eder. Çoklu yol, çoklu kullanıcı girişi ve kanal gürültüsü sistemde girişime neden olur.

3.4.1. Aşağı-Link Ağ Modeli

Aşağı-link ağ modelinde, baz istasyonu veriyi tüm algılayıcılara aynı anda iletir. Her bir kullanıcıya ait alıcı, o kullanıcının sözde-rasgele kodunu kullanarak kendisine ait veriyi elde eder.



Şekil 3.7: Çok algılayıcılı sistemde aşağı-link ağ yapısı

Burada d^i baz istasyonundan i . kullanıcıya iletilen veri simgelerini, g^i i . kullanıcıya ait yayma dizisini, s^i baz istasyonundan i . kullanıcıya iletilen işareti, h^p baz istasyonu ile p .

kullanıcı arasındaki kanalı, y^p p . kullanıcıya ait kanal çıkışındaki işareti, r^p p . kullanıcıda alınan işareti, η^p ise p . kanaldaki gürültüyü ifade eder.

Baz istasyonu ile p . kullanıcı arasındaki kanalı şu şekilde gösterebiliriz:

$$h^p(n, m) = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_{\ell}^p e^{j\psi_{\ell}^p n} \delta(m - N_{\ell}^p) \quad (3.53)$$

Burada L_p kanala gelen işaretin kanal boyunca yansıdığı yol sayısını, α_{ℓ}^p ilgili kanala ait zayıflatma katsayısını, ψ_{ℓ}^p Doppler frekans kaymasını, N_{ℓ}^p ise zaman gecikmesini gösterir. Baz istasyonu vericisinden çıkan işaret

$$s(n) = \sum_{i=0}^{I-1} d^i g^i(n) \quad (3.54)$$

p . kanalın çıkışındaki işaret

$$\begin{aligned} y^p(n) &= s(n) * h^p(n, m) \\ &= \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_{\ell}^p e^{j\psi_{\ell}^p n} \sum_{i=0}^{I-1} d^i g^i(n - N_{\ell}^p) \end{aligned} \quad (3.55)$$

Yayıncı kod g^i 'yi Fourier katsayıları G_k cinsinden ifade edersek

$$y^p(n) = \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_{\ell}^p \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i e^{j\omega_k(n - N_{\ell}^p)} e^{j\psi_{\ell}^p n} \quad (3.56)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i \underbrace{\left[\sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_{\ell}^p e^{-j\omega_k N_{\ell}^p} e^{j\psi_{\ell}^p n} \right]}_{H^p(n, \omega_k)} e^{j\omega_k n} \quad (3.57)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i H^p(n, \omega_k) e^{j\omega_k n} \quad (3.58)$$

(3.43) eşitliğini kullanarak kanal çıkışının AED'si

$$Y^p(n, \omega_k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i G_k^i H^p(n, \omega_k) \quad (3.59)$$

$$\Rightarrow H^p(n, \omega_k) = \frac{N Y^p(n, \omega_k)}{\sum_{i=0}^{I-1} d^i G_k^i} \quad (3.60)$$

$$\Rightarrow H^p(n, \omega_k) = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{-j\omega_k N_\ell^p} e^{j\psi_\ell^p n} \quad (3.61)$$

ifadeleri elde edilir. Daha önceki eşitlikler kullanılarak kanala ait ikili frekans fonksiyonu

$$B^p(\Omega_s, \omega_k) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p \delta(\Omega_s - \psi_\ell^p) e^{-j\omega_k N_\ell^p} \quad (3.62)$$

ve yayma fonksiyonu

$$S^p(\Omega_s, m) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p \delta(\Omega_s - \psi_\ell^p) \delta(m - N_\ell^p) \quad (3.63)$$

şeklinde bulunmuş olur.

3.4.1.1. Aşağı-Link Ağ Yapısında Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli

Baz istasyonundan iletilip p . kullanıcıya ait giriş gelen işaret şu şekilde gösterilir:

$$r^p(n) = y^p(n) + \eta^p(n) \quad (3.64)$$

Bu işaretin AFD'sini alırsak

$$R^p(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r^p(n) e^{-j\omega_k n} \quad (3.65)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} G_s^i \left(\sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{-j\omega_k N_\ell^p} e^{j\psi_\ell^p n} \right) e^{j\omega_k n} \right) e^{-j\omega_k n} \\ &+ \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \eta(n) e^{-j\omega_k n}}_{Z^p(k)} \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} G_s^i \underbrace{\sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{-j\omega_s N \ell}}_{H^p(s)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega_s - \omega_k)n} e^{j\psi_\ell^p n} + Z^p(k) \quad (3.67)$$

elde edilir. Burada $H^p(s)$, zamanla değişmeyen varsayılan kanala ait transfer fonksiyonudur. Kanalin zamanla değişmediği varsayımıyla Doppler frekans kaymalarını ihmal ederek,

$$R^p(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} G_s^i H^p(s) \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega_s - \omega_k)n} e^{j\psi_\ell^p n}}_{\forall \ell, \psi_\ell^p = 0 \Rightarrow N\delta(s-k)} + Z^p(k) \quad (3.68)$$

$$= \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} \frac{1}{N} G_s^i H^p(s) N\delta(s-k) + Z^p(k) \quad (3.69)$$

$$= \sum_{i=0}^{I-1} d^i G_k^i H^p(k) + Z^p(k) \quad (3.70)$$

elde edilir. Eşitliğin her iki tarafını $\sum_k \frac{G_k^{p*}}{H^p(k)}$ ile çarparsak

$$\begin{aligned} \sum_k \frac{R^p(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} &= \sum_k \frac{d^p G_k^p G_k^{p*} H^p(k)}{H^p(k)} + \sum_k \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{I-1} d^i G_k^i H^p(k) \frac{G_k^{p*}}{H^p(k)} \\ &+ \sum_k \frac{Z^p(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} \end{aligned} \quad (3.71)$$

Yayıcı kod ile gürültünün ve diğer kullanıcılara ait yayıcı kodların ilintisiz olması nedeniyle son iki terim sıfıra eşittir.

$$\sum_k \frac{R^p(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} = d^p \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} |G_k^p|^2}_N \quad (3.72)$$

$$\Rightarrow \hat{d}^p = \frac{1}{N} \sum_k \frac{R^p(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} \quad (3.73)$$

Tek kullanıcı modelinde (3.42) eşitliğinde bulunan ifadeye eşitir. Zamanla değişmeyen kanal frekans cevabı $H^p(k)$ herhangi bir yöntemle kestirildiğinde \hat{d} elde edilecektir.

3.4.1.2. Aşağı-Link Ağ Yapısında AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi

Vericiden yayılıp, p . kullanıcının alıcısına gelen işaret

$$\begin{aligned} r^p(n) &= y^p(n) + \eta^p(n) \\ &= \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} \sum_{i=0}^{I-1} d^i g^i(n - N_\ell^p) + \eta^p(n) \end{aligned} \quad (3.74)$$

Daha önce elde ettiğimiz p . kullanıcıya ait kanal parametreleri yardımıyla, eşitliğin her

iki tarafını $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p}$ ile çarparsak

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r^p(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\ &\times \left[\sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} \sum_{i=0}^{I-1} d^i g^i(n - N_\ell^p) + \eta^p(n) \right] \end{aligned} \quad (3.75)$$

Eşitliğin sağ tarafını, p . kullanıcıya ait işaret ve diğer işaretlerin toplamı cinsinden ifade edersek

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r^p(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} g^p(n - N_\ell^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{I-1} d^i \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} g^i(n - N_\ell^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta^p(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \end{aligned} \quad (3.76)$$

Sözde-rasgele işaretin, gürültü ve ötelenmiş kopyaları ile ilintisiz olması nedeniyle, son iki toplam bileşeni sıfıra eşittir. Üst satırda eşitliğin sağ tarafını, kestirilmiş parametrelerini kullandığımız işaret ve diğer işaretlerin toplamı cinsinden ifade edersek

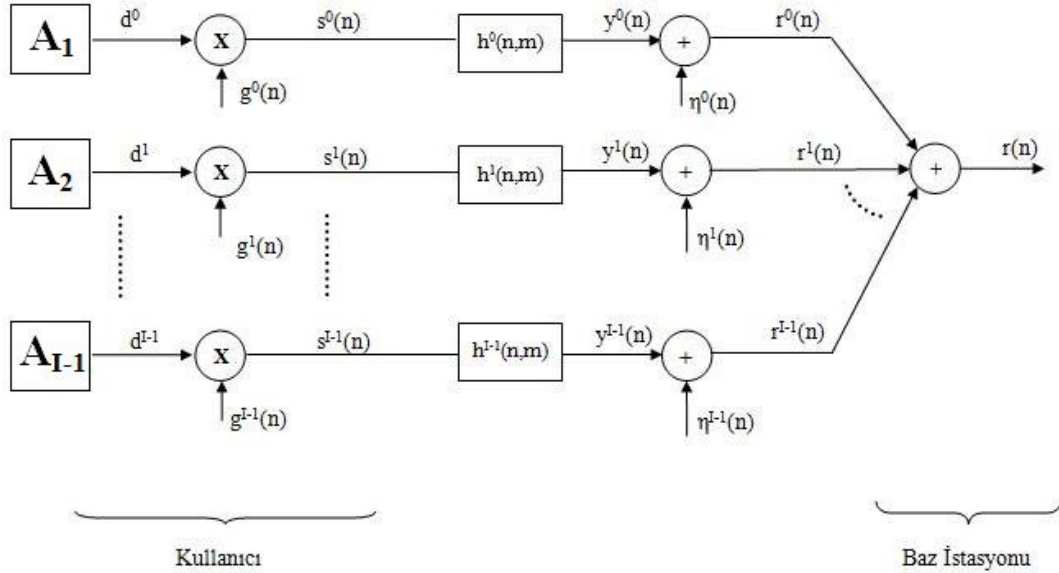
$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r^p(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \alpha_0^p e^{j\psi_0^p n} g^p(n - N_0^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq 0}}^{L_p-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} g^p(n - N_\ell^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \end{aligned} \quad (3.77)$$

Benzer şekilde, ilintisiz olma durumu sebebiyle eşitliğin alt satırındaki ifade sıfıra eşittir. Sonuç olarak p . kullanıcıya ait veri biti elde edilmiş olur.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r^p(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} = \hat{d}^p \quad (3.78)$$

3.4.2. Yukarı-Link Ağ Modeli

Yukarı-link ağ modelinde, farklı kullanıcı ve bölgelerden iletilen işaretler farklı kanalların etkisine uğrayarak baz istasyonuna ulaşır. Baz istasyonu alıcısının temel fonksiyonu, bir şekilde bu işaretleri ayrıştırıp iletilen verinin hangi algılayıcıya ait olduğunu belirlemektir. Bu işlem yapılırken, alınan işaret ve ilgili kullanıcıya ait sözde-rasgele kod yardımıyla o kanala ait parametreler kestirilmeye ve o kullanıcıdan ulaşan veri dizisi bulunmaya çalışılır. Yukarı-link haberleşme modeline ait genel yapı Şekil 3.7’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8: Çok algılayıcı sistemde yukarı-link ağ yapısı

Burada d^i i . kullanıcıya ait veri simgelerini, g^i i . kullanıcıya ait yayma dizisini, s^i i . kullanıcıya ait vericiden iletilen işareti, h^i i . kullanıcıya ait kanalı, y^i i . kullanıcıya ait kanal çıkışındaki işareti, r^i baz istasyonuna gelen i . kullanıcıya ait işareti, η^i ise i . kanaldaki girişimsel gürültüyü ifade eder.

Baz istasyonu ile p . kullanıcı arasındaki kanalı şu şekilde gösterebiliriz:

$$h^i(n, m) = \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_{\ell}^i e^{j\psi_{\ell}^i n} \delta(m - N_{\ell}^i) \quad (3.79)$$

Burada L_i kanala gelen işaretin kanal boyunca yansıdığı yol sayısını, α_{ℓ}^i ilgili kanala ait zayıflatma katsayısını, ψ_{ℓ}^i Doppler frekans kaymasını, N_{ℓ}^i ise zaman gecikmesini gösterir.

i . kullanıcının vericisinden çıkan işaret:

$$s^i(n) = d^i g^i(n) \quad (3.80)$$

yada Fourier katsayıları cinsinden gösterirsek

$$s^i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d^i G_k^i e^{j\omega_k n} \quad (3.81)$$

Ortamda yayılan bu işaret kanal etkisine uğrar:

$$y^i(n) = s^i(n) * h^i(n, m) \quad (3.82)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} h^i(n, m) s^i(n - m) \quad (3.83)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_{\ell}^i \delta(m - N_{\ell}^i) e^{j\omega_{\ell}^i n} d^i g^i(n - m) \quad (3.84)$$

$$= d^i \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_{\ell}^i g^i(n - N_{\ell}^i) e^{j\omega_{\ell}^i n} \quad (3.85)$$

$$= d^i \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i e^{j\omega_k(n-N_\ell^i)} e^{j\omega_\ell^i n} \quad (3.86)$$

$$= \frac{1}{N} d^i \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i \underbrace{\left[\sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i e^{-j\omega_k N_\ell^i} e^{j\omega_\ell^i n} \right]}_{H^i(n, \omega_k)} e^{j\omega_k n} \quad (3.87)$$

$$\Rightarrow H^i(n, \omega_k) = \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i e^{-j\omega_k N_\ell^i} e^{j\omega_\ell^i n} \quad (3.88)$$

$$\Rightarrow y^i(n) = \frac{1}{N} d^i \sum_{k=0}^{N-1} G_k^i H^i(n, \omega_k) e^{j\omega_k n} \quad (3.89)$$

(3.43) eşitliğinden faydalanarak

$$y^i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \underbrace{\left[\frac{d^i}{N} G_k^i H^i(n, \omega_k) \right]}_{Y^i(n, \omega_k)} e^{j\omega_k n} \quad (3.90)$$

$$\Rightarrow Y^i(n, \omega_k) = \frac{d^i}{N} G_k^i H^i(n, \omega_k) \quad (3.91)$$

$$\Rightarrow H^i(n, \omega_k) = \frac{N Y^i(n, \omega_k)}{d^i G_k^i} \quad (3.92)$$

ifadeleri elde edilir. Daha önceki eşitlikler kullanılarak kanala ait ikili frekans fonksiyonu

$$B^i(\Omega_s, \omega_k) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i \delta(\Omega_s - \psi_\ell^i) e^{-j\omega_k N_\ell^i} \quad (3.93)$$

ve yayma fonksiyonu

$$S^i(\Omega_s, m) = 2\pi \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i \delta(\Omega_s - \psi_\ell^i) \delta(m - N_\ell^i) \quad (3.94)$$

şeklinde bulunmuş olur.

3.4.2.1. Yukarı-Link Ağ Yapısında Zamanla Değişmeyen Kanal Modeli

i. algılayıcıdan yayılıp baz istasyonuna gelen işaret

$$r^i(n) = y^i(n) + \eta^i(n)$$

Bütün algılayıcılardan yayılan işaretler toplanarak baz istasyonu alıcısına gelir.

$$r(n) = \sum_{i=0}^{I-1} r^i(n) = \sum_{i=0}^{I-1} (y^i(n) + \eta^i(n)) \quad (3.95)$$

Bu işaretin AFD'sini alırsak

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\omega_k n} = \sum_{i=0}^{I-1} \left[\sum_{n=0}^{N-1} y^i(n) e^{-j\omega_k n} + \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \eta^i(n) e^{-j\omega_k n}}_{Z^i(k)} \right] \quad (3.96)$$

(3.87) eşitliğinden faydalanarak $y^i(n)$ 'i yerine koyarak

$$R(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} G_s^i \left(\sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i e^{-j\omega_k N_\ell^i} e^{j\psi_\ell^i n} \right) e^{j\omega_k n} \right] e^{-j\omega_k n} + \sum_{i=0}^{I-1} Z^i(k) \quad (3.97)$$

$$R(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{s=0}^{N-1} G_s^i \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i e^{-j\omega_k N_\ell^i} \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega_k - \omega_k)n} e^{j\psi_\ell^i n}}_{\forall \ell, \psi_\ell^i = 0 \Rightarrow N\delta(s-k)} + Z(k) \quad (3.98)$$

$$= \sum_{i=0}^{I-1} d^i G_k^i \underbrace{\sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i e^{-j\omega_k N_\ell^i}}_{H^i(k)} + Z(k) \quad (3.99)$$

$$\Rightarrow R(k) = \sum_{i=0}^{I-1} d^i G_k^i H^i(k) + Z(k) \quad (3.100)$$

elde edilir. Eşitliğin her iki tarafını $\sum_k \frac{G_k^{p*}}{H^p(k)}$ ile çarparsak

$$\sum_k \frac{R(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} = \sum_k \frac{d^p G_k^p G_k^{p*} H^p(k)}{H^p(k)} + \sum_k \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{I-1} d^i G_k^i H^i(k) \frac{G_k^{p*}}{H^p(k)} + \sum_k \frac{Z(k) G_k^{p*}}{H^p(k)} \quad (3.101)$$

Yayıcı kod ile gürültünün ve diğer kullanıcılara ait yayıcı kodların ilintisiz olması nedeniyle son iki terim sıfıra eşittir.

$$\Rightarrow \sum_k \frac{R(k)G_k^{p*}}{H^p(k)} = d^p \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} |G_k^p|^2}_N \quad (3.102)$$

$$\Rightarrow \hat{d}^p = \frac{1}{N} \sum_k \frac{R(k)G_k^{p*}}{H^p(k)} \quad (3.103)$$

Daha önce tek algılayıcı model ve çok algılayıcı aşağı-link modelinde bulunan değere eşitir. Zamanla değişmeyen kanal frekans cevabı $H^p(k)$ herhangi bir yöntemle kestirildiğinde \hat{d} elde edilecektir.

3.4.2.2. Yukarı-Link Ağ Yapısında AED Yöntemiyle Zamanla Değişen Kanal Modeli Kestirimi

Baz istasyonuna I adet algılayıcıdan gelen toplam işaret

$$\begin{aligned} r(n) &= \sum_{i=0}^{I-1} r^i(n) = \sum_{i=0}^{I-1} (y^i(n) + \eta^i(n)) \\ &= \sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i g^i(n - N_\ell^i) e^{j\omega_\ell^i n} + \sum_{i=0}^{I-1} \eta^i(n) \end{aligned} \quad (3.104)$$

Daha önce elde ettiğimiz kanal parametreleri yardımıyla, eşitliğin her iki tarafını

$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p}$ ile çarparsak

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \left[\sum_{i=0}^{I-1} d^i \sum_{\ell=0}^{L_i-1} \alpha_\ell^i g^i(n - N_\ell^i) e^{j\omega_\ell^i n} + \sum_{i=0}^{I-1} \eta^i(n) \right] \\ &\quad \times \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \end{aligned} \quad (3.105)$$

Eşitliğin sağ tarafını, p . kullanıcıya ait işaret ve diğer işaretlerin toplamı cinsinden ifade edersek

$$\begin{aligned}
\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \sum_{\ell=0}^{L_\ell-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} g^p(n - N_\ell^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\
&+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{L_i-1} d^i \sum_{\ell=0}^{L_\ell-1} \alpha_\ell^i e^{j\psi_\ell^i n} g^i(n - N_\ell^i) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\
&+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L_i-1} \eta^i(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p}
\end{aligned} \tag{3.106}$$

Sözde-rasgele işaretin, gürültü ve ötelenmiş kopyaları ile ilintisiz olması nedeniyle, son iki toplam bileşeni sıfıra eşittir. Üst satırda eşitliğin sağ tarafını, kestirilmiş parametrelerini kullandığımız işaret ve diğer işaretlerin toplamı cinsinden ifade edersek

$$\begin{aligned}
\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \alpha_0^p e^{j\psi_0^p n} g^p(n - N_0^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} \\
&+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^p \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq 0}}^{L_\ell-1} \alpha_\ell^p e^{j\psi_\ell^p n} g^p(n - N_\ell^p) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p}
\end{aligned} \tag{3.107}$$

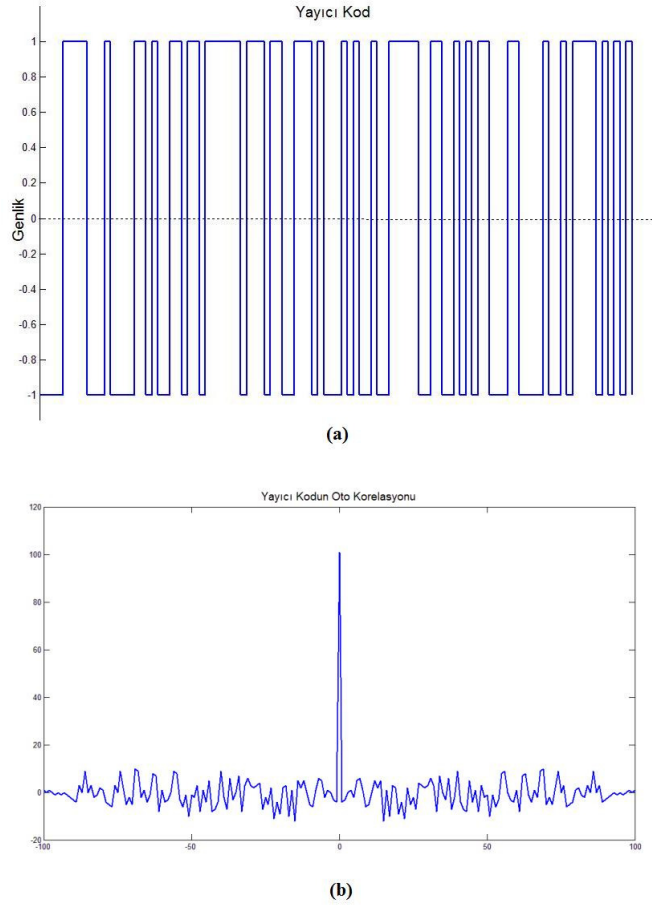
Benzer şekilde, ilintisiz olma durumu sebebiyle eşitliğin alt satırındaki ifade sıfıra eşittir. Sonuç olarak

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) g^{p*}(n - \hat{N}_0^p) \frac{e^{-j\hat{\psi}_0^p n}}{\hat{\alpha}_0^p} = \hat{d}^p \tag{3.108}$$

p. kullanıcıya ait veri biti elde edilmiş olur.

4. BULGULAR

Bu bölümde, yayıcı diziler kullanarak BPSK kodlanmış verilerin iletimi için temelbant Çoklu Erişim-Yayılı İzge (MC-SS) iletişim sistemleri başarımını incelemek amacıyla aşağıdaki benzetimler yapılmıştır. Yayıcı dizi olarak, çoklu yol etkisini en aza indiren ve işlemlerde avantaj sağlaması açısından, ötelenmiş kopyaları ve diğer diziler ile çok düşük korelasyona sahip sözde-rasgele diziler kullanılmıştır. Örnek bir dizi ve bu diziyeye ait oto korelasyon fonksiyonu sırasıyla Şekil 4.1 (a) ve 4.1 (b)'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1: (a) Sözde-rasgele yayıcı dizi (b) Sözde-rasgele yayıcı kodun oto korelasyon fonksiyonu

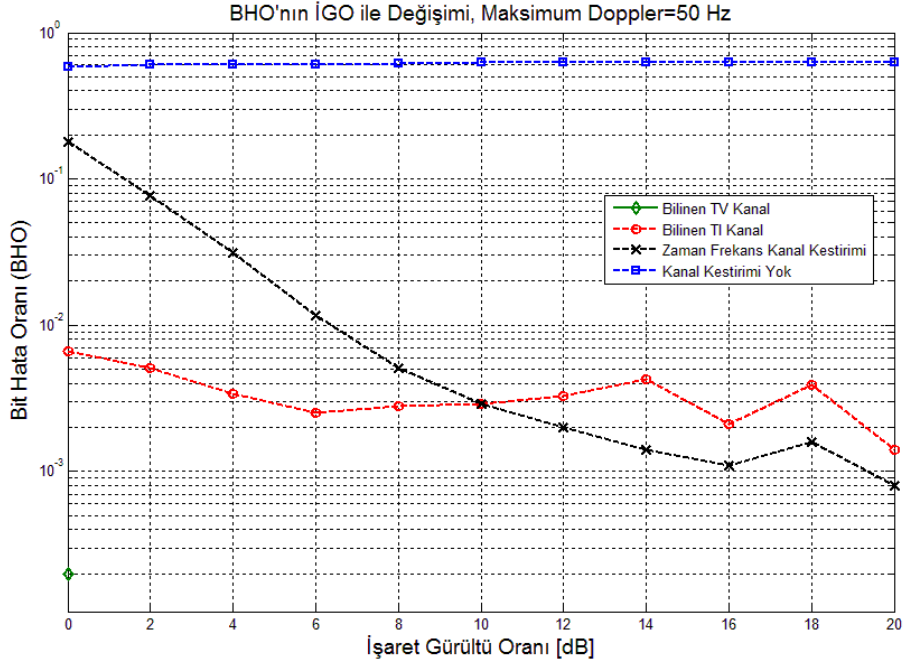
Haberleşme kanalına ait yol sayısı, gecikme değerleri, zayıflatma katsayıları ve Doppler frekans kaymaları rasgele olarak belirlenmiştir. Ayrıca kanalda yayılan işaretin toplamsal beyaz Gauss gürültüsü ve boğucu işarete maruz kaldığı farz edilmiştir. Önerilen kanal modelleme ve kestirim yöntemlerini kullanarak, Monte Carlo simülasyonları vasıtasıyla kablosuz algılayıcı ağlarda kanal model başarılarımızı test ettik. Her bir veri biti için, ilgili yöntem 1000 kez simüle edilip başarımlarını değerlendirdik.

Bit Hata Oranı (BHO) değeri $BHO = \sum_{n=1}^M \left| \frac{d(n) - \hat{d}(n)}{2} \right|$ formülü ile

hesaplanmıştır. Burada M simülasyon sayısı, d giriş verisi ve \hat{d} ise kestirdiğimiz değerdir. Giriş verisi 100 adet alt-taşıyıcı ile modüle edilmiştir. Kanala ait bantgenişliği 500 kHz varsayılarak, taşıyıcılar arası frekans aralığı 5 kHz olarak hesaplanmıştır. ISI etkisini önlemek için kullanılan dairesel önek değeri $L_{CP} = 28$ olarak belirlenmiştir. Kablosuz haberleşme kanalı, yol sayısı $1 \leq L \leq 5$, her bir yola ait gecikme ($i=0,1,\dots,L-1$ olmak üzere) $0 \leq N_i \leq L_{CP} - 1$ ve Doppler frekans kayması $0 \leq \psi_i \leq \psi_{max}$ aralıklarında rasgele değişecek şekilde modellenmiştir. Aynı zamanda kanala etki eden toplamsal beyaz Gauss gürültüsü ve boğucu işaret etkileri hesaba katılarak, önerilen yöntemin bit hata oranı (BHO) başarımlarını test edilmiştir. BHO dört farklı şekilde hesaplanmıştır:

- 1) Parametreleri bilinen, zamanla değişen kanal
- 2) Parametreleri bilinen, zamanla değişmediği varsayılan kanal
- 3) Önerdiğimiz zaman-frekans kanal kestirim yöntemiyle hesaplanan kanal
- 4) Kestirim yapılmamış kanal

İlk olarak kanalın gürültü ile nasıl değiştiği incelenmiştir. Bunun için Doppler frekans kayması sabit tutularak kanala ait işaret gürültü oranı (İGO) 0 ile 20 dB arasında değiştirilmiştir. Maksimum Doppler kayması 50 Hz, 500 Hz ve 5 kHz değerleri için BHO'nun nasıl değiştiği Şekil 4.2, 4.4 ve 4.5'te gösterilmiştir. Şekil 4.2'de her bir yola ait maksimum Doppler kayması $\psi_{max}=50$ Hz ile sınırlı iken İGO'ya bağlı olarak BHO'ndaki değişim görülmektedir. Genel olarak tüm yöntemlerde artan İGO değeri ile BHO başarımları artmaktadır. Fakat bizim yöntemimiz İGO arttıkça performansı en çok artan yöntemdir. İGO'nun 10 dB'den büyük değerleri için parametreleri bilinen zamanla değişmediği varsayılan (LTI: Linear Time Invariant) yöntemden daha iyi başarımlar sunmaktadır.



Şekil 4.2: BHO'nun İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz

Aynı deney bir kez de yayıcı kod olarak karmaşık karesel çarp dizisinin kullanıldığı durum için tekrarlanmıştır. Veri bitini zaman ve frekansta yaymak için kullanılan çarp dizileri sırasıyla (4.1) ve (4.2) eşitliğinde gösterilmiştir [31].

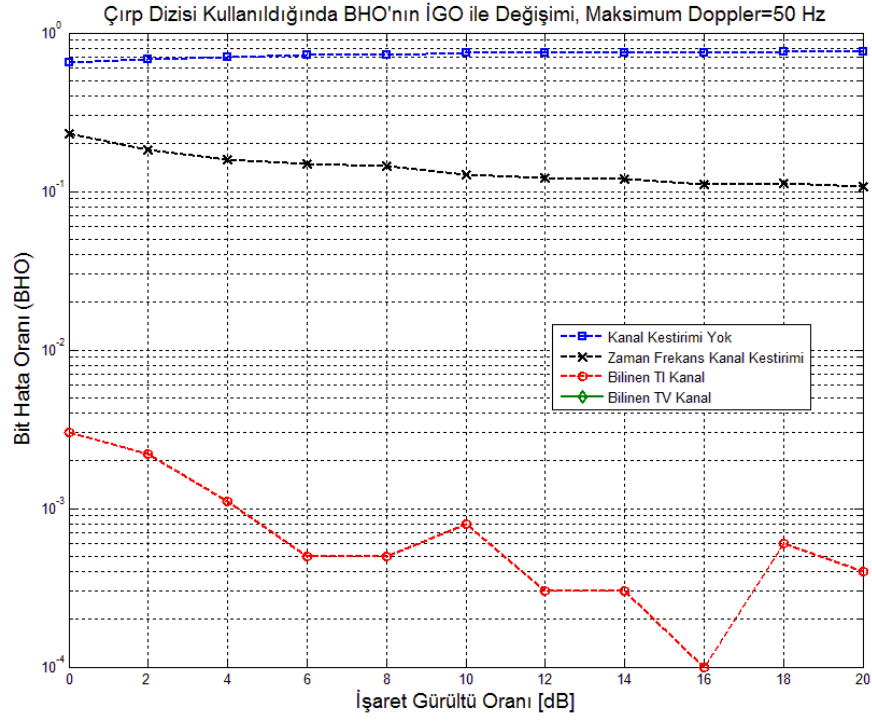
$$g(n) = e^{-j\frac{\pi}{8}} e^{j\frac{2\pi}{N^2}n^2}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.1)$$

$$G(k) = e^{j\frac{\pi}{8}} e^{-j\frac{2\pi}{N^2}k^2}, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (4.2)$$

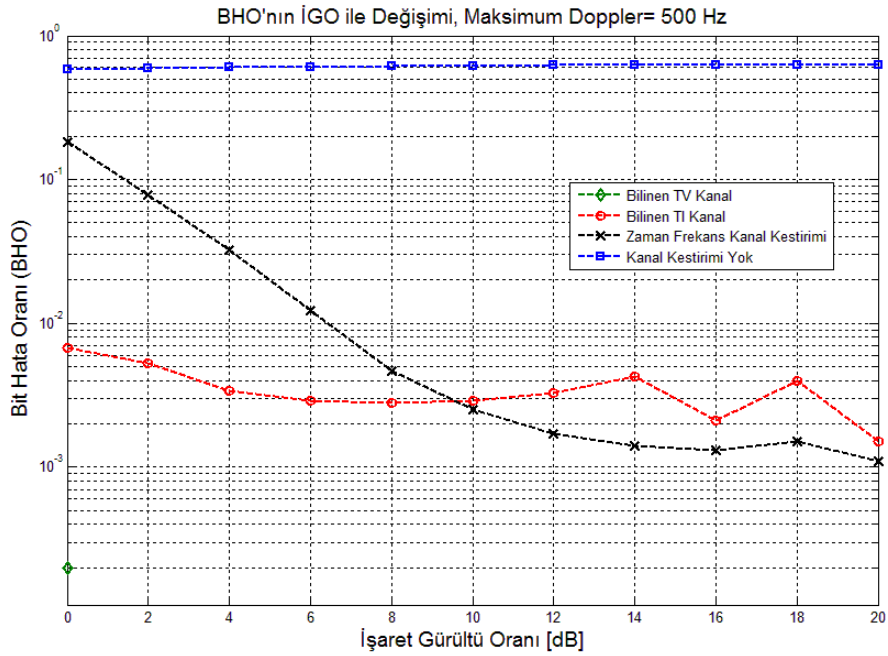
Birim genlikli $g(n)$ ve $G(k)$ birbirinin DFT çiftidir ve aynı zamanda eşleniğidirler:

$$G(k) = g(k)^* \quad (4.3)$$

Karmaşık karesel çarp dizisi kullanılarak yapılan deney Şekil 4.3'de gösterilmiştir. Aynı kanal parametrelerine sahip Şekil 4.2 ile karşılaştırıldığında, yayıcı kod olarak sözde-rasgele dizilerin kullanıldığı durumda önermiş olduğumuz yöntem çok daha iyi kestirim vermektedir.

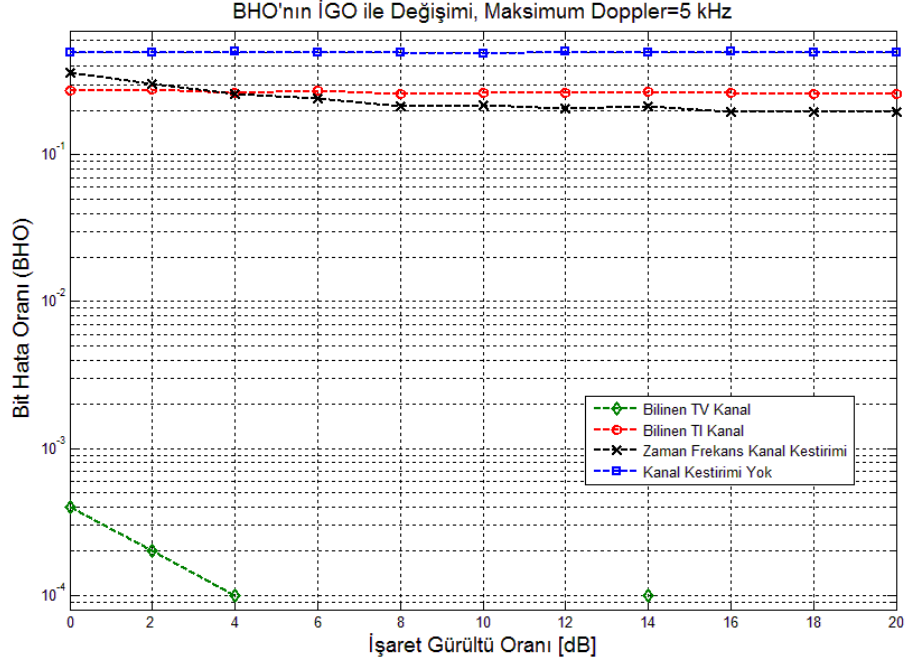


Şekil 4.3: Yayıncı kod olarak karmaşık karesel çırp dizisinin kullanıldığı durumda BHO'nun İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz



Şekil 4.4: BHO'nun İGO ile değişimi, $\psi_{\max}=500$ Hz

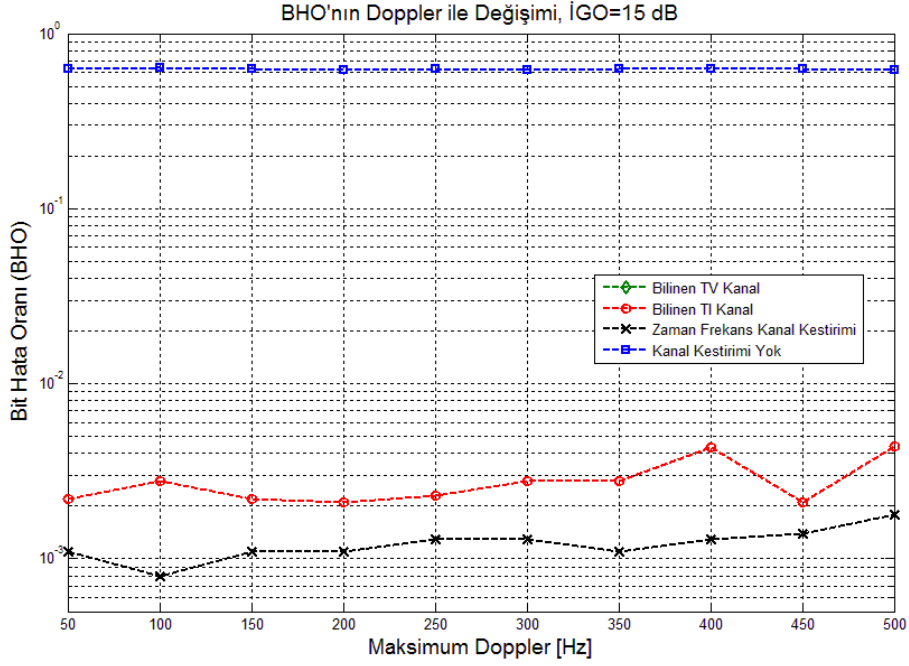
Şekil 4.4'te bu kez $\psi_{max}=500$ Hz durumu incelenmiştir. Karakteristik olarak BHO değişimi $\psi_{max}=50$ Hz durumu ile neredeyse aynı kaldığı görülmektedir. Yine de ufak da olsa BHO'nda bir düşüş söz konusudur.



Şekil 4.5: BHO'nun İGO ile değişimi, $\psi_{max}=5$ kHz

Son olarak Şekil 4.5'te $\psi_{max}=5$ kHz için BHO değişimi incelenmiştir. Açıkça görüldüğü gibi her bir yöntem için başarı iyice düşmüştür. Daha önceki iki durumda neredeyse hiç görülmeyen, parametreleri bilinen zamanla değişen (LTV: Linear Time Varying) kanal modeli yöntemi, maksimum Doppler frekans kaymasının 5 kHz olduğu durumda düşük İGO değerleri için önemli ölçüde hata vermeye başlamıştır. Kendi yöntemimiz ve LTI kanal yöntemi ise kestirim yapılmayan yönetime iyice yakınsamıştır ve BHO'nun artan İGO ile değişimi önemli ölçüde azalmıştır. Yine de İGO'nun 4 dB'den büyük olduğu değerlerde yöntemimiz, LTI kanal yönteminden daha iyi sonuç vermektedir.

İkinci bir durum olarak BHO'nun Doppler frekans kaymalarıyla olan değişimi incelenmiştir. Bunun için İGO değeri 15 dB'de sabit tutularak maksimum Doppler frekans kaymasının 50 Hz ile 5 kHz aralığında nasıl değiştiği incelenmiştir.

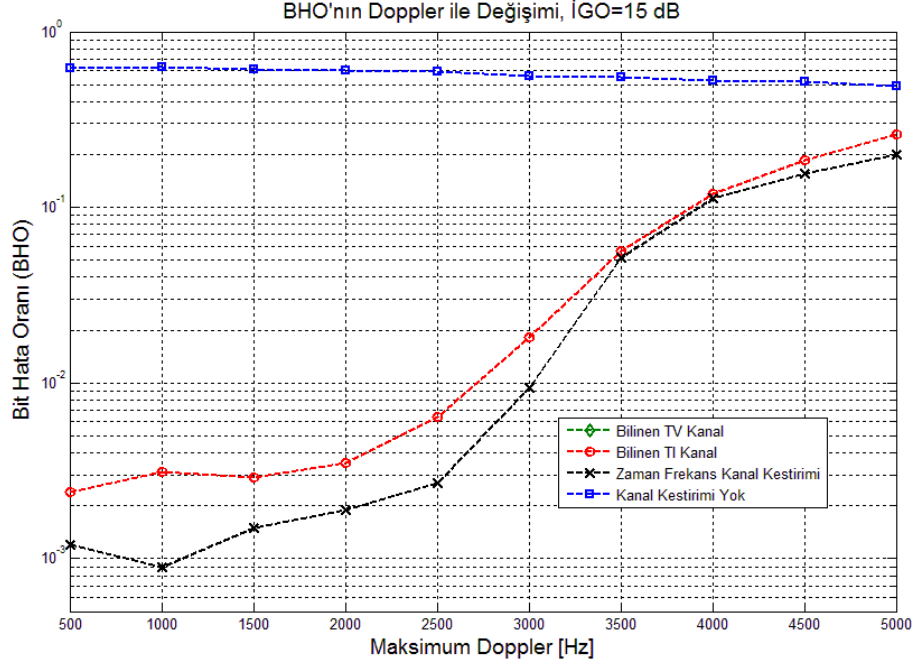


Şekil 4.6: BHO'nun Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=50-500$ Hz, İGO=15 dB

İlk olarak maksimum Doppler değerinin 50 Hz ile 500 Hz aralığında değiştiği durumda BHO fonksiyonu incelenmiştir. LTV kanal kestirim modeli gayet iyi sonuç vermiş ve bu frekans aralığında %100 başarı sağlamıştır. Kendi yöntemimiz ise LTI kanal modelinden her frekansta iyi sonuçlar vermiştir. Bu iki yöntem de artan frekans değeriyle performans kaybı yaşasa da çok büyük bir değişim göstermeyerek iyi bir kestirim sunmuşlardır.

Maksimum Doppler frekans kayması değerinin 500 Hz ile 5 kHz arasında değiştiği durum Şekil 4.7'de incelenmiştir. Yine kendi yöntemimiz, LTI kanal modeli yöntemine oranla iyi bir kestirim sunmuştur. Fakat bu kez her iki yöntem de benzer karakteristiğe sahip olarak artan frekans ile önemli ölçüde performans kaybı yaşayıp kestirim yapılmayan modele yakınsamıştır. Dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise her iki yöntemin de 2.5 kHz'den itibaren çok hızlı bir şekilde başarımı düşmektedir. Bit Hata Oranı fonksiyonunda 2.5 kHz ile 3.5 kHz aralığında yaklaşık 20 kat performans kaybı yaşanmıştır. Taşıyıcılar arası frekans aralığının 5 kHz olduğu düşünülürse bu frekans

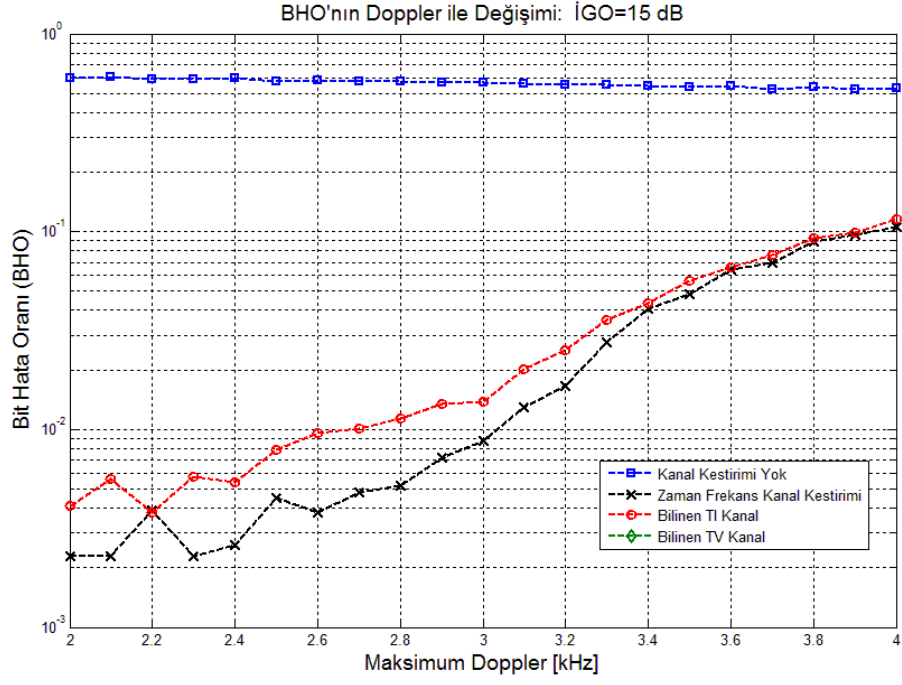
değerlerinde taşıyıcıların artık iyice iç içe girip taşıyıcılar arası girişime (ICI) neden olduğu ve sistemin performansının düşmesine neden olduğunu söyleyebiliriz.



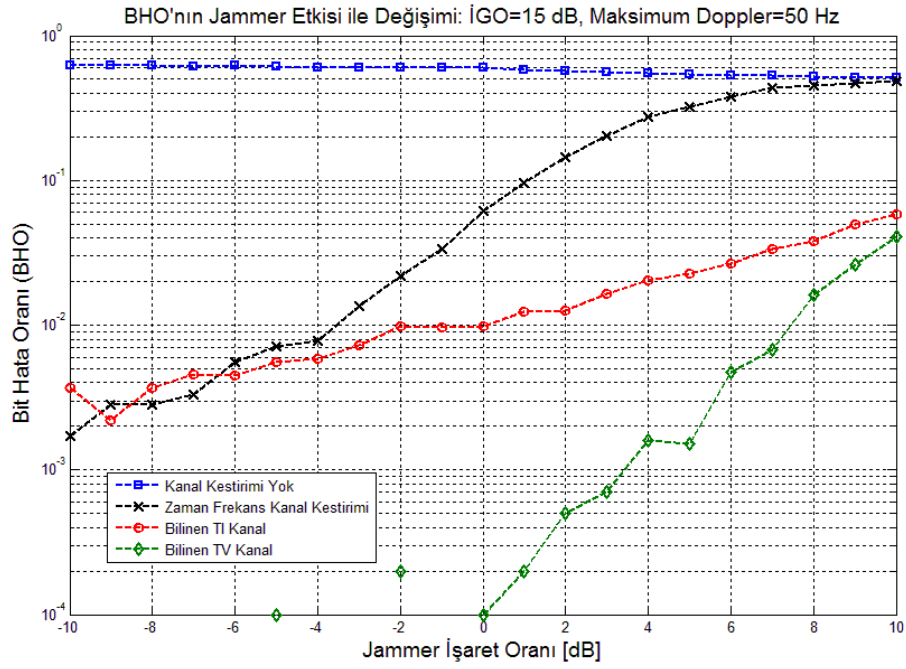
Şekil 4.7: BHO'nun Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=500-5000$ Hz, İGO=15 dB

Bu frekans aralığındaki değişimi daha iyi görebilmek için BHO'nun 2 ile 4 kHz aralığındaki değişimi Şekil 4.8'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi alçak frekans değerlerinde BHO fonksiyonunda küçük değişimler varken artan frekansla birlikte çok hızlı bir şekilde hata oranı artmaktadır.

Son olarak boğucu işaret (jammer) etkisinin BHO fonksiyonunda ne gibi değişikliklere neden olduğu incelenmiştir. Sisteme ait İGO ve maksimum Doppler değeri sabit tutularak belli bir aralıkta Jammer İşaret Oranı (JİO) değişimi ile hata fonksiyonu başarımları test edilmiştir. Bu çalışmada JİO için -10 dB ile 10 dB aralığı seçilmiştir.

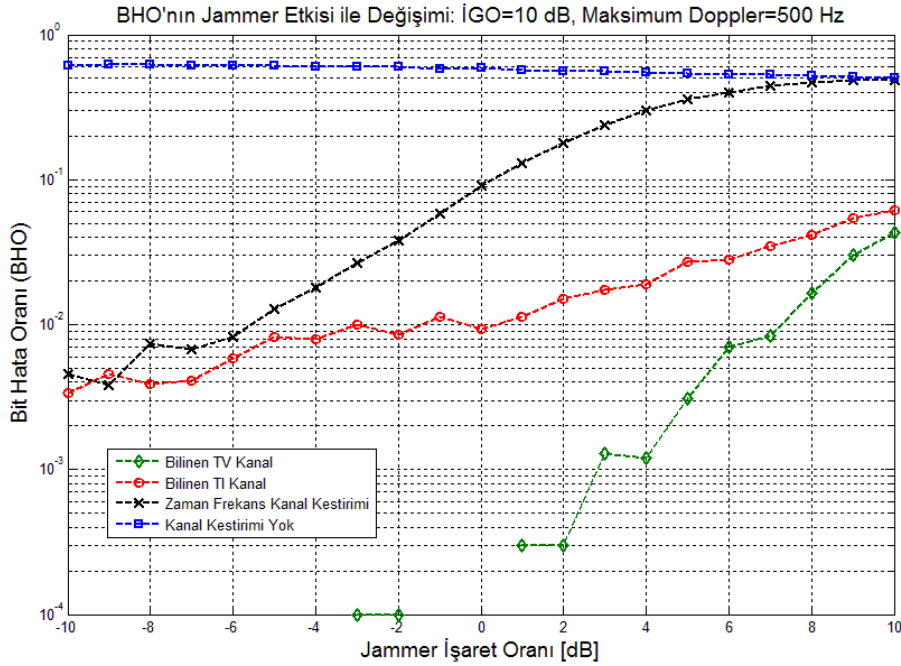


Şekil 4.8: BHO'nun Doppler frekansı ile değişimi, $\psi_{\max}=2-4$ kHz, İGO=15 dB



Şekil 4.9: BHO'nun Jammer ile değişimi, $\psi_{\max}=50$ Hz, İGO=15 dB

Boğucu işaret etkisini görebilmek için iki farklı simülasyon incelenmiştir. İlk olarak İGO değeri 15 dB, Doppler değeri de 50 Hz olarak belirlenmiştir. Bu değerler için JİO etkisi Şekil 4.9'da görülmektedir. Boğma etkisi arttıkça sistemdeki performans düşüşü çok açık şekilde görülmektedir. Kendi yöntemimiz -4 dB'den itibaren hızla düşüşe geçip 10 dB değerinde neredeyse kestirim yapılmayan yöntemle aynı sonucu vermektedir. LTI kanal modeli artan JİO ile performans kaybederken LTV kanal modelindeki durum dikkat çekicidir. 0 dB ile 10 dB aralığında LTV kanal modeli tam 400 kat performans kaybı yaşamıştır ve artan JİO ile LTI kanal modeline yakınsamıştır.



Şekil 4.10: BHO'nun Jammer ile değişimi, $\psi_{\max}=500$ Hz, İGO=10 dB

Boğma etkisini daha iyi analiz edebilmek için ikinci bir deney yapılmıştır. İGO değeri 10 dB'e düşürülüp maksimum Doppler değeri 500 Hz'e çıkarılarak kanal daha kötü hale getirilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi tüm kestirimler önceki durumla benzer karakteristiğe sahiptir ve beklenildiği gibi sistem başarımı düşmüştür. LTI kanal modeli, kendi yöntemimize oranla çok daha iyi kestirim sunmuş olup artan JİO'dan daha az etkilenmiştir. LTV kanal modeli de zaman-frekans kanal kestirimi yöntemimiz gibi

boğma etkisiyle çok büyük performans kaybı yaşayıp en olumsuz etkilenen kanal modeli olmuştur.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada, çok yollu, sönümlmeli ve Doppler frekans kaymalarının yer aldığı çok taşıyıcılı yayılı izge kablosuz algılayıcı ağ iletişim sistemleri için, ayrık evrimsel dönüşüm kullanılarak bir zaman-frekans kanal kestirim yöntemi sunulmuştur. Kablosuz bir algılayıcı ağdaki zamanla değişen iletişim kanalı için elde edilen yayma fonksiyonu yardımıyla kanal parametreleri belirlenip veri bilgisi elde edilmeye çalışılmıştır.

Önerilen yöntemin başarımı farklı kanal gürültüsü, Doppler frekans kaymaları ve boğucu işaret değerleri için incelenmiştir. Ayrıca kanal bilgisini kullanmayan alıcı modeli, zamanla değişen ve değişmeyen kanal parametrelerini kullanan alıcı modelleri ve önerilen kanal kestirim parametrelerini kullanan alıcı başarımları karşılaştırılarak sistemin üstünlükleri ortaya konmuştur.

İlk olarak sabit Doppler frekansı altında kestirim yöntemlerinin gürültü ile nasıl değiştiği incelenmiştir. Beklenildiği gibi işaret gürültü oranı (İGO) arttıkça kestirim yöntemleri daha iyi sonuç vermeye başlamıştır. Fakat en büyük iyileşme önerilen kanal zamanla değişen kestirim yönteminde gerçekleşmiştir. Doppler frekansının 50 Hz olduğu durumda 0 ile 20 dB aralığında önerilen yöntemin başarımı 225 kat artarken, bu oran LTI modelde sadece 5 olmuştur. Fakat Doppler frekansı arttıkça kestirim modellerindeki başarımlar ve başarımlarındaki artış düşmektedir. Maksimum Doppler frekansının 5 kHz'e çıktığı durumda önerilen yöntemin başarımı 0 ile 20 dB arasında sadece 2 kat artmıştır.

Daha sonra İGO sabit tutularak Doppler frekans kaymasının sistem performansına etkisi gözlenmiştir. Frekans artışı sistem başarımının düşmesine neden olmaktadır. Doppler frekansının 50-500 Hz aralığında olduğu durumda çok fazla değişim yaşanmazken, Şekil 4.7'de görüldüğü gibi 500-5000 Hz aralığında artan frekansla ciddi oranda bir kayıp sözkonusudur. Özellikle 2.5 kHz'ten itibaren önerilen kanal kestirim yönteminde

ve LTI modelde hızlı bir düşüş yaşanmıştır. Bu frekans bölgesinde taşıyıcılar arası girişim meydana gelmekte ve kestirim güçleşmektedir.

Son olarak da boğucu işaret etkisinin neden olduğu kayıp incelenmiştir. Boğma etkisi arttıkça hata oranı ciddi oranda artmaktadır. Bu çalışmada önerilen yöntem -6 dB'den itibaren önemli bir kayba uğrarken, en büyük düşüş LTV modelde yaşanmıştır. 0 dB'den itibaren boğma etkisi kendisini göstermeye başlamış ve LTV model 0-10 dB arası yaklaşık 400 kat performans kaybı yaşamıştır. LTI model ise bu iki yönetime nispeten daha az etkilenmiştir.

Bu çalışmada kablosuz algılayıcı ağlar için, zamanla rasgele değişen kanal modeli kullanılmıştır. Çoğu kanal kestirim yöntemi, matematiksel hesaplamalarda kolaylık sağlamak amacıyla Doppler etkisini ihmal etmektedir. Fakat, iletişim ortamındaki hareketin artması sonucu Doppler frekans kaymaları büyümekte ve daha iyi bir başarımla elde etmek için gözönüne alınması gerekmektedir. Kendi yöntemimizin yanısıra LTI ve LTV kanal modelleri ile yapılan simülasyonlar yardımıyla bu etki daha iyi analiz edilmiştir. Algılayıcıların göreceli hareketinin yanı sıra kablosuz haberleşme ortamındaki hareketli nesnelere de düşünüldüğünde, kablosuz algılayıcı ağ sistemleri için zamanla değişen kanal modeli kullanılmasının zorunluluğu açıkça görülmektedir. Dolayısıyla bu tezde önerilen zamanla değişen kanal parametre kestirim yöntemi, algılayıcı ağ sistemlerinin başarımını iyileştirmek amacıyla kullanılabilir.

KAYNAKLAR

1. SWAMI, A., ZHAO, Q., HONG, Y. and TONG, L., 2007, *Wireless Sensor Networks: Signal Processing and Communications Perspectives*, Wiley, England, 978-0-470-03557-3.
2. SOHRABY, K., MINOLI, D. and ZNATI, T., 2007, *Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols and Applications*, Wiley, New Jersey, 978-0-471-74300-2.
3. KARL, H. and WILLIG, A., 2005, *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*, Wiley, England, 978-0-470-09510-2.
4. LI, Y., THAI, T. and WU, W., 2008, *Wireless Sensor Networks and Applications*, Springer, New York, 978-0-387-49591-0.
5. SARANGAPANI, J., 2007, *Wireless Ad Hoc and Sensor Networks: Protocols, Performance and Control*, CRC Press, USA, 978-0-8247-2675-1.
6. HAC, A., 2003, *Wireless Sensor Network Designs*, Wiley, England, 978-0-470-86736-1.
7. KRISHNAMACHARI, B., 2005, *Networking Wireless Sensors*, Cambridge University Press, New York, 978-0-511-14055-6.
8. PROAKIS, J.G., 1995, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 0-070-51726-6.
9. RAPPAPORT, T., 2002, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, New York, 978-0-130-42232-3.
10. GOLDSMITH, A., 2005, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, 978-0-521-83716-3.
11. HAHM, M.D., MITROVSKI, Z.I. and TITLEBAUM, E.L., Deconvolution in the Presence of Doppler with Application to Specular Multipath Parameter Estimation, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 45, No. 9, pp. 2203-2219, Sep. 1997.
12. BELLO, P.A., Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels, *IEEE Trans. on Com. Systems*, Vol. 11, pp. 360-393, 1963.

13. GREENWOOD, D. and HANZO, L., 1994, *Characterization of Mobile Radio Channels*, London Pentech Press, London, 0-471-97806-1.
14. FAZEL, K. and KAISER, S., 2003, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, Wiley, England, 0-470-84899-5.
15. PETROPULU, A., ZHANG, R., and LIN, R., Blind OFDM Channel Estimation Through Simple Linear Precoding, *IEEE Trans. on Wireless Com.*, Vol. 3, No. 2, pp. 647-655, Mar. 2004.
16. STUBER, G.L., BARRY, J.R., MCLOUGHLIN, S.W., LI, Y.G., INGRAM, M.A. and PRATT, T.G., Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications, *IEEE Proceedings*, Vol. 92, No. 2, pp. 271-294, Feb. 2004.
17. ÖNEN, E., AKAN, A., CHAPARRO, L.F., 2007, DSBC İletişim Sistemleri için Zaman-Sıklık Kanal Denkleştirme, 15. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU-2007*, Eskişehir, 11-13 Haziran 2007.
18. LIU, H. and LI, G., 2005, *OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization*, Wiley, New Jersey, 978-0-471-72346-2.
19. MEYR, H., MOENECLAHEY, M. and FECHTEL, S.A., 1998, *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing*, Wiley, USA, 0-471-50275-8.
20. IPATOV, V.P., 2005, *Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications*, Wiley, England, 978-0-470-09178-4.
21. SAATÇI, E., AKAN, A. and KABAOĞLU, N., 1999, Broadband Jammer Excision in Spread Spectrum Communication Systems Using Time-Frequency Masking, *IEEE Signal Processing Workshop on Higher Order Statistics -HOS'99*, pp. 48-51, Ceasarea, Israel, June 14-16, 1999.
22. HARA, S., PRASAD, R., Overview of Multicarrier CDMA, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, pp. 126-133, 1997.
23. PETERSON, R.L., ZIEMER, R.E. and BORTH, D.E., 1995, *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 978-0-024-31623-3.
24. HARVATIN, D.T. and ZIEMER, R.E., Constructing Multirate CDMA Signals with Controlled Peak-to-Average Power Ratio Using Balanced Incomplete Block Designs, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 19 (7), 1255-1263, July 2001.
25. WALTZMAN, T. and SCHWARTZ, M., Automatic Equalization Using the Discrete Frequency Domain, *IEEE Trans. On Infor. Theory*, Vol. 19, pp. 59-68, Jan. 1973.

26. CRAMER, H., On Some Classes of Non-stationary Stochastic Processes, *Proc. of the Fourth Berkely Symp. on Math. Stat. and Prob.*, pp. 57-78, 1961.
27. SULEESATHIRA, R. and CHAPARRO, L.F., Evolutionary Spectral Analysis Using Malvar Wavelet Transform, *Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, pp. 673-676, 1998.
28. SULEESATHIRA, R., CHAPARRO, L.F. and AKAN, A., 2000, Discrete Evolutionary Transform for Time-Frequency Analysis, *J. of Franklin Institute*, 337, 347-364.
29. AKAN, A., and CHAPARRO, L.F., Modeling and Estimation of Wireless OFDM Channels by Using Time-Frequency Analysis, *Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 25, No. 3, pp. 389-403, June 2006.
30. CHAPARRO, L.F. and ALSHEHRI, A.A., Channel Modeling for Spread Spectrum via Evolutionary Transform, *IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ICASSP'04, Vol. II, pp. 609-612, May 17-21, 2004.
31. TAN, J. and STUBER, G., Anti-Jamming Performance of Multi-Carrier Spread Spectrum with Constant Envelope," *IEEE Int. Conf. on Comm.*, Vol. 1, pp. 743-747, May 2003.

ÖZGEÇMİŞ

Serhat KARAP, 1983 yılında İstanbul'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini İstanbul'da Adnan Ötügen İlkokulu, Yeşilbağ Ortaokulu ve Dr. Kemal Naci Ekşi Lisesi'nden sırasıyla 1994, 1997 ve 2000 yılında mezun olarak tamamladı. Aynı yıl İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimine başladı. 2006 yılında lisans öğrenimini tamamladı. 2006-2007 Akademik yılında İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans öğrenimine başladı. 2007 yılı başında İstanbul Üniversitesi Döner Sermaye İşletme Müdürlüğü'ne bağlı Biyomedikal ve Klinik Mühendisliği Birimi'nde göreve başladı. Halen bu birimdeki görevine devam etmektedir.