

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ENERJİ OPTİMİZASYONU
İLE ETKİN KANAL KATSAYI ADEDİNİN EN AZA
İNDİRGENMESİ

ÜNZÜLE ŞENOL KIZILKAYA

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ENERJİ OPTİMİZASYONU
İLE ETKİN KANAL KATSAYI ADEDİNİN EN AZA
İNDİRGENMESİ

ÜNZÜLE ŞENOL KIZILKAYA

DR. ÖĞR. ÜYESİ SULTAN ALDIRMAZ ÇOLAK

Danışman, KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

PROF. DR. ADNAN KAVAK

Jüri Üyesi, KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

DR. ÖĞR. ÜYESİ GÖKÇEN ÇETİNEL

Jüri Üyesi, SAKARYA ÜNİVERSİTESİ



Tezin Savunulduğu Tarih: 18.07.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında haberleşme sisteminde kanal denkleştirme işlemi için kullanılan katsayı adedinin fazla olması durumunda sistem karmaşıklığı artması problemi ele alınmaktadır. Bu nedenle haberleşme sistemlerinde etkin katsayı adedinin elde edilmesi ve en aza indirgenmesi önerilmektedir. Bu alanda çalışacak araştırmacılara faydalı olmasını temenni ederim.

Bu konuda bana çalışma fırsatı veren, beni destekleyen ve bana çalışmalarımın her aşamasında yardımcı olan değerli hocam Dr. Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK'a teşekkür ederim. Çalışmalarımın her aşamasında ilgi ve desteğini esirgemeyen, değerli katkılarıyla bu süreçte yanımda olan hocam Prof. Dr. Hüseyin ARSLAN'a ve çalışma arkadaşım Ahmet YAZAR ile tüm CoSiNC grubuna teşekkür ederim. Beni çalışmalarım esnasında hoş gören aileme ve eşime de sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Haziran-2019

Ünzüle ŞENOL KIZILKAYA

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ	iii
TABLolar DİZİNİ	v
SİMGELEr VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ÖZET	viii
ABSTRACT	ix
GİRİŞ	1
1. LİTERATÜRDEKİ ÇALIŞMALAR	4
2. DARBE BİÇİMLENDİRME VE KANAL DENKLEŞTİRME	8
2.1. Kanal Etkileri	9
2.2. Darbe Biçimlendirme	13
2.3. Kanal Kestirimi	14
2.3.1. En küçük kareler kestirimi	15
2.3.2. En küçük ortalama karesel hata kestirimi	15
2.4. Kanal Denkleştirme	16
2.5. Darbe Biçimlendirme ve Kanal Denkleştirme Arasındaki Bağlantı	19
3. BİLEŞKE KANALA AİT ETKİN KATSAYILAR VE ENERJİ OPTİMİZASYONU YÖNTEMİ	21
3.1. Bileşke Kanala Ait Etkin Katsayıların Belirlenmesi	21
3.2. Enerji Optimizasyonu Yöntemi	25
4. BENZETİM SONUÇLARI	30
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	39
KAYNAKLAR	40
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	43
ÖZGEÇMİŞ	44

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	5G Haberleşme sisteminde kullanılması öngörülen farklı uygulamalar.....	5
Şekil 2.1.	Denkleştirici kullanılan haberleşme sisteminin basit bir blok diyagramı.....	8
Şekil 2.2.	Zaman ve frekans düzlemlerinin kafes yapısı örnekleme.	11
Şekil 2.3.	Zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiye sahip kanal saçılımı gösterimi.....	11
Şekil 2.4.	Darbelerin örneklerini ile yerlerini temel alan zaman ve frekans düzlemlerinin örnekleme.	12
Şekil 2.5.	RC filtrenin zaman ve frekans alanlarında azalma faktörü α 'ya göre değişimi.	14
Şekil 2.6.	Enine filtre (dallı gecikme hattı) yapısı kullanan denkleştiricinin örnek blok yapısı.	18
Şekil 3.1.	Haberleşme ortamı, verici ve alıcı filtrenin etkili olduğu sistem.....	22
Şekil 3.2.	Zamanda dağıtıcı etki, frekansta dağıtıcı etki hem zaman hem de frekansta dağıtıcı etki kafes yapısı gösterimi.	22
Şekil 3.3.	Zaman ve frekanstaki L_t ve L_f katsayılarının gösterimi.	23
Şekil 3.4.	RRC filtrenin zaman ve frekans alanlarında α değişimi ile gösterimi.....	27
Şekil 3.5.	Gauss filtrenin zaman ve frekans alanlarında β değişimi ile gösterimi.....	27
Şekil 4.1.	RRC filtre için ortalama etkin katsayı (L_t) ve enerji optimize ($E \geq \%90$) ortalama etkin katsayı adedi karşılaştırma.	31
Şekil 4.2.	Gauss filtre için ortalama etkin katsayı (L_t) ve enerji optimize ($E \geq \%90$) ortalama etkin katsayı adedi karşılaştırma.	31
Şekil 4.3.	RRC Filtre için elde edilen katsayı adedi (L_t).....	32
Şekil 4.4.	RRC Filtre için elde edilen katsayı adedi (L_t) için elde edilen EVM.....	33
Şekil 4.5.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%90$) katsayı adedi (L_{opt}).....	33
Şekil 4.6.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%90$) katsayı adedi (L_{opt}) için elde edilen EVM.....	34
Şekil 4.7.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%95$) katsayı adedi (L_{opt}).....	34
Şekil 4.8.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%95$) katsayı adedi (L_{opt}) için elde edilen EVM.....	35
Şekil 4.9.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%98$) katsayı adedi (L_{opt}).....	35
Şekil 4.10.	RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%98$) katsayı adedi (L_{opt}) için elde edilen EVM.....	36
Şekil 4.11.	$\alpha=0.2$ değeri için farklı farklı enerji seviyelerinde etkin katsayı adedi karşılaştırması.	37

Şekil 4.12. Gecikme yayılımı katsayı adedine göre etkin katsayı adedinin
değişimi 38



TABLULAR DİZİNİ

Tablo 1.1. Servis gereksinimleri.....	6
Tablo 2.1. Zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiler ve sonuçları.....	10
Tablo 4.1. Farklı enerji seviyeleri ve α değerleri için etkin katsayı adedi karşılaştırma.....	37



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Kısaltmalar

5G	: 5. Generation (5. Nesil)
AF	: Ambiguity Function (Belirsizlik Fonksiyonu)
AIC	: Akaike Information Criterion (Akaike Bilgi Kriteri)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)
BS	: Base Stations (Baz İstasyonu)
CP	: Cyclic Prefix (Çevrimsel Önek)
eMBB	: Enhanced Mobile Broad Band (Geliştirilmiş Mobil Geniş Bant)
EVM	: Error Vector Magnitude (Hata Vektör Büyüklüğü)
FBMC	: Filter-Bank Multi-Carrier (Filtre Kümeli Çok Taşıyıcı)
FBS	: Flying Base Station (Uçan Baz İstasyonu)
FIR	: Finite Impulse Response (Sonlu Dürtü Yanıtlı)
F-OFDM	: Filtered OFDM (Filtreli OFDM)
GFDM	: Generalized Frequency Division Multiplexing (Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama)
GMSK	: Gaussian Minimum Shift Keying (Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama)
HAP	: High Altitude Platform (Yüksek İrtifa Platformu)
ICI	: Inter Carrier Interference (Taşıyıcılar Arası Girişim)
ISI	: Inter Symbol Interference (Simgeler Arası Girişim)
LAP	: Low Altitude Platform (Alçak İrtifa Platformu)
LS	: Least Square (En küçük kareler)
LTE	: Long Term Evolution (Uzun Vadeli Evrim)
ML	: Maximum Likelihood (Maksimum Olabilirlik)
mMTC	: Massive Machine-Type Communications (Çok Büyük Makine Tipi İletişim)
MMSE	: Minimum Mean Squared Error (En Küçük Ortalama Karesel Hata)
MSE	: Minimum Squared Error (En Küçük Karesel Hata)
mm-Wave	: Millimeter Wave (Milimetre Dalgalar)
NOMA	: Non-Orthogonal Multiple Access (Dikgen Olmayan Çoklu Erişim)
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama)
OOBE	: Out of Band Emission (Bant Dışı Yayılma)
PAPR	: Peak to Average Power Ratio (Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranı)
RC	: Raised Cosine (Yükseltilmiş Kosinüs)
RRC	: Root-Raised Cosine (Kök-Yükseltilmiş Kosinüs)
SCMA	: Sparse Code Multiple Access (Seyrek Kodlu Çoklu Erişim)
SNR	: Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
SP	: Satellite Platform (Uydu Platformu)

TP : Terrestrial Platform (Karasal Platform)
UFMC : Universal Filtered Multi-Carrier (Evrensel Filtreli Çok Taşıyıcı)
URLLC : Ultra-Reliable Low Latency Communication (Ultra Güvenilir Düşük Gecikmeli İletişim)



HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ENERJİ OPTİMİZASYONU İLE ETKİN KANAL KATSAYI ADEDİNİN EN AZA İNDİRGENMESİ

ÖZET

Çok yollu kanal etkileri ve hareketlilik (mobilite), iletilen sinyalin hem zaman hem de frekans bölgelerinde yayılmasına neden olarak sırasıyla semboller arası ve taşıyıcılar arası girişime neden olmaktadır. Semboller arası girişimi azaltmak amacıyla vericide ve/veya alıcıda darbe biçimlendirme yapılmaktadır. Darbe biçimlendirmede kullanılan filtre yapıları, söz konusu semboller ve taşıyıcılar arası girişimin büyüklüğünü etkilemektedir. Bu tez çalışmasında, kablosuz ortamın ve kullanılan filtrelerin oluşturduğu bileşke etkiler, çok taşıyıcılı sistemlerde denkleştirici perspektifinden incelenmiş ve düşük denkleştirici karmaşıklığı için uygun filtre yapısının belirlenmesi üzerine çalışılmıştır. Bileşke kanal etkisine ait etkin katsayı adedi, kanalın, verici/alıcı filtrelerin ve sinyal gürültü oranının (Signal to Noise Ratio, SNR) bir fonksiyonu olarak elde edilmiştir. Bu amaçla bileşke kanal, sembol aralıklı bir sonlu dürtü yanıtı (Finite Impulse Response, FIR) filtre olarak modellenmiş, daha sonra katsayı adedini belirlemek için Akaike Bilgi Kriterinden (Akaike Information Criterion, AIC) yararlanılmıştır. Sonrasında, denkleştirme işleminde bileşke kanal modeline ait etkin katsayıları enerji optimizasyonu ile en aza indirgeyen verici/alıcı filtre tipleri belirlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: 5G, Denkleştirme, Filtre Etkisi, Kablosuz Kanal Etkisi.

MINIMIZING THE NUMBER OF EFFECTIVE CHANNEL TAPS BY ENERGY OPTIMIZATION IN COMMUNICATIONS SYSTEMS

ABSTRACT

Multipath channel effects and mobility cause the transmitted signal to propagate in both time and frequency regions, resulting in inter-symbol and inter-carrier interference, respectively. Pulse shaping is performed on the transmitter and/or receiver to reduce inter-symbol interference. The filter structures used in pulse shaping affect the magnitude of the interference between these symbols and carriers. In this thesis study, the composite effects of the wireless environment and the filters used were examined on the equalization of multi-carrier systems and the determination of the appropriate filter structure was studied. The number of effective taps of the composite channel effect was obtained as a function of the channel, the transmitter/receiver filters and the Signal to Noise Ratio (SNR). For this purpose, the composite channel was modeled as an symbol-spaced finite impulse response (FIR) filter, then the AIC (Akaike Information Criterion) method was used to determine the number of taps. Subsequently, the transmitter/receiver filter types were determined which minimized the effective taps of the composite channel model by energy optimization in the equalization process.

Keywords: 5G, Equalization, Filter Effect, Wireless Channel Effect.

GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerinin performansı ve yüksek veri hızı talebini karşılama ihtiyacı kablosuz kanal etkilerinin alıcıda düzgün bir şekilde kestirilmesine ve bu etkilerin başarılı bir şekilde giderilmesine bağlıdır. Özellikle, veri hızını artırmayı hedefleyen yeni nesil haberleşme sistemlerinde, örneğin uzamsal modülasyonlarda, alıcı tarafta kanal etkilerinin mükemmel bilindiği varsayımı yapılmaktadır. Ancak pratikte bu varsayım hiç gerçekçi değildir ve kanalın olabildiğince doğru bir biçimde kestirilmesi, sonrasında kanal etkilerinin giderilmesi için denkleştirici yapılarının kullanılması gereklidir. İletilen sinyaller, iletim kanalından geçerken zaman ve frekansta yayılmaya maruz kalmakta ve bunun sonucunda simgeler arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) ve taşıyıcılar arası girişim (Inter Carrier Interference, ICI) oluşmaktadır. Bu yayılma etkisini azaltmak için darbe biçimlendirme işlemi yapılmaktadır. Darbe biçimlendirmede kullanılan filtre yapılarına göre değişim göstermektedir [1]. Verici ve/veya alıcıda kullanılan bu filtreler ile kanal etkileri bileşke kanalı oluşturmaktadır. Bu nedenle, kanal denkleştirme işleminde iletim kanalının etkisi tek başına ele alınmamalı, kullanılan verici/alıcı filtrelerin dürtü yanıtları da göz önüne alınmalıdır. Söz konusu bileşke kanal etkisinin denkleştirilmesi için kullanılacak filtrenin katsayısı (τ) ne kadar az olursa denkleştirici karmaşıklığı da o derece azalacaktır. Çalışma [2]'de alıcı ve vericide kullanılan filtreler göre denkleştirici filtresinin katsayı adedinin değiştiği gösterilmektedir.

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), genel olarak uzun vadeli evrim (Long Term Evolution, LTE) gibi mevcut standartların çoğunda başarıyla ve yaygın olarak uygulanan çok taşıyıcılı bir modülasyon yöntemidir. OFDM sisteminde birbirine kontrollü olarak örtüşen alt taşıyıcılar kullanıldığından frekans bandının kullanımı açısından verimli bir sistemdir. Ancak OFDM sistemi alıcı ve verici arasındaki senkronizasyona oldukça duyarlıdır, bunun için alıcı tarafında frekans ve zaman bölgesinde senkronizasyon sağlanmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca OFDM, iletiminde tepe gücü ile ortalama güç arasındaki oran (Peak to Average Power Ratio, PAPR) fazla olmaktadır.

Yüksek spektral verimliliği, yüksek enerji verimliliğini ve çok düşük gecikme süresini destekleme özelliklerine sahip 5. Nesil (5. Generation, 5G) haberleşme sistemleri için, OFDM sistemlerinin numeroloji kümeleriyle iyileştirilmesi gerekmektedir [3]. Ayrıca, 5G için OFDM dezavantajlarını aza indirgeyen gelişmiş özellikleri olan farklı dalga formları da aday gösterilmektedir [4-7]. Filtreli OFDM (Filtered OFDM, F-OFDM) ile atanan bant genişliği birkaç alt banta bölünmekte ve farklı büyüklükteki bantlarda en uygun filtre ile biçimlendirilerek yerleştirilmekte, bu da gelişmiş bir spektrum kullanımına izin vermektedir. Aynı zamanda F-OFDM girişim etkilerini belirli sınırlar içerisinde tutarken, senkronizasyon gereksinimlerini kolaylaştırmayı amaçlamaktadır [4]. Genelleştirilmiş frekans bölmeli çoğullama (Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM), dikgenliği sağlamamasına karşın OFDM'ye göre düşük bant dışı yayılıma (Out of Band Emission, OOB) sahiptir [5]. Evrensel filtreli çok taşıyıcılı (Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC) sistemde, F-OFDM'ye benzer şekilde alt bantlarda darbe biçimlendirme yapılmakta ve düşük PAPR sağlanmaktadır [6]. Filtre kümeli çok taşıyıcılı (Filter-Bank Multi-Carrier, FBMC) sistemlerde her bir alt taşıyıcıda darbe biçimlendirme ile OFDM'nin dezavantajlarının azaltılması amaçlanmıştır [7].

Tüm bu sistemlerin işlem performansı için, sistem karmaşıklığı en az seviyede tutularak bozucu kanal etkilerinin giderilmesi gerekmektedir. Çünkü, sistemlerde kullanılan matematiksel işlemlerin boyutu büyüdükçe daha büyük bellek, hesaplama süresi vb. gerektirecektir bu yüzden işlem gücü ve uygulamanın karmaşıklığı artacaktır. Denkleştirici parametrelerini doğrudan kanal kestirimi sonuçlarına dayanarak hesaplama yöntemi, uyarlamalı (adaptive) denkleştirme algoritmasından daha düşük karmaşıklığa sahip olmaktadır. Dolayısıyla, kanal kestiriminin ve kanal denkleştirmenin karmaşıklığı, özellikle periyodik olarak yapılması gereken kanallar için çok önemli oranda artmaktadır [8].

Doğrusal bir denkleştiricinin katsayıları, kanal çıkışı ve bilinen pilot sinyali kullanılarak kanal kestirimi olmadan hesaplanabilmektedir. Bununla birlikte, kanal kestirimi esaslı denkleştiriciler, doğrudan uyarlama ile birlikte doğrusal denkleştiriciden daha iyi performans gösterebilmektedir [9]. Kanal kestirimi bazlı uyarlamalı denkleştiriciler, kanal tahmininin her güncellemesi için, tercihen alınan bir sinyalin her örneği için denkleştirici katsayılarını yeniden hesaplamaktadır. Bu,

denkleştirici uzunluğunda bir kanal otokorelasyon matrisinin oluşturulmasını ve bu matrisin tersinin alınmasını gerektirmektedir. Genel olarak bu durum, örnek başına yapılan işlemlerin karmaşıklığının artmasına neden olmaktadır. Bütün bu karmaşıklığı azaltmak için denkleştirici katsayılarının hesaplanması basitleştirilmeli ve bu hesaba katılan katsayılar en aza indirgenmelidir [9].

Örneğin, seyrek kodlu çoklu erişim (Sparse Code Multiple Access, SCMA), dikgen olmayan çoklu erişim şemalarından biridir ve tespiti için maksimum olabilirlik (Maximum Likelihood, ML) algoritması çok yüksek karmaşıklığa sahip olmaktadır. Çalışma [10]'da, karmaşıklığı basitleştirmek için denkleştiricide mesaj iletme algoritması adını verdikleri sistem önerilmektedir. Daha temel bir örnek olarak, tek taşıyıcı bir sistem için denkleştiricilerin düşük karmaşıklık uygulamaları [11]'de ele alınmıştır. Bu çalışmada iki çeşit denkleştirici ele alınmaktadır. Bunlar nispeten düşük hesaplama karmaşıklığına sahip olan sembol örnekli denkleştirici ve daha yüksek bir hesaplama karmaşıklığına sahip olan kesir aralıklı denkleştiricidir. Kesir aralıklı denkleştirici hesaplama karmaşıklığını arttırmasına rağmen daha iyi performans sağlamaktadır.

Düşük denkleştirici karmaşıklığı sağlamak adına, [2]'de haberleşme ortamı özellikleri ile farklı verici/alıcı filtre tiplerinin bileşke kanalına ait etkin katsayıları (taps), modeller en iyiden en kötüye doğru sıralanarak, ML ilkesinin bir uzantısı ile en iyi modeli belirlemede kullanılan, Akaike Bilgi Kriteri (Akaike Information Criterion, AIC) ile elde edilmiştir. Bu tez çalışmasında ise bileşke kanala ait etkin katsayılar enerji dağılımına göre belirlenecek ve optimizasyon işlemi ile denkleştiricide kullanılması gereken en az katsayı adedinin kestirimi yapılacaktır. Elde edilen en aza indirgenmiş etkin katsayı adedi [2]'de elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılacaktır.

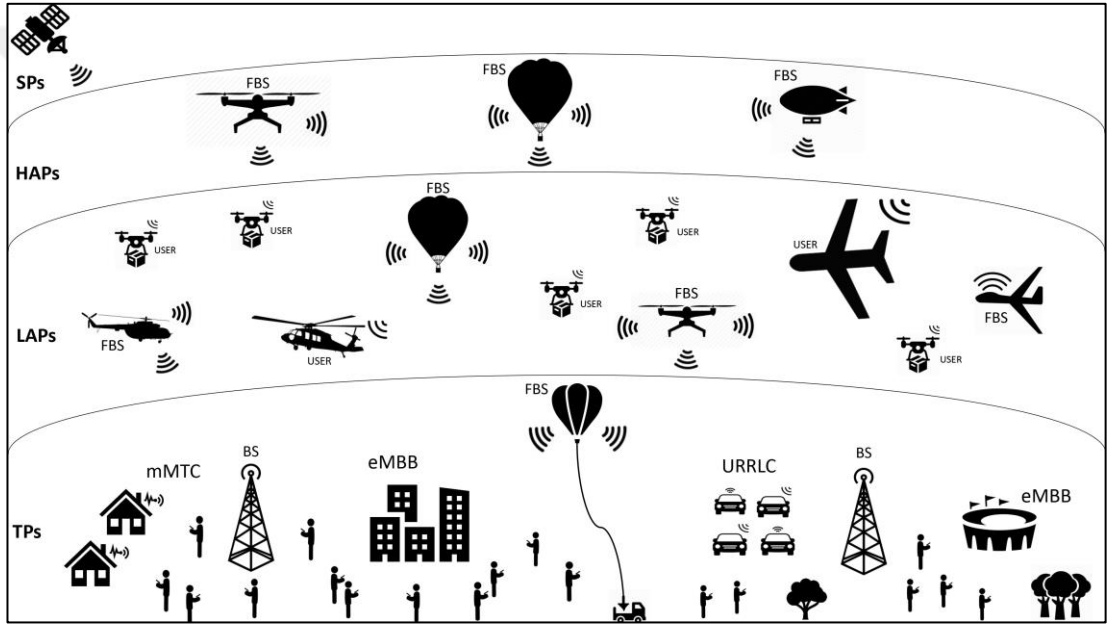
Tez çalışmasının Birinci bölümünde literatürde bulunan ileri nesil haberleşme sistemleri ve gereklilikleri incelenmektedir. Çalışmanın İkinci bölümünde darbe biçimlendirme, kanal etkileri, kanal denkleştirme ve kanal kestirimi hakkında bilgi verilmektedir. Bu tez çalışmasının Üçüncü kısmında, bileşke kanala ait etkin katsayıların belirlenmesi incelenmektedir. Bu tez kapsamında önerilen enerji optimizasyonu yöntemi çalışmanın Dördüncü bölümünde irdelenmekte ve Beşinci bölümde benzetim sonuçları verilmektedir.

1. LİTERATÜRDEKİ ÇALIŞMALAR

Haberleşme sistemlerinde yüksek iletim kapasitesini karşılama ihtiyacı ile spektrum kaynaklarının etkin kullanımı daha da önem kazanmıştır. OFDM, yüksek veri hızlarına ulaşması ve girişim gibi bozucu etkilere karşı dayanıklılığı nedeniyle mevcut standartların çoğunda başarıyla uygulanan yaygın bir sistemdir. Bununla birlikte, OFDM sistemi dikdörtgen pencerele dikgen alt taşıyıcıların bir kombinasyonu olduğu için alt taşıyıcılar frekans alanında sinc fonksiyonlarına karşılık gelmektedir. Bu özelliği OFDM'nin yüksek yan lob değerlerine sahip olmasına neden olmakta ve bu yüzden yan komşulara girişimi yüksek olmaktadır [12]. Bu nedenle yeni nesil haberleşme sistemlerinde kullanılmak için aday gösterilmiş sistemler de mevcuttur. Filtered OFDM, genelleştirilmiş frekans bölmeli çoğullama GFDM, evrensel filtreli çok taşıyıcı UFMC, filtre kümeli çok taşıyıcı FBMC gibi formlar bir dereceye kadar çoklu hizmet gereksinimlerindeki mevcut beklentileri karşılayacaktır. Bununla birlikte, kablosuz cihazların miktarı, uygulamalar ve kullanıcı gereksinimlerinin farklılığı önümüzdeki on yılda artmaya devam edeceğinden, esneklik değerlendirmesinin yeterliliği gelecekteki hizmetler için oldukça tartışmalıdır. Bu nedenle güç verimliliği, yüksek bağlanabilirlik, gecikme, spektral verimlilik, kanal dağılımlarına karşı sağlamlık gibi çeşitli teknik zorluklara cevap vermek için daha fazla esneklik sağlayan yeni sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır [7,13].

5G haberleşme sistemlerinde OFDM sistemleri numeroloji kümeleriyle iyileştirilerek kullanılacağı yakın zamanda açıklanmıştır [14]. Farklı hızda ve farklı yükseklik konumunda olan kullanıcılar Şekil 1.1'de gösterilmiştir bu kullanıcıların ihtiyaç duyduğu haberleşme gereksinimleri farklıdır. Şekilde karasal baz istasyonları (Base Stations, BS) ve yükseklik konumları farklı uçan baz istasyonları (Flying Base Stations, FBS) ile farklı irtifadaki kullanıcılara hizmet sunulduğu gösterilmektedir. Kullanıcıların yükseklikleri, karasal platform (Terrestrial Platform, TP), alçak irtifa platformu (Low Altitude Platform, LAP), yüksek irtifa platformu (High Altitude Platform, HAP) ve uydu platformu (Satellite Platform, SP) gibi değişiklik göstermektedir. 5G için üç ana hizmet sınıfı göz önünde bulundurulmaktadır. Bunlar,

geliştirilmiş mobil geniş bant (enhanced Mobile Broad Band, eMBB), çok büyük makine tipi iletişim (massive Machine-Type Communications, mMTC) ve ultra güvenilir düşük gecikmeli iletişimdır (Ultra-Reliable Low Latency Communication, URLLC). Beklenildiği gibi, servis gereksinimleri farklı senaryolar altındaki üç servis sınıfı arasında farklılık göstermektedir. 5G için temel gereksinimlerden bazıları; 1) yüksek verim, 2) yüksek veri hızı, 3) küçük veri parçaları, 4) yüksek enerji verimliliği, 5) düşük gecikme süresi, 6) yüksek güvenilirlik, olarak sıralanabilmektedir [15]. Bunların çoğu denkleştirici karmaşıklığının minimum düzeyde olması gerektiğinin altını çizmektedir.



Şekil 1.1. 5G Haberleşme sisteminde kullanılması öngörülen farklı uygulamalar [14].

Farklı servis tiplerinin, farklı gereklilikleri Tablo 1.1’de özetlenerek gösterilmiştir. Buradaki gereksinimlerin sağlanabilmesi için spektral verimlilik, alt taşıyıcı aralığı ve çevrimsel önek (Cyclic Prefix, CP) süresi olmak üzere üç temel gereksinim göz önünde bulundurulur.

Tablo 1.1. Servis gereksinimleri [15].

<i>Servis Tipi</i>	<i>Gereklilikleri</i>
eMBB	Yüksek verim
	Yüksek veri hızı
mMTC	Küçük veri parçaları iletimi
	Yüksek enerji verimliliği
URLLC	Düşük gecikme süresi
	Yüksek güvenilirlik

Literatürdeki çalışmalarda, yarı statik kanal, hızlı sönmlemeli kanal ve çok yöllü sönmlemeli kanal gibi kanal modelleri ile birlikte OFDM sistemlerde alıcı tasarımı ve performansı ele alınmıştır [16,17]. Bunlar, alıcı tasarımı konusunda, kanal kestirimi ve kanal denkleştirme alanlarında sistem performansı karşılaştırmasına dair çalışmalardır. Bununla birlikte, [18] çalışmasında, hareketliliğin çok olduğu ortamlarda OFDM alıcıları için düşük karmaşıklıkta kanal kestirim ve kanal denkleştirme teknikleri bulmaya odaklanılmıştır.

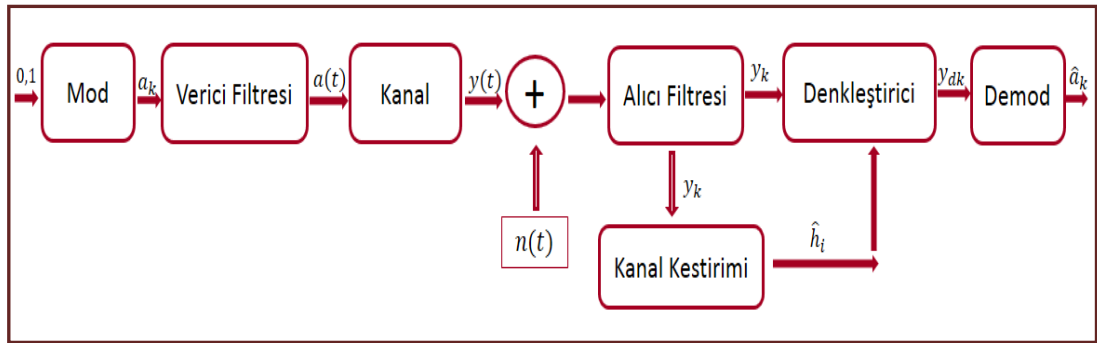
OFDM dışında farklı sistemler için de kestirim ve denkleştirme karmaşıklığını ele alan çalışmalar bulunmaktadır [10,11]. Örneğin, 5G standardı için önerilen dikgen olmayan çoklu erişim (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) tasarımlarından biri olan, SCMA için çalışma [10]'da, karmaşıklığı basitleştirmek için denkleştiricide mesaj iletme algoritması adını verdikleri sistem önerilmektedir. Mesaj iletme algoritması, SCMA alıcı yapısı için lineer denklem sistemleri çözümüne dayanan düşük hesaplama karmaşıklığına sahip yeni bir yöntemdir. Burada dikgen olmayan çoklu erişim şemasının tespiti için ML algoritmasının yüksek karmaşıklığına çözüm aranmaktadır. Çalışma [11]'de ise tek taşıyıcı bir sistem için denkleştiricilerin düşük karmaşıklık uygulamaları ele alınmıştır. Bu çalışmada önerilen, geliştirilmiş sembol örnekli denkleştiricinin, kesir aralıklı denkleştiriciye göre iki kat daha az hesaplama

karmaşıklığı meydana getirdiği gösterilmiştir. Daha yüksek bir hesaplama karmaşıklığına sahip olan kesir aralıklı denkleştirici ise karmaşıklığı arttırmasına rağmen daha iyi performans sağlamaktadır.

Özellikle, 5G’de kullanılacak olan, 60 GHz frekans bandındaki milimetre dalgalar (mm-Wave) için yol sönümlenmelerinin ve karşılaşılan zorlukların (çevresel engeller, blokaj etkiler vb.) çok büyük veri kayıplarına sebep olması kanal denkleştirmenin önemini ortaya çıkarmaktadır. Çalışma [19]’da milimetre dalga karmaşık haberleşme yapısının sadeleştirilmesi için denkleştirici yapılarının önemi ve karmaşıklığının düşürülmesinin gerekliliği de belirtilmiştir. Haberleşme sistemlerinin karmaşıklığının iyileştirilmesi için benzer çalışmaların ışığında bu tez çalışmasına yön verilmiştir.

2. DARBE BİÇİMLENDİRME VE KANAL DENKLEŞTİRME

Bu bölümde kablosuz kanal etkileri tanıtılacak, ardından darbe biçimlendirme, kanal kestirimi ve kanal denkleştirme teknikleri hakkında temel bilgiler verilecektir. Sayısal haberleşmede bir sembollük zaman dilimini kapsayan (T_s genişliğinde) dikdörtgen darbeler kullanıldığında, darbenin sinc şeklinde oluşan frekans spektrumu artı-eksi sonsuz ($\pm\infty$) aralığında yer almaktadır. Dolayısıyla iletilen darbenin şeklinin bozulmaması için sonsuz bant genişliğinde bir iletim kanalı kullanılması gerekmektedir. Pratikte, sınırlı bant genişliği nedeniyle iletilen sinyalin frekans bileşenleri kısıtlanmakta ve alıcıda alınan sinyalin şeklinde bozulmalar meydana gelmektedir. Tüm frekans bileşenlerinin iletilmemesi sonucunda zaman uzayında sinyalde yayılma meydana gelmekte, sembol kendi zaman dilimi dışına taşmaktadır. Darbelerin kendi zaman diliminin dışına taşması sonucu komşu sembollere yaptığı bozucu etki simgeler arası girişim (ISI) olarak adlandırılmaktadır. Bu bölümde girişim etkilerinin giderilmesi veya kontrol altına alınması için kullanılan yöntemler incelenmektedir. Şekil 2.1’de denkleştirici kullanılan haberleşme sisteminde sinyalin geçtiği adımların basit bir blok diyagramı gösterilmiştir. Burada kanal etkileri, kanal kestirimi ve denkleştirme yapıları kullanılarak sinyal alıcıda doğru bir şekilde demodülasyon yapılacaktır.



Şekil 2.1. Denkleştirici kullanılan haberleşme sisteminin basit bir blok diyagramı.

Farklı sembol periyotlarından kaynaklanan girişim ele alındığında, daha önce gönderilen semboller belirli bir sembolün ardında olduğu için,

- Verici darbe şekli,
- Dağıtıcı haberleşme ortamı,
- Alıcı darbe şekli,

birlikte, bileşke kanal etkileri oluşturmaktadır. Bu tez çalışmasında bileşke kanalın oluşturduğu girişim etkilerinin, minimum işlem karmaşıklığı ile denkleştirilmesi incelenmektedir.

2.1. Kanal Etkileri

Bir sinyal, kablosuz kanal üzerinde birçok etkiye uğrar ve bu etkiler sistemin performansına sınırlamalar getirir. Genel olarak kanalın etkileri,

- Mesafeye bağlı yol kaybı
- Büyük ölçekli sönmelenme
- Çok yolluluk
 - Gecikme yayılması
 - Doppler yayılması
 - Açısal yayılma
 - Sönümleme

gibi sıralanabilir. Kanal etkilerini küçük ölçekli sönmelenme ve OFDM sistem için ele aldığımızda, hem ISI'ya hem de ICI'ya neden olan başlıca etkiler gecikme yayılması ve Doppler yayılmasıdır. Bir OFDM sisteminin ISI ve ICI'ya karşı sağlamlığı temel olarak iki faktöre bağlıdır [20],

- 1) zaman-frekans lokalizasyonu,
- 2) bitişik zaman-frekans kafes (lattice) noktaları arasındaki mesafe.

Kanal dürtü yanıtının maksimum gecikme yayılımı uzunluğu T_m olsun. Eş fazlı bant genişliği,

$$B_{\text{coh}} \approx 1/T_m \quad (2.1)$$

şeklinde hesaplanır. B_{coh} sinyalin bant genişliği, B_w 'den küçük ve sembol süresi T_s , T_m 'den küçük olduğunda kanal frekans seçici olmaktadır. Yani belirli bir ortam için geniş bant iletim frekans seçici olmakta ve böylece kanal zaman alanında dağıtıcı

(dispersive) etkiye sahip olmaktadır [21]. Belirli bir bant genişliği için daha uzun menzilli çok yönlü haberleşme, daha fazla gecikme yayılmasına neden olmaktadır. Uygulama ile çalışma ortamı gecikme dağılımını etkilemektedir. Tüm bunlar göz önüne alındığında, zaman alanında dağıtıcı etkiye sahip olan kanal, ISI'ya neden olmaktadır.

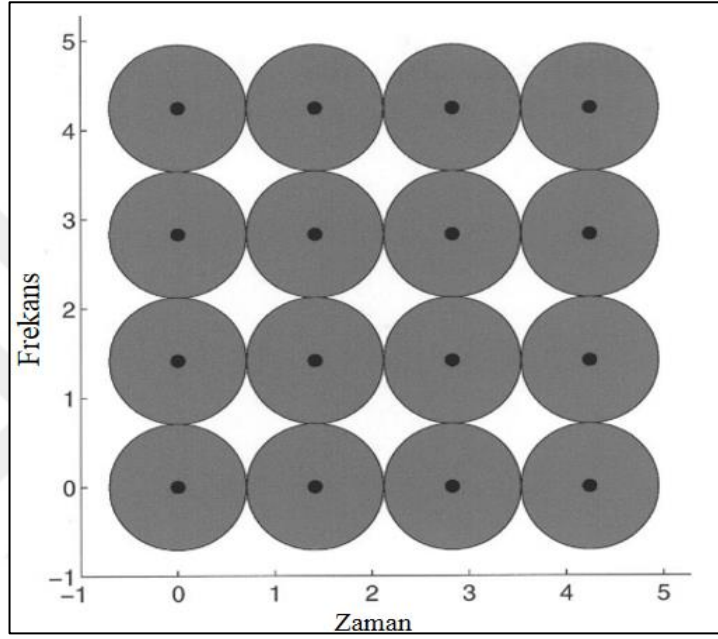
Yüksek araç hızı gerektiren uygulamalar, hareketliliğe yol açmakta ve çok yönlülük olduğunda, veriler farklı yollardan, farklı açılardan geliyorsa Doppler yayılması oluşturmaktadır [21]. Dolayısıyla, çok yönlü bileşenlerin sayısı, çok yönlü bileşenlerin varış açısı, hareketlilik ile birlikte Doppler yayılmasına neden olmaktadır. Dürtü yanıtının sabit kaldığı süreyi belirten, eş fazlı süre, T_{coh} , T_s 'den küçük ve sinyal bant genişliği, B_w de Doppler yayılmasından (Doppler bant genişliği: $B_D \approx 1/T_{coh}$) küçük ise kanal hızlı sönmelidir. Böylece kanal frekans alanında dağıtıcı etkiye sahip olmakta ve ICI'ya neden olmaktadır. Tablo 2.1'de zamanda ve frekansta olan dağıtıcı etkiler ile birlikte oluşan durumlar özet şeklinde verilmiştir.

Tablo 2.1. Zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiler ve sonuçları.

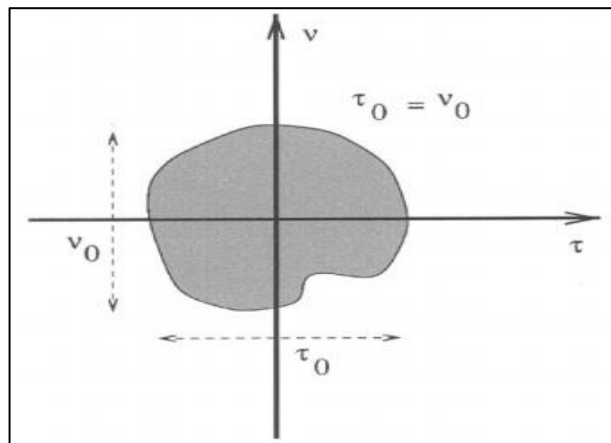
Frekansta dağıtıcı etki	Zamanda dağıtıcı etki
$B_w < B_D$ ve $T_{coh} < T_s$ ise hızlı sönmeme ve ICI oluşur.	$B_{coh} < B_w$ ve $T_s < T_m$ ise frekans seçici sönmeme ve ISI oluşur.

Haberleşme kanalı zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiye sahip olduğunda iletilen sinyalin enerjisi komşu sembollere ve alt taşıyıcılara yayılmaktadır. Kanal etkilerine karşı dayanıklı bir sistem elde etmek için darbe şekillendirmenin dışında farklı kafes yapıları da tasarlanabilmektedir. Bir zaman-frekans analiz aracı olan belirsizlik fonksiyonu (Ambiguity Function, AF) kullanılarak iletilen sinyalin kanal nedeniyle zaman-frekans bölgesindeki yayılışı gözlemlenerek ISI ve ICI analizi yapılabilmektedir. Sistemin girişimlere karşı kararlılığı geliştirilmek isteniyorsa, bitişik kafes noktaları arasındaki mesafe artırılarak, semboller arasındaki mesafenin

arttırılması gerekmektedir. Bu artan veya istenmeyen bir spektral verimlilik kaybı ile sonuçlanır. Spektral verimliliği düşürmeden bitişik kafes noktaları arasındaki mesafe esnek bir sistem ile artırılabilir [20]. Şekil 2.2’de zaman ve frekans düzlemlerinin kafes yapısı örnekleme gösterilmiştir. Şekil 2.3’te ise τ_0 , zamanda sembol aralığı, ν_0 , frekansta sembol aralığı olmak üzere zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiye sahip kanal saçılımı gösterilmiştir.

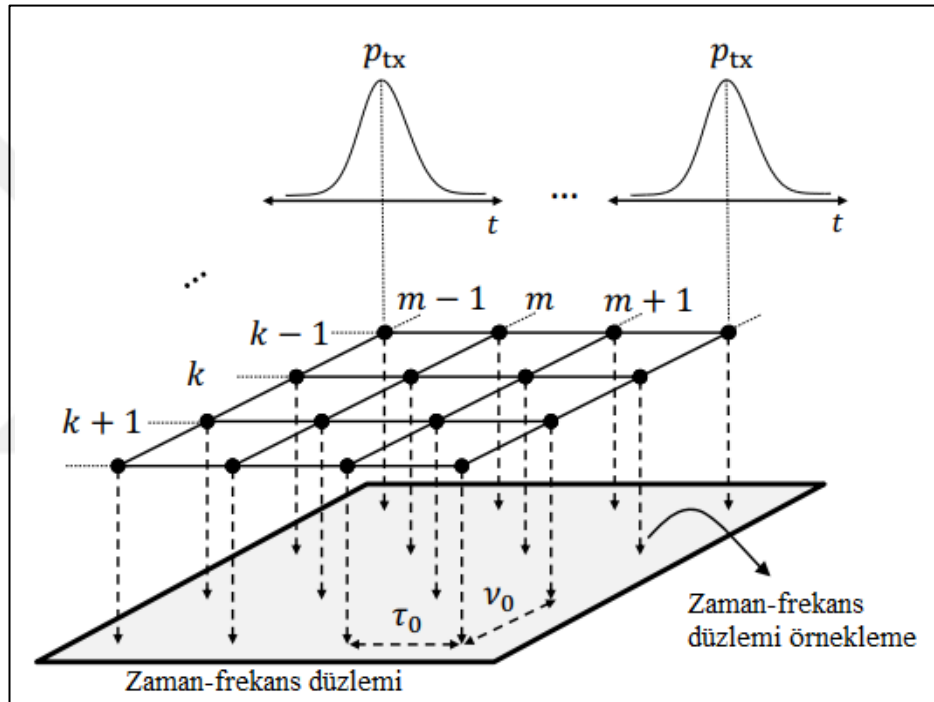


Şekil 2.2. Zaman ve frekans düzlemlerinin kafes yapısı örnekleme [20].



Şekil 2.3. Zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiye sahip kanal saçılımı gösterimi [20].

Zamanda ve frekansta dağıtıcı etkiye sahip kanallarından kaynaklanan bozulma, büyük ölçüde, darbe biçimlendirme filtresinin zaman-frekans lokalizasyonuna bağlıdır. Örneğin, koruma zaman aralığına veya CP'ye sahip olan OFDM sistemleri, ISI'yı önleyebilir, ancak frekans alanında ICI ile savaşmazlar. Bu nedenle, zaman-frekans alanlarında iyi lokalize edilmiş darbe biçimlendirme, OFDM sistemlerinin tasarımı için önemlidir. Şekil 2.4'te gösterilen zaman-frekans düzleminin örnekleme yapı ve prototip filtrenin lokalizasyonu çok taşıyıcı bir şemanın tasarım özelliklerini belirlemede kullanılabilir [21].



Şekil 2.4. Darbelerin örneklerini ile yerlerini temel alan zaman ve frekans düzlemlerinin örnekleme [21].

Kafes yapıda k, m alınlıklı noktaların dağıtıcı etkilere karşı adaptasyonu, kafes geometrisinde τ_0 ile kanal gecikmesini ve v_0 ile Doppler frekansını hizalamaya karşılık gelmektedir. Ancak darbenin dağıtıcı etkilere karşı adaptasyonu zaman ve frekanstaki kanal dağılımına göre darbenin yayılımına eşdeğerdir [21]. Bu tez çalışmasında elde edilen benzetimlerde, çok sayıda dağıtıcı etki ve yansıtıcı bulunan bir ortam için uygun olduğu bilinen Rayleigh kanal modellenmiştir.

2.2. Darbe Biçimlendirme

Bant-sınırlı bir haberleşme sisteminde, iletilen sinyali frekans spektrumu sınırlanmaktadır. Bu yüzden alınan sinyal zaman alanında sınırsız olarak elde edilmektedir. Burada oluşan simgeler arası girişimin mükemmel bir şekilde önlenmesi mümkün değildir. Çoğunlukla bu ISI etkinin tam olarak önlenmesi yerine sistem performansına etkisinin azaltılması çalışmaları yapılmaktadır [22].

Haberleşmede sinc yapısında darbeler kullanıldığında, alıcıda alınan sinyalin merkez noktası sezici ile çözümlenerek ISI etkisinin önlenmesi mümkündür. ISI etkisinin azaltılması için, alıcıda sembol zaman dilimlerinin merkez noktasındaki sinyal seviyelerine göre çözümleme yapılabilmektedir. Çünkü bu noktalar her iki komşu zaman dilimine de en uzak mesafededir ve her biri diğerinin orta noktasında 0 değerini almaktadır. Bu yaklaşım, Nyquist sıfır ISI kriteri olarak bilinmektedir [23]. Pratikte kullanılan, çabuk sönümlenmeli ve zamanda sınırlı (2.2)'de verilen darbe kriterlerini sağlayan darbeler ise Nyquist darbeleridir. Burada, sembol süresi T_s olduğunda, $p(t)$ filtrenin dürtü yanıtı, $p(f)$ ise onun Fourier dönüşümüdür.

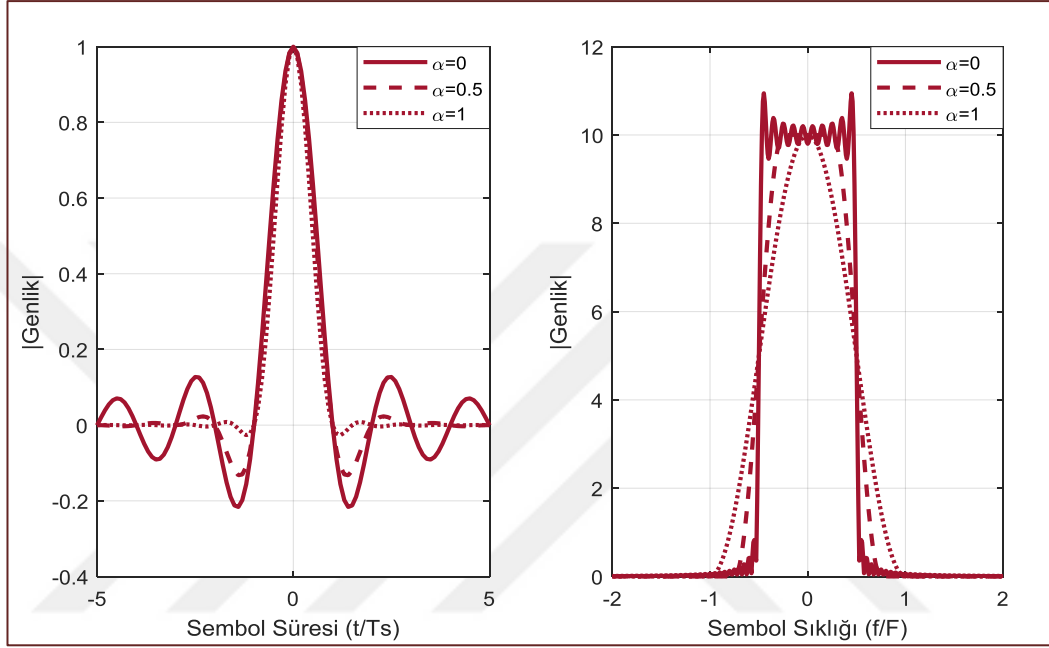
$$p(t) = \begin{cases} 1 & t=0 \\ 0 & t=nT_s (n \neq 0) \end{cases}, \quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} P\left(f - \frac{n}{T_s}\right) = T_s \quad (2.2)$$

Uygulamada en çok kullanılan darbe biçimlendirme yöntemi (2.3)'te eşitliği verilen yükseltilmiş kosinüs (Raised Cosine, RC) filtresidir. Burada α azalma faktörüdür, alabileceği değerler $0 < \alpha \leq 1$ aralığındadır.

$$p_{RC}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{\alpha} \left(|t| - \frac{1-\alpha}{2}\right)\right), & \frac{1-\alpha}{2} < |t| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.3)$$

Şekil 2.5'te RC filtresi için, azalma faktörü α 'nın 0, 0.5 ve 1 değerlerini aldığındaki zaman ve frekans alanlarında nasıl değiştiği gösterilmiştir. α değerinin artması ile zaman alanında yan loblardaki enerji azalırken, frekans alanında darbenin enerjisi

artmaktadır. Bu durum iletim için gerekli bant genişliğinin de artmasına sebep olmaktadır. İkili iletim oranı R_b bit/s şeklinde gösterildiğinde, zamanda $R_b/2$ sinc darbe gönderilmesi durumunda, bant genişliği B_w olmak üzere, $B_w=(1+\alpha)R_b$ iletim için gerekli minimum bant genişliğidir. Bu Nyquist'in minimum teorik bant genişliği olarak anlandırılmaktadır.



Şekil 2.5. RC filtrenin zaman ve frekans alanlarında azalma faktörü α 'ya göre değişimi.

Tez çalışmasında kullanılan darbe biçimleri, RC filtre yanıtının karesi alınarak elde edilen filtre ve Nyquist kriterini sağlamayan Gauss minimum kaydırmalı anahtarlamada (Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK) kullanılan Gauss filtredir. Bölüm 3'ün enerji optimizasyonu yöntemi alt başlığında bu filtreler detaylı olarak incelenmiştir.

2.3. Kanal Kestirimi

Kanal kestirimi ve denkleştirme semboller arası girişim sorununu çözmekle ilgilidir [1]. Kanal kestirimi, kablosuz haberleşme sistemlerinde zorlu sürece sahip bir işlemdir. İletilen sinyaller, alıcıya çoklu yollu kanallardan ulaşmasıyla, yansımaya ve dağılmaya maruz kalmaktadır. Bu yollar gecikmeler olduğunda, yapıcı veya yıkıcı olabilen sönümlenmelere neden olmaktadır. Vericinin, alıcının veya saçılan nesnelere hareketliliğinden dolayı, kanal zaman içinde değişmektedir. Bu bölümde, dar bantlı

kablosuz haberleşme sistemlerine yaygın olarak uygulanan kanal kestirim yaklaşımları sunulmaktadır. Kanal dürtü yanıtı genel olarak bir dizi gecikme ve kanal katsayıları olarak modellenmektedir.

Alt bölümlerde pilot tabanlı kanal en küçük kareler (Least Square, LS) ve en küçük ortalama karesel hata (Minimum Mean Squared Error, MMSE) kestirim yöntemleri ele alınmaktadır. Pilot sinyaller, verici, alıcı tarafından kanal tahmininin bir parçası olarak kullanılabilir bir eğitim dizisi veya periyodik pilot sembolleri sağlayabilmektedir. Kanal kestirimi, sinyal işleme ve kontrol teorisi çalışmalarında uzun ve zengin bir geçmişi olan sistem tanımlama uygulaması olarak görülebilir [1,24].

2.3.1. En küçük kareler kestirimi

LS kestirimi, kanal kestirimi için kullanılan en basit tahmin yöntemidir. Bu yöntemde kanal istatistik bilgisi olmadan kanal kestirimi yapılır. X ve Y sırasıyla alıcı ve verici bilgi matrisi olarak ele alındığında, LS tabanlı kanal transfer fonksiyonu H_{LS} ,

$$H_{LS}=(X'X)^{-1}X'Y \quad (2.4)$$

olarak gösterilebilmektedir [25]. Bu tez çalışmasında, pratik olduğu ve karmaşıklığı en düşük yöntem olduğu için bu kestirim ele alınmaktadır.

2.3.2. En küçük ortalama karesel hata kestirimi

MMSE kestirimi, ortalama karesel hatayı en aza indiren ikinci derece kanal istatistiklerini kullandığı için LS kestirimine göre üstün bir performans sergiler [25].

Hata sinyali e,

$$e=H-\tilde{H} \quad (2.5)$$

olarak yazılabilir. Burada H gerçek kanal frekans yanıtını ve \tilde{H} kanal kestirimini ifade etmektedir. Ortalama karesel hata,

$$E\{|e|^2\}=E\{|H-\tilde{H}|^2\}=E\{(H-\tilde{H})(H-\tilde{H})^H\} \quad (2.6)$$

olarak yazılabilir. Burada $E\{x\}$, x 'in beklendik değer operatörünü ifade etmektedir. Sönümlenmeli kanal ile AWGN ilintili olmadığından, (2.6) eşitliği,

$$\tilde{H}_{MMSE} = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y \quad (2.7)$$

şeklinde tekrar yazılabilir. Burada R_{HH} ve R_{YY} sırasıyla H ve Y 'nin otokovaryans matrisleridir. R_{HY} ise H ve Y arasında çapraz kovaryans matrisidir. Gösterimleri sırasıyla,

$$R_{HY} = E\{HY^H\} \quad (2.8)$$

$$R_{HY} = R_{HH} X^H \quad (2.9)$$

$$R_{YY} = E\{YY^H\} \quad (2.10)$$

$$R_{YY} = X R_{HH} X^H + \sigma_N^2 I_N \quad (2.11)$$

şeklinindedir. En küçük ortalama karesel hata kestiriminde, alıcı, otokovaryans matrisi R_{HH} ve gürültü varyansı σ_N^2 bilgisine sahiptir. Bu kestirim için, denklemlerde görüldüğü üzere kestirimden önce her defasında matris tersinin hesaplanması gerekmektedir. Bu nedenle en küçük ortalama karesel hata, hesaplama karmaşıklığı yüksek bir kestirim olarak kabul edilmektedir [25,26].

2.4. Kanal Denkleştirme

Darbe biçimlendirme, bant-sınırlı fakat dağıtıcı etkisi az bir kanal üzerinden iletim yapıldığında girişime karşı etkili olabilmektedir. Ancak çoğu haberleşmenin yapıldığı kablosuz haberleşme sistemlerinde, haberleşme kanalının filtreleme etkileri veya yansıma sonucunda oluşan çok yolluluk gibi etkilerden dolayı frekansa bağlı olarak genlik ve fazda bozulmalar meydana gelmektedir [22]. Haberleşme kanallarında meydana gelen dağıtıcı etki, bir haberleşme kanalından diğerine değişebileceği gibi aynı kanalda zamanla da değişebilmektedir. Kanalın yol açtığı bu dağıtıcı etkinin alıcıda düzeltilmesi işlemi denkleştirme olarak adlandırılmaktadır.

En temel denkleştirici yapısı ISI etkisini tersine çevirerek alıcıda ideal kanalın frekans yanıtını geri oluşturmaya çalışmaktadır. ISI için alıcıda bir örnekleme anında elde

edilen sinyal, kendinden önceki ve sonraki zamanlardaki komşu sembollerin ISI miktarına bağlı olarak değişen katsayılarla ölçeklenmiş şekillerinin toplamına eşit olmaktadır. Dolayısıyla alıcıda k anında elde edilen sinyal değeri,

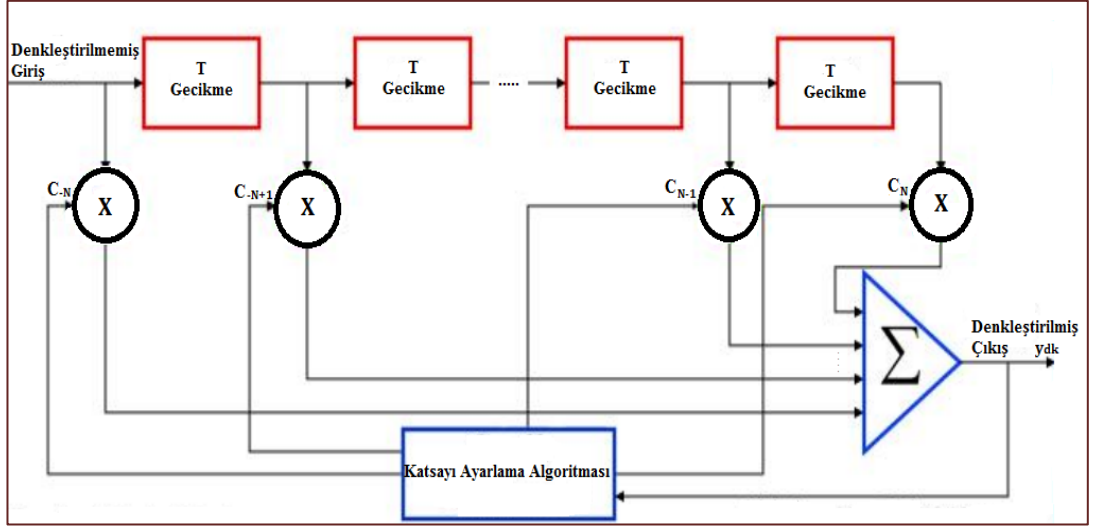
$$y_k = a_k + \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i a_i, i \neq k \quad (2.12)$$

zaman bölgesindeki sinyal değerini göstermektedir. Burada a_k bilgi dizisinin k . değerini ve y_k alıcıda k anında zaman bölgesinde elde edilen sinyal değerini göstermektedir. Komşu sembol değerleri a_i ve kanal dürtü yanıtı h_i ile gösterilmektedir. Uygulamada sonsuz dizi kullanımı mümkün olmayacaktır. Ayrıca uzak terimlerin de dikkate alınmaya geçecek kadar ISI etkisi olmadığı, sinyalin yan loblarındaki enerjileri uzak terimlere ulaşmaya kadar azaldığı görülecektir. Bu nedenle h_i katsayıları biliniyor veya kestirilebiliyor ise alıcıda bu etkinin tersine çevrilmesi mümkündür.

Elde edilmek istenen sembolün her iki tarafındaki üç veya dört komşu sembolün kayda değer ISI etkisi yaptığı kabul edildiğinde ve h_i katsayıları bilindiği takdirde, bu sembollerin etkisini k anında elde edilen sinyalden çıkararak alıcıda denkleştirme yapılabilmektedir. Sinyalden çıkarılma (2.13)'te görüldüğü gibi ele alınabilmektedir. N komşu sembol sayısı ve y_{dk} denkleştirme işlemi sonucunda elde edilen sinyaldir.

$$y_{dk} = y_k - \sum_{i=-N}^N h_i a_i, i \neq k \quad (2.13)$$

Bir sembol darbesinin yan loblarının, komşu (bitişik) sembollerin ana lobunda sıfır olmamasıyla bozulma oluşmaktadır. Bu ISI etkisinin tamamen giderilmesi, sıfıra zorlanması, sıfır-zorlayıcı doğrusal denkleştirme olarak adlandırılmaktadır. Bu işlemin yapılabilmesi için Şekil 2.6'da verilen, sonlu dürtü yanıtı (Finite Impulse Response, FIR) filtre şeklindeki enine filtre (dallı gecikme hattı) yapısı kullanılabilir. Burada ISI etkisinin giderilebilmesi için kanal katsayılarının (h_i) bilinmesi gerekmektedir.



Şekil 2.6. Enine filtre (dallı gecikme hattı) yapısı kullanan denkleştiricinin örnek blok yapısı [22].

Sistemdeki haberleşme kanalında, denkleştirici frekans yanıtı, kanalın frekans yanıtının tersine eşit olarak ayarlandığında, denkleştirici kanalın açtığı bozulma etkilerini tersine çevirebilmektedir. Şekil 2.6’da gösterilen enine filtre yapısındaki sisteme uygulanan denkleştirilmemiş giriş $x(t)$ ile gösterildiğinde, sistem çıkışı

$$y(t) = \sum_{n=-N}^N c_n x(t-nT) \quad (2.14)$$

olarak elde edilmektedir. Burada c_n , sistemin kanal dürtü yanıtı ile elde edilen enine filtre yapısındaki çarpım katsayılarıdır.

Denkleştirici çıkışı sembol oranında örneklemeyle ve dallardaki gecikme süreleri sembol periyoduna eşit olarak ayarlanmasıyla, (2.14) vektör şeklinde yazılabilir.

$$y_k = \sum_{n=-N}^N c_n x_{k-n}, \quad k=-N, \dots, 0, \dots, N \quad (2.15)$$

Burada denkleştiricide toplam $2N+1$ adet denkleştirici katsayısı bulunduğu için, çıkışın $2N+1$ değeri kontrol edilebilmektedir. Matris boyutları sırasıyla $(2N+1) \times 1$, $(2N+1) \times 1$, $(2N+1) \times (2N+1)$ olmak üzere, y_k , x ve c matris olarak tanımlandığında denkleştirici çıkışı

$$y_k = xc \quad (2.16)$$

ile matris çarpımı şeklinde verilebilmektedir [22]. Sıfır ISI için darbenin kendi zaman diliminde örnek değeri 1, komşu zaman diliminde 0, yani $[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$ olmaktadır. Böylece tek bir darbe iletildiğinde alıcıda alınan x kullanılarak, sıfır ISI için (2.16)'da verilen denklem doğrultusunda denkleştirici katsayıları c

$$c = x^{-1}y_k \quad (2.17)$$

ile belirlenebilmektedir. Sıfır-zorlayıcı denkleştirici Toplanır beyaz Gauss gürültüsünü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) hesaba katmamaktadır. Bu nedenle denkleştiricinin, gürültüyü artırma olasılığı önemli bir eksik oluşmaktadır. Uygulamada çoğunlukla, ISI ve AWGN etkisinin beraber en aza indirgenmesi yaklaşımı tercih edilmektedir [22]. Bu durumda her iki etki için en küçük karesel hata (Minimum Squared Error, MSE) denkleştiricileri kullanılmaktadır.

Özetle darbe şeklinin süresi, bir sembol süresinden uzun olduğunda birden çok sembolü etkilemektedir. İstenilen sembolü elde etmek için komşu sembollerin etkisinin istenilen sembolden çıkarılması gerekmektedir. Bunun için darbe biçimlendirme ve enine filtre yapısı kullanılarak denkleştirme işlemi yapılabilmektedir. Pratikte matris tersi alma ve matris çarpımı işlemleri, karmaşık matematiksel iş yoğunluğu anlamına gelmektedir. Bu nedenle yeterli sayıda katsayı işleme koyulduğunda sistemin işlem yükü azalmış olacaktır. Bu ancak etkin bir şekilde gerekli katsayı adedi belirlemek ile mümkün olmaktadır.

Genel olarak girişim engellenebilmesi için kanal katsayılarının bilinmesi gerekmektedir. Alıcıda kanal bilgisini elde etme işlemi farklı kanal kestirim yöntemleriyle mümkündür.

2.5. Darbe Biçimlendirme ve Kanal Denkleştirme Arasındaki Bağlantı

Denkleştirme, sembolleri doğru şekilde elde etmek için, sinyalin kendi alt taşıyıcılarına ve komşu sembollere olan girişim etkilerini gidermek ile ilgilidir. Bu nedenle, doğal olarak verici darbe şekli, dağıtıcı haberleşme ortamı ve alıcı darbe şekli yanıtı ile ilişkilidir. Alıcıda, hangi mesajın gönderildiğini tespit etmek için filtreli ve

gürültülü sinyal işlenmektedir. Bunu yapmanın yolu, ilk önce modüleli sembolleri demodüle etmektir. Denkleştirme terimi, doğrudan ISI etkisine hitap eden bir demodülasyon formu olarak tanımlanmaktadır.

Genel haberleşme sistemi modeline dayanarak, alıcıda elde edilen sinyale etki etmiş birkaç ISI kaynağı olduğu bilinmektedir [24]. Örneğin farklı sembol periyotlarından kaynaklanan girişim ele alındığında, verici darbe şekli, dağıtıcı haberleşme ortamı ve alıcı darbe şekli nedeniyle girişim oluşabilmektedir.

Sinyal haberleşme kanalında alıcıya iletilirken birçok kanaldan geçmektedir. Kanal doğrusal bir filtre olarak modellenenir ve bu filtrenin darbe dürtü yanıtı karakterize edilebilir. Gerçek fiziksel kanal, yol gecikmeleri yüzünden yüzlerce yoldan oluşabilir. Rastgele bir kanal için, kanal yanıtı, iletilen sinyal için Nyquist örnekleme ölçütünü karşılayan (örnekleme oranı, $f_s \geq 2 \times \text{bant genişliği}, 2B_w$) bir aralık kullanılarak, FIR filtresi olarak modellenenir. Yukarıdaki girişim nedenleri ortak olarak ele alınarak, birlikte FIR filtre katsayı değerlerini oluşturmaktadırlar. Sistemde kullanılan katsayı adedi, modelin doğruluğunu belirlemektedir. Bununla birlikte, yalnızca bu modele dayanan katsayı adedinin belirlenmesi, ek bir karmaşıklık yaratmakla kalmaz, aynı zamanda uygulamada gürültü altında denkleştirme performansını düşürmektedir [24].

Denkleştirme performansı ve iyileştirilmesi detaylı olarak Bölüm 3'te ele alınmaktadır. Bölümün ilk amacı, alıcı ve vericide kullanılan filtreler, haberleşme ortamı özellikleri ve denkleştirme karmaşıklığı arasındaki ilişki hakkında bir sezgi sağlamaktır. Bu nedenle, girişim bileşenlerinin toplamına, ele alınan bölge dışında bulunan sembollerin istenen sembol üzerinde toplam girişimi ek bir gürültü olarak kabul edilerek işleme alınmaktadır. Burada kullanılan katsayı adedinin artmasının model doğruluğunu artırdığı ancak gürültü etkisi altında denkleştirme performansını düşürdüğü öngörülmektedir. Ayrıca, denkleştirme işleminde gürültüden az etkilenen katsayıları dahil ederek, hem karmaşıklığı hem de performansı hesaba katan iyi bir yaklaşım sağlanacağı belirtilmektedir.

3. BİLEŞKE KANALA AİT ETKİN KATSAYILAR VE ENERJİ OPTİMİZASYONU YÖNTEMİ

Bu bölümde bileşke kanala ait etkin katsayılar tanımlanacak ve enerji optimizasyonu açıklanacaktır. Çok taşıyıcılı bir şemada m sembol indisini, k alt taşıyıcı indisini göstermek üzere Şekil 2.4'teki kafes yapısı göz önüne alındığında, iletilen darbe

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{mk} g_{mk}(t), \quad (3.1)$$

ile ifade edilmektedir. Burada $g_{mk}(t) = p_{tx}(t - m\tau_0) e^{j2\pi kv_0 t}$, $p_{tx}(t)$ verici filtre, N, alt taşıyıcıların sayısı, τ_0 , zamanda sembol aralığı, v_0 , frekansta sembol aralığı ve X_{mk} , sıfır ortalama ile aynı şekilde bağımsız olarak dağılıma sahip bir sembol dizisine karşılık gelmektedir. Alıcıda alınan sinyal,

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (3.2)$$

olarak yazılabilir, $h(t)$ kanal dürtü yanıtı ve $*$ evrişim operatörüdür. (3.2) eşitliğinde $x(t)$ yerine (3.1) eşitliği yazılırsa sinyal,

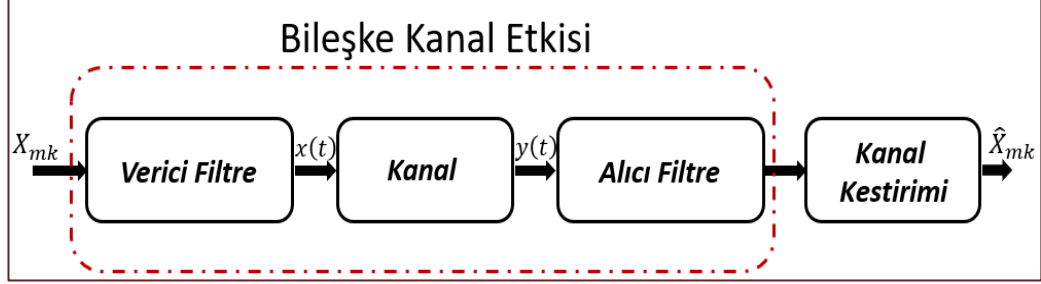
$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{mk} g_{mk}(t) \int_{\tau} h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \int_{\tau} \int_{\nu} H(\tau, \nu) x(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} d\nu dt + n(t), \end{aligned} \quad (3.3)$$

ile ifade edilebilmektedir. Burada $H(\tau, \nu)$, $h(\tau, t)$ 'nin Fourier dönüşümüdür. $n(t)$ ise karmaşık eklenir beyaz Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.

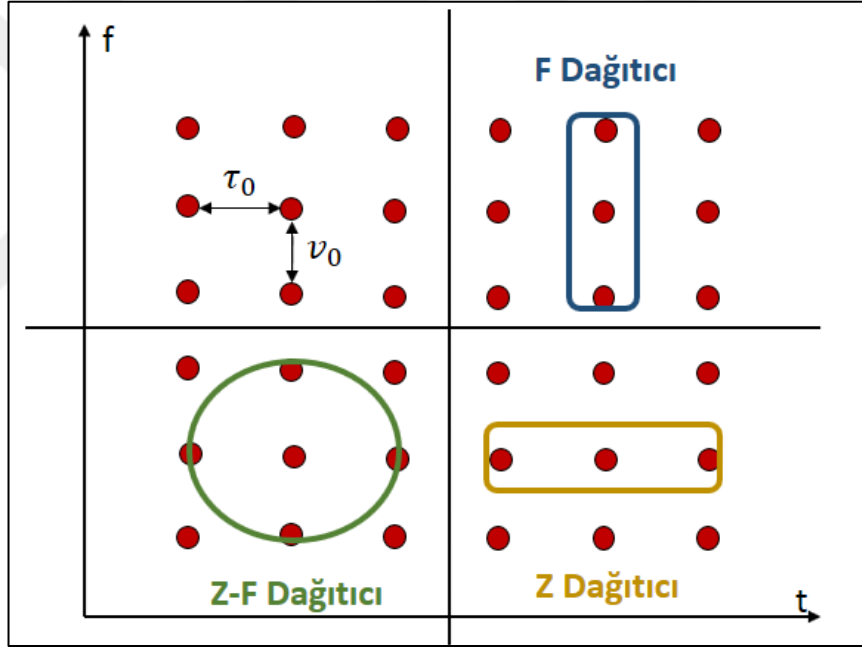
3.1. Bileşke Kanala Ait Etkin Katsayıların Belirlenmesi

Etkin katsayıları belirleme verici filtre, haberleşme ortamı ve alıcı filtrenin bileşik etkilerini göz önünde bulundurularak ele alınmaktadır. Şekil 3.1'de iletilen X_{mk}

sembolünün verici filtresinden geçtikten sonra kanala iletiildiği ve alıcıda alıcı filtresi ile alındığı duruma ait blok diyagram yer almaktadır. Verici filtresinin, iletim kanalı ile alıcı filtrelerinin etkisi bileşke kanal yanıtını oluşturmaktadır ve \hat{X}_{mk} kestirilen veriyi göstermektedir.



Şekil 3.1. Haberleşme ortamı, verici ve alıcı filtrenin etkili olduğu sistem.

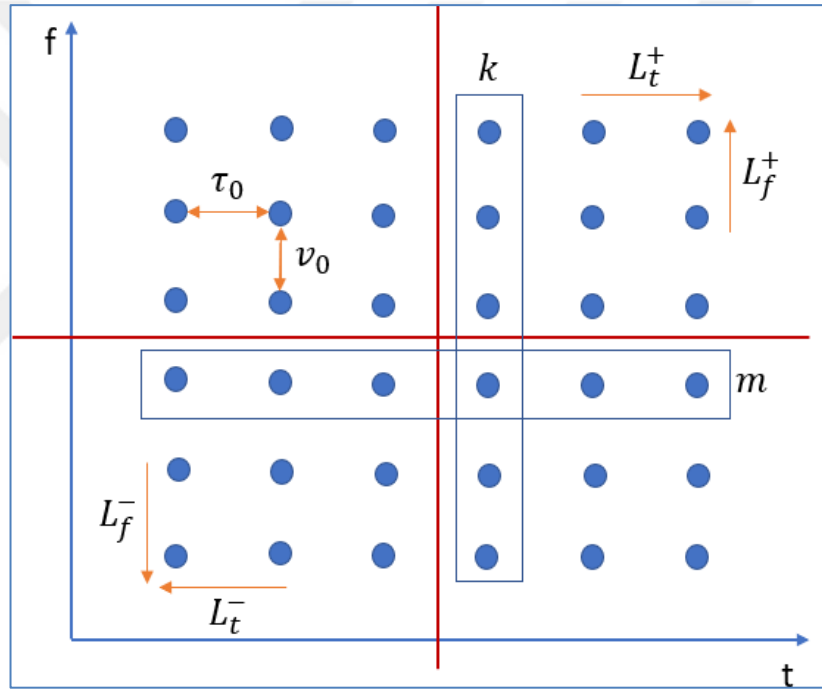


Şekil 3.2. Zamanda dağıtıcı etki, frekansta dağıtıcı etki hem zaman hem de frekansta dağıtıcı etki kafes yapısı gösterimi.

Şekil 3.2'de çok taşıyıcı bir sistemin örnek bir zaman ve frekans düzlemi gösterimi yer almaktadır. Taşıyıcılar arası mesafenin ν_0 , semboller arasındaki mesafenin ise τ_0 olduğu bu çok taşıyıcı sistem üzerinde kanal etkileri sonucu oluşan durumlar ifade edilmeye çalışılmıştır. Örneğin frekansta dağıtıcı etki (F) gösteren bir kanal, alt taşıyıcılar arasında girişime neden olurken (ICI), kanalın sadece zamanda dağıtıcı etkiye (Z) sebep olması zaman bölgesinde ardışık semboller arasında girişime neden

olmaktadır (ISI). Eğer kanal hem zaman hem de frekansta dağıtıcı etkilere sebep oluyorsa (Z-F) hem ICI hem de ISI oluşmaktadır.

Şekil 3.2'den yola çıkarak, m . sembol ve k . alt taşıyıcıda (m, k) gönderilen X_{mk} sembolü, bozucu kanal etkileri nedeniyle zamanda ve frekansta genişleyerek kendisinden önceki ve sonraki sembollere girişim etkisi yapacaktır. Bu yayılmanın gerçekleştiği ve girişim etkisinin fazla olduğu alan, destek bölgesi olarak isimlendirilmektedir. Şekil 3.3'te verilen $\{L_t^-, L_t^+\}$ ve $\{L_f^-, L_f^+\}$ katsayıları için $\{L_t^- < m < L_t^+\}$ ve $\{L_f^- < k < L_f^+\}$ ifadeleri, $R=(m, k)$ ile ifade edilen alan, destek bölgesinin sınırlarını tanımlamaktadır.



Şekil 3.3. Zaman ve frekanstaki L_t ve L_f katsayılarının gösterimi [2].

Verici filtrenin süresi $K\tau_0$ ise, yayılmış kanallar için maksimum L_t ve maksimum L_f , sırasıyla $K + 1$ ve $N + 1$ olmaktadır. Burada maksimum aşırı gecikme $\ll \tau_0$ ve maksimum Doppler kayması $\ll v_0$ olarak ele alınmaktadır. Bununla birlikte belli bir noktadan sonra ele alınan katsayı adedini artırma, hata performansında iyileşme sağlayamamakta, çünkü gürültü gücü sembollerin girişim katkılarına yön verememektedir [24]. Bu nedenle, sırasıyla zaman ve frekans bölgelerinde kestirilen

etkin katsayı adedi, \tilde{L}_t ve \tilde{L}_f pratik alıcılarda kullanıldığında denkleştirici karmaşıklığı azaltılabilmektedir.

Gecikme süresinin bir sembol süresinden fazla olduğu çok yollu kanallarda, senkronizasyon ideal değilse, kanal katsayıları, örnekleme zamanlarına karşılık gelen katsayılar ile modellenmektedir [24]. Haberleşme ortamına ek olarak, verici/alıcı filtrelerinin etkisinin de beraber incelendiği bileşke kanal etkisi [1,21] gibi çalışmalarda ele alınmakta ve denkleştirme işleminde kullanılacak etkin katsayı adedi, [2] çalışmasında AIC'den yararlanılarak elde edilmektedir. Ele alınan bu çalışmada kullanılan katsayı adedinin artmasının model doğruluğunu artırdığı ancak gürültü etkisi altında denkleştirme performansını düşürdüğü belirtilmektedir. Ayrıca, denkleştirme işleminde gürültüden fazla etkilenmeyen katsayıları dahil ederek, hem karmaşıklığı hem de performansı hesaba katan iyi bir yaklaşım sağlanacağı belirtilmektedir.

\tilde{L}_t ve \tilde{L}_f 'yi belirleme problemi, verici filtre, haberleşme ortamı ve alıcı filtrenin bileşik etkilerini karakterize eden FIR bir filtrenin model derece seçimine karşılık gelmektedir. Temel olarak, bir bilgi kriteri, tahmin edilen parametrenin sapması ile varyansı arasındaki dengeyi göstermektedir. Farklı model dereceleri ile hataları içeren belirli bir gözlem alanı ve minimum bilgi kaybına ulaşmak için, en iyi model derecesi elde edilmektedir. Benzer şekilde, bu çalışmada ilk olarak \tilde{L}_t ve \tilde{L}_f , [2]'de olduğu gibi iyi bilinen bilgi kriteri, AIC tarafından verilen,

$$AIC(K_0)=N_0 \log \tilde{\sigma}_e^2+2K_0 \quad (3.4)$$

ifadesiyle elde edilmektedir. Burada N_0 örnek miktarı ve $\tilde{\sigma}_e^2$ değişkenin varyansdır. Kalan hata (residual error) üzerinde K_0 ' ın model derecesi olduğu varsayımıyla gözlem yapılmaktadır [27]. Denklem (3.4)'de, K_0 , bilinen destek bölgesi için $L_t \times L_f+1$ 'e karşılık gelmektedir. Literatürdeki diğer, Kullback–Leibler, Takeuchi Bilgi Kriterleri gibi bilgi kriterleri dikkate alınarak da \tilde{L}_t ve \tilde{L}_f 'i elde etmek mümkündür [28]. Daha sonra, verilen $\tilde{\sigma}_e^2$ ve N_0 için destek bölgesi,

$$R_{AIC}=\arg \min_R \{AIC(K_0)\} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada ilk amaç, anlık model derecelerinin yanı sıra alıcı ve vericide kullanılan prototip filtreler, haberleşme ortamı özellikleri ve denkleştirme karmaşıklığı arasındaki ilişki hakkında bir sezgi sağlamaktır. Bu nedenle, girişim bileşenlerinin toplamına, destek bölgesi dışında bulunan sembollerin istenen sembol üzerinde toplam girişimi ek bir gürültü olarak kabul edilebilmektedir. Sonuç olarak, kanal için LS kanal kestirimi göz önüne alındığında, yaklaşık olarak,

$$AIC(L_t, L_f) \approx N_0 \log \left(\frac{\sigma_I^2 + \sigma_n^2}{N_0} \right) + 2(L_t \times L_f + 1) \quad (3.6)$$

şeklinde katsayılar elde edilmektedir. σ_n^2 , gürültü gücüdür ve $\sigma_I^2 = \sum_{\substack{(m,k) \in R \\ \forall m,k \neq 0}} \sigma_{mk}^2$ ile ifade edilmektedir. Destek bölgesi genişletildiğinde, model derecesi artması pahasına σ_I^2 azalmaktadır. Böylece \tilde{L}_t ve \tilde{L}_f , bilgi kriteri çıktılarını en aza indiren destek bölgesi kullanılarak en uygun şekilde elde edilmektedir.

Bir sonraki bölümde bulunan etkin katsayı adedinin enerji tutma algoritması ile nasıl en aza indirildiği ele alınmaktadır. Optimizasyon algoritması kısıtlı bir optimizasyon eşitsizliği olarak ele alınmakta ve kestirilen sistem hatasının da minimum seviyede tutulması sağlanmaya çalışılmaktadır. Bu işlemlerde kullanılan filtre yapıları, haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan darbe biçimlendirme şekillerinden seçilmekte ve bölüm içinde detaylı olarak anlatılmaktadır.

3.2. Enerji Optimizasyonu Yöntemi

Bu tez çalışmasında enerji optimizasyonunun amacı düşük denkleştirici karmaşıklığı sağlamak için, bileşke kanala ait etkin katsayı adedini en aza indirmektir. Burada, bileşke kanala ait etkin katsayılar enerji dağılımına göre belirlenmekte ve optimizasyon işlemi ile denkleştiricide kullanılması gereken en az katsayı adedinin kestirimi yapılmaktadır. Sistemde farklı zaman ve frekans dağılımlarına sahip filtreler ihtiyacı duyan uygulamalar için farklı filtre seçimleri yapılabilmektedir. Bu çalışmada ele alınan filtreler genellikle haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan filtre yapıları olarak seçilmektedir.

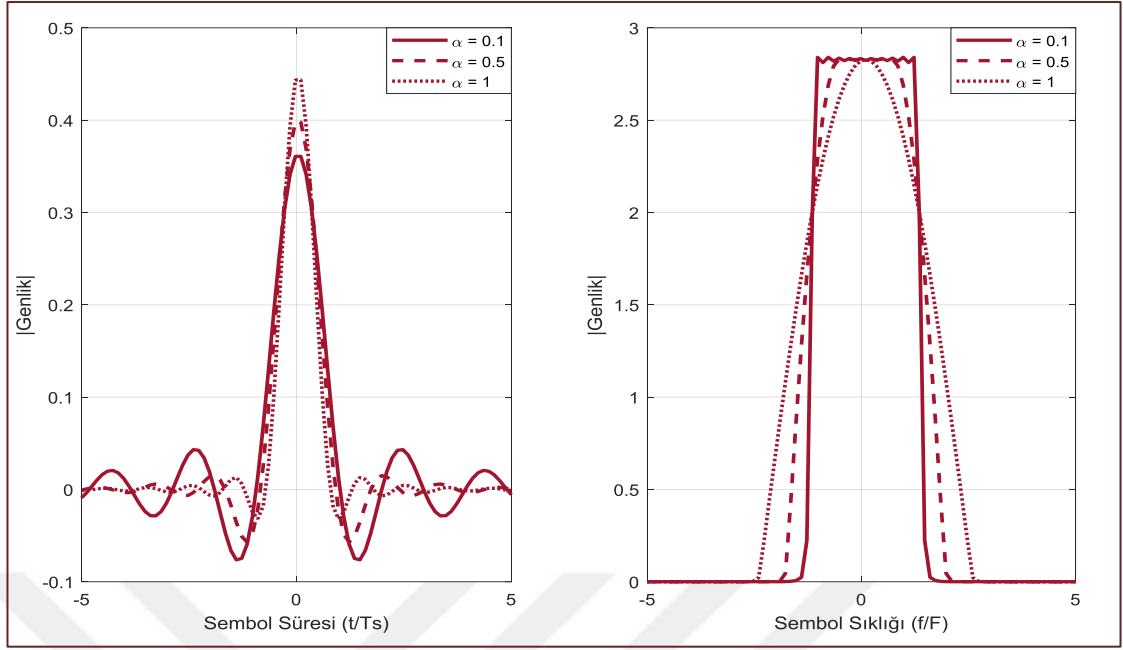
Çalışmada bileşke kanal etkisinin analizi için yaygın olarak kullanılan kök-yükseltilmiş kosinüs (root-raised cosine, RRC) ve Gauss filtreleri ele alınmaktadır.

İncelemeler hem zaman hem frekans bölgesindeki etkiler göz önüne alınarak yapılmaktadır. RRC filtresinin zaman ve frekans bölgelerindeki yapısı azalma faktörüne (α , $0 < \alpha \leq 1$) bağlı olarak değişmektedir. Örneğin, zaman bölgesinde lokalize olan bir RRC filtre, frekans bölgesinde lokalize olamayacaktır, başka bir deyişle enerjisi yayılacaktır. Dolayısıyla, kanal yalnızca zamanda dağılma eğilimindeyse, RRC filtreler denkleştirme karmaşıklığı açısından diğer filtrelerden daha uygun olabilmektedir [2]. RRC filtre Nyquist kriterini karşılarken, Gauss filtresi kullanımı durumunda ardışık semboller hem zaman bölgesinde hem frekans bölgesinde örtüşmektedir. Her iki alanda da yayılmacı bir kanal etkisini denkleştirmede, Nyquist kriterini karşılama kısıtı hafifletilerek, Gauss filtresi kullanılabilir. Çünkü Gauss filtresi, frekans bölgesinde de Gauss şeklindedir. Bu nedenle, hem zaman, hem frekansta yayılma etkisine sebep olan bir kanalda iletim yapıldığında pratik bir alıcı için Gauss filtresinin kullanımı, RRC filtresine göre daha uygun olabilir. Aşağıda sırasıyla (3.7) ve (3.8)'de bu iki filtrenin analitik yapıları verilmektedir. Denklem (3.8)'de filtre lokalizasyonunu kontrol etmek için β parametresi kullanılır.

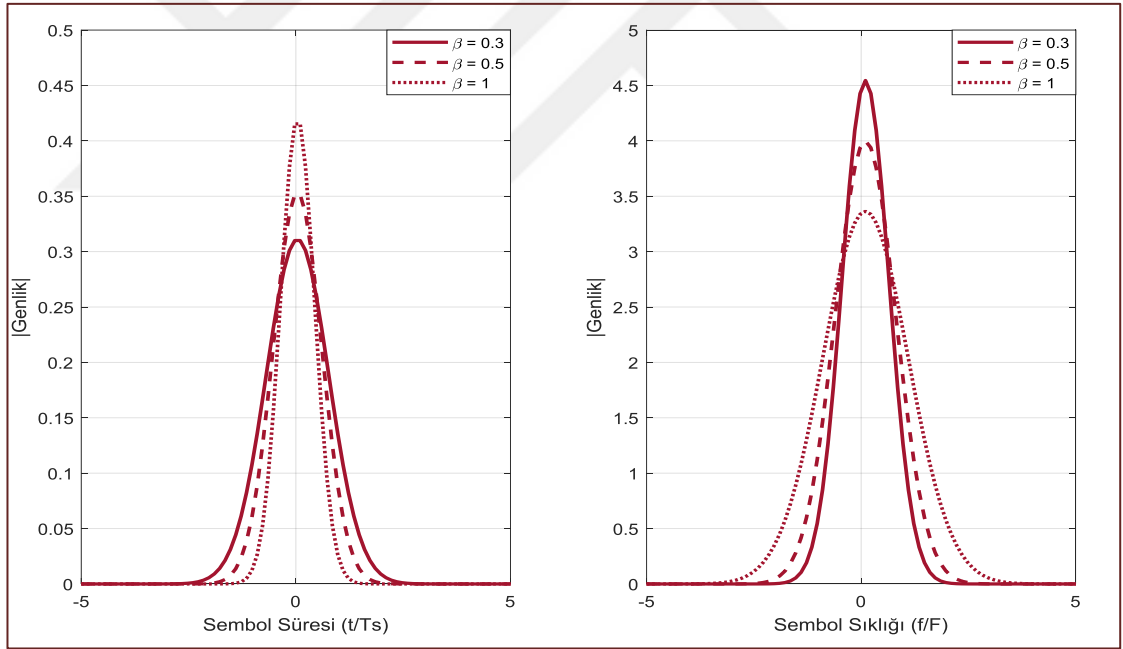
$$p_{\text{RRC}}(t) = \begin{cases} 1 - \alpha + \frac{4\alpha}{\pi}, & t=0 \\ \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \left(\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) \right), & t = \pm \frac{1}{4\alpha} \\ \frac{\sin((1-\alpha)\pi t) + 4\alpha t \cos((1-\alpha)\pi t)}{\pi t(1-16\alpha^2 t^2)}, & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$p_{\text{Gauss}}(t) = (2\beta)^{1/4} e^{-\pi\beta t^2}, \quad (3.8)$$

Şekil 3.4 ile Şekil 3.5'te RRC ve Gauss filtrelerinin zaman ve frekans bölgesindeki gösterimleri farklı α ve β değerleri için ele alınmaktadır. RRC filtresi için azalma faktörünün (α) artması zaman bölgesinde bitişik sembollere yapılan girişimi azaltırken, frekans bölgesinde ters etkiye sebep olmakta ve bitişik sembollere olan girişimi arttırmaktadır. Aynı şekilde Gauss filtresinin β değeri artırıldığında, zamanda filtre yanıtı daralırken, frekansta diğer sembollere doğru filtre yanıtı genişlemektedir.



Şekil 3.4. RRC filtrenin zaman ve frekans alanlarında α değişimi ile gösterimi.



Şekil 3.5. Gauss filtrenin zaman ve frekans alanlarında β değişimi ile gösterimi.

Algoritma 1 Bileşke etkisi olan etkin katsayıların belirli yüzde ile enerjisinin saptanması.

```
1: procedure EnerjiOpt( $\tilde{L}_t, \mathbf{y}$ )
2:    $\tilde{L}_t \leftarrow$  Etkin Katsayı Adedi
3:    $\tilde{L}_{opt} \leftarrow$  Enerji Optimize Etkin Katsayı Adedi
4:    $\mathbf{y} \leftarrow$  Alınan Sinyal
5:    $E \leftarrow \sum_{n=0}^N |y|^2$ 
6:    $\tilde{L}_{opt} \leftarrow \tilde{L}_t$ 
7:   for  $i=1 \rightarrow \tilde{L}_t$  do
8:     If  $E > \%90|95|98$  then
9:        $\tilde{L}_{opt} \leftarrow i$ 
10:    else
11:      break
12:    end if
13:  end for
14: end procedure
```

Çok yollu sistemde maksimum olabilirlik kestiriminin (maximum likelihood estimation) performans ölçütü, enerji tutma açısından [29]'da ele alınmaktadır. Kestirim sonucu elde edilen katsayılar, alıcıda, alınan darbe biçimiyle eşleştirilen bir filtre oluşturmak için gereken sayı olarak yorumlanmaktadır ve enerji hesaplamada bu katsayı noktaları dikkate alınmaktadır. Bu çalışmada ise bir sinyal için önce bileşke etkisi olan etkin katsayılar LS kestirimi ile elde edilmekte ve enerjileri hesaplanmaktadır. Daha sonra Algoritma 1'de verildiği gibi, komşu sembollerin sinyal üzerindeki etkisine bakılarak destek bölgesi sınırlaması için, sinyalin enerjisinin %90'dan büyük değerlerde tutma işlemi sağlanmaktadır.

Bu tez çalışmasında enerji tutma algoritması, kısıtlı bir optimizasyon eşitsizliği olarak ele alınmaktadır. Katsayı adedini minimize etmek amacıyla alınan sinyal enerjisinin istenen seviyede tutulması ve kestirilen sistem hatasının da minimum seviyede tutulması sağlanmaya çalışılmaktadır. Böylece sinyalin enerji seviye kontrolü sağlanmakta ve etkin katsayı adedi elde edilmektedir.

Kısıtlı optimizasyon, kısıtsız optimizasyon temeline dayanmaktadır [30]. Kısıtsız optimizasyon, seçim değişkenlerinin, diğer seçim değişkenler üzerinde sınırlayıcı bir etki oluşturmadan optimali belirlemektedir. Fakat fonksiyonlar belli kısıtlara sahip olabilmektedirler. Örneğin, belirli bir bütçeye sahip bir tüketici malların satış fiyatını

ve faydalarını bilerek, mallara ilişkin harcama bileşimini belirleyerek faydasını maksimize ederken bütçe kısıtıyla karşı karşıya kalabilmektedir. Maliyetlerini minimize etmeye çalışan bir üretici, üretim teknolojisi kısıtı ve üretimini maksimize etmeye çalışan bir üretici harcama kısıtı ile karşı karşıya kalabilmektedir. Bu örnekler, kısıtlı optimizasyonun gerekliliği aslında önemli bir zorunluluk nedeniyle oluştuğunu göstermek açısından yeterli olmaktadır. Böyle bir durumda seçilen değişkenler arasında, birbirlerini kısıtlayıcı bir bağ oluşmaktadır.

Eşitlik ve eşitsizlik kısıtlayıcıları verilen forma sahip optimizasyon problemlerini kapsamaktadır. Fonksiyonu minimize etmek, $\min f(x)$:

$$g_j(x)=0, j=0,1,2,3,\dots,m, \quad (3.9)$$

$$x=[x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]^T, \quad (3.10)$$

verilen (3.9) kısıtına bağlıdır [30] ve (3.10) kısıt değişkenleridir. Burada m ve n sırasıyla kısıtlayıcı fonksiyonların sayısını ve tasarım değişkenini göstermektedir. Optimum çözüm elde etmek için $m \leq n$ olmak zorundadır. Eğer $n > m$ ise problem aşırı tanımlanmış olur, yani çok fazla sayıda kısıtlayıcı içermekte olduğu anlamına gelir ve çözümü yoktur. Optimizasyon problemleri için gerek ve yeter şartlar yukarıda verilen metotlara bağlı olarak tanımlanmakta ve kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, bileşke kanala ait etkin katsayılar enerji dağılımına göre belirlenmekte ve optimizasyon işlemi ile denkleştiricide kullanılması gereken en az katsayı adedinin kestirimi yapılmaktadır. Bu indirgemenin benzetim sonuçları ve [2] çalışması ile yapılan karşılaştırmaları bir sonraki bölümde ele alınmaktadır.

4. BENZETİM SONUÇLARI

Tez çalışmasının bu bölümünde RRC ve Gauss filtrelerinin verici/alıcı yapılarında kullanıldığı durumlar için etkin kanal katsayı adedinin kestirimi gerçekleştirilmektedir. Bu amaçla kanal nedeniyle zaman ve frekansta yayılan sinyal enerjisinin belirli bir bölümünün yayıldığı destek bölgesi belirlenmeye çalışılmaktadır. Bu çalışmada enerjinin yayılma yüzde değerleri $\geq \%90$, $\geq \%95$, $\geq \%98$ şeklinde seçilmiştir.

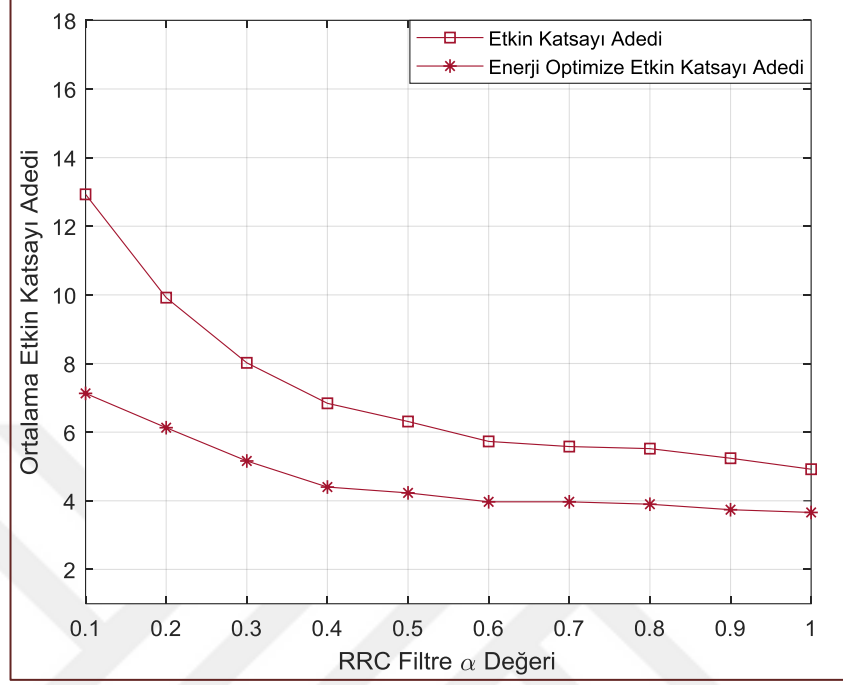
Şekil 4.1 ve 4.2’de SNR = 30 dB olan bir sinyalin zaman bölgesinde denkleştirilmesinde kullanılacak ortalama etkin katsayı adedi RRC ve Gauss filtreler için elde edilmektedir. Burada, 30 dB SNR için [2] çalışmasında elde edilen etkin katsayılar ile enerji optimize en aza indirgenen etkin katsayılar karşılaştırılmaktadır. RRC ve Gauss filtrelerine ait parametreler 0 - 1 aralığında değiştirilmektedir. Yapılan benzetimde etkin katsayı adedinin α ve β değerlerinin artmasıyla azaldığı görülmektedir. Bunun sebebi, yüksek α ve β değerlerinde her iki filtrenin de zaman lokalizasyonunun iyileşmesidir. Ancak bu durumda frekans lokalizasyonu kötüleşmektedir. Benzetimde kanal, zaman korelasyonlu (Doppler yayılımına bağlı olarak) ve çok yollu sönmüleme özellikli olarak ele alınmıştır. Bu iki filtre Nyquist kriterini sağlama koşuluna göre değerlendirildiğinde RRC filtresi ön plana çıkarken, bu koşul aranmadığında Gauss filtresi daha düşük etkin katsayı kestirimi ile (düşük denkleştirme karmaşıklığı sağlayacağından) avantajlı hale gelmektedir.

En aza indirgemenin LS kestiriminde, elde edilen hata vektörü üzerine etkisi RRC filtre için ele alınmaktadır. Burada kestirimde elde edilen hata vektörü e_v ile hata vektör büyüklüğü (Error Vector Magnitude, EVM),

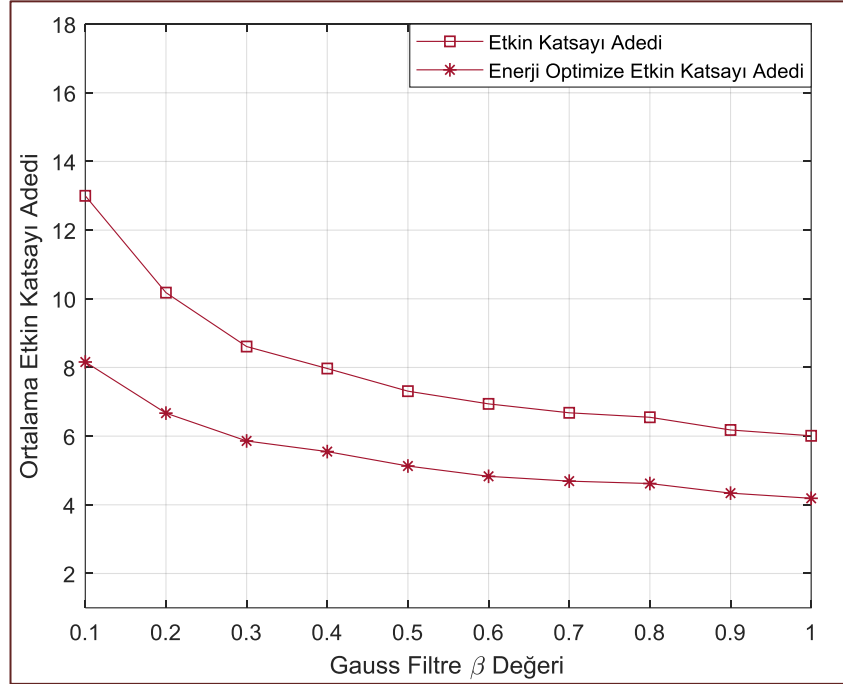
$$EVM=e_v^T e_v, \quad (4.1)$$

şeklinde elde edilmektedir [31]. EVM, kablosuz haberleşme sistemlerinde modülasyon kalitesinin ve hata performansının bir ölçüsüdür. Başka bir deyişle, alıcıda kestirilen sembol konumlarının, ideal konumlarından ne kadar uzakta

olduklarının göstergesidir. Farklı semboller, uğradıkları bozulmaya göre farklı EVM ve ortalama enerji değerlerine sahip olabilmektedir.

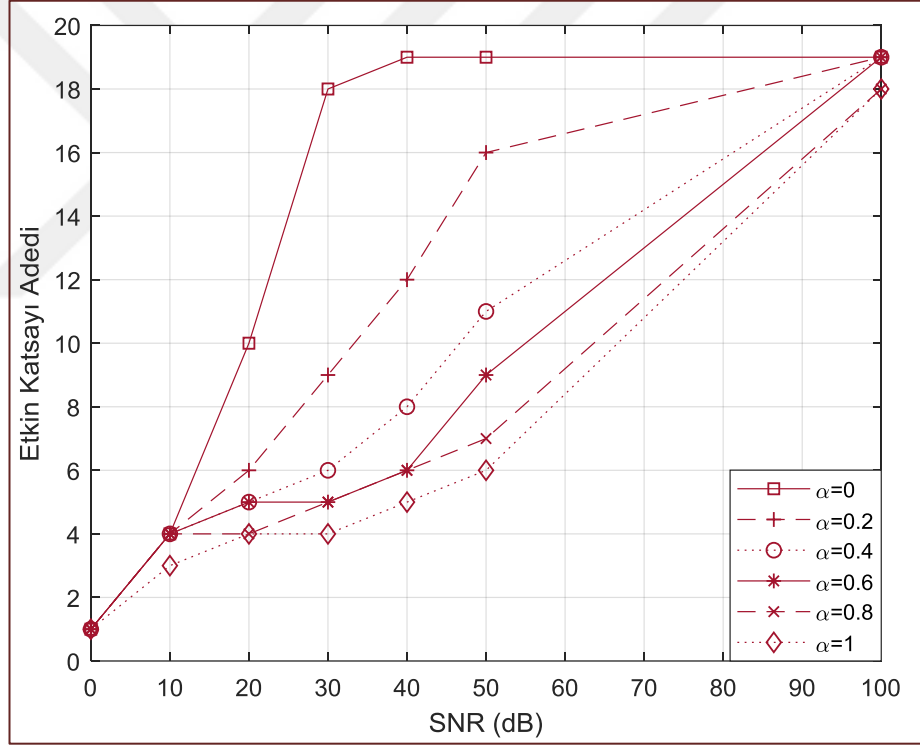


Şekil 4.1. RRC filtre için ortalama etkin katsayı (\tilde{L}_t) [2] ve enerji optimize ($E \geq \%90$) ortalama etkin katsayı adedi karşılaştırma.

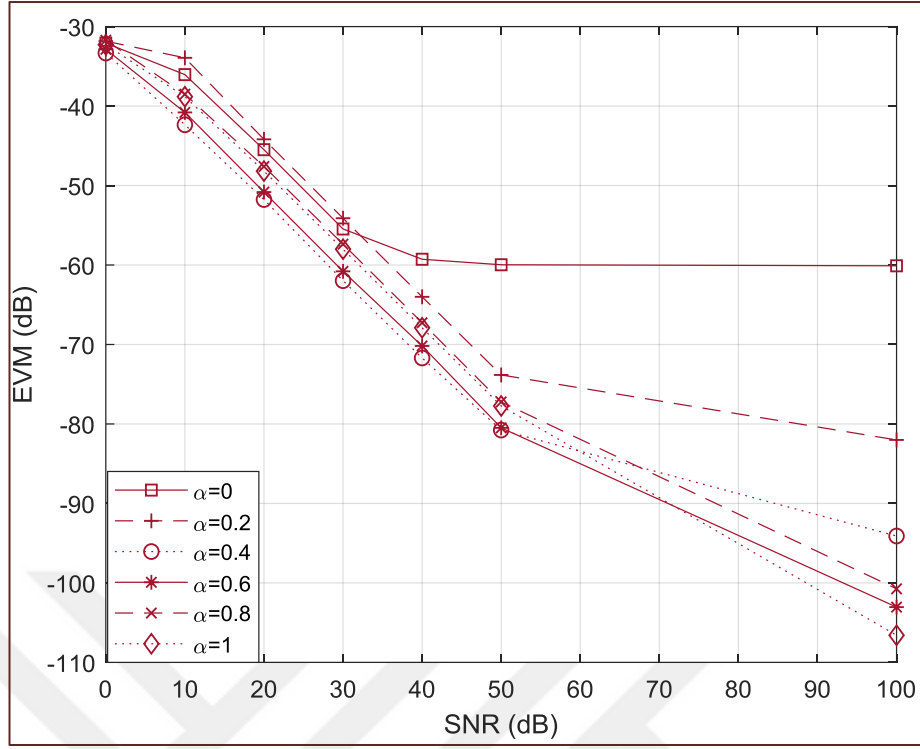


Şekil 4.2. Gauss filtre için ortalama etkin katsayı (\tilde{L}_t) [2] ve enerji optimize ($E \geq \%90$) ortalama etkin katsayı adedi karşılaştırma.

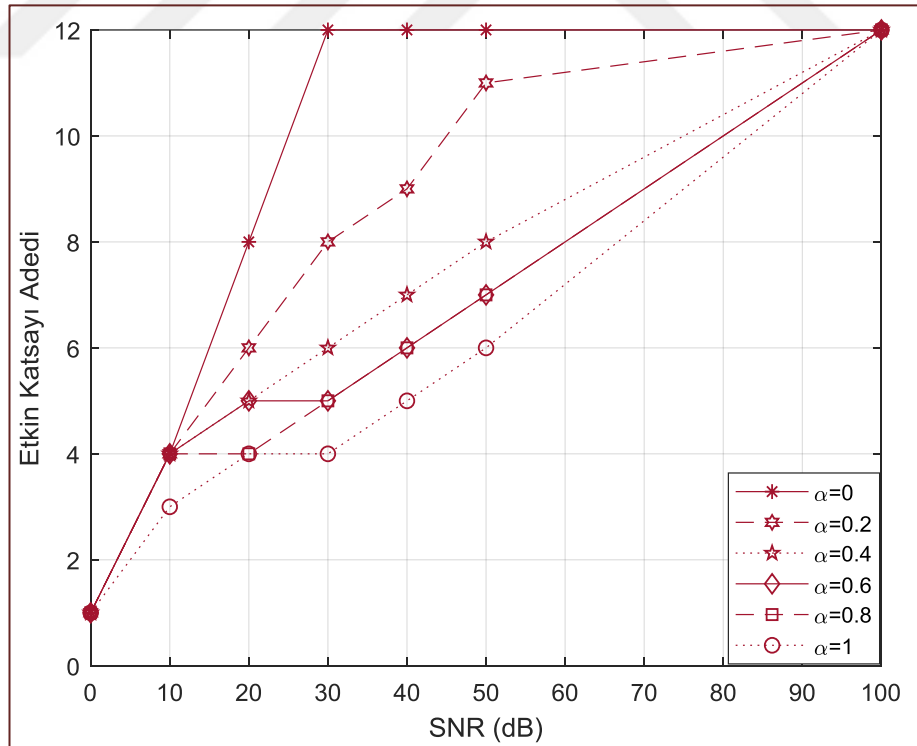
Şekil 4.3, Şekil 4.4, Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da farklı α değerleri ve farklı enerji seviyeleri için en aza indirgeme işlemi sonucunda EVM değerlerinin dikkate alınmayacak kadar az değiştiği görülmektedir. Şekil 4.3, RRC filtre için artan SNR ile etkin katsayıların adedi gösterilmektedir [2]. Bu katsayıların kestirimi sonucunda elde edilen hata vektörlerinden elde edilen EVM Şekil 4.4'te gösterilmektedir. Şekil 4.3'teki katsayı adedinin, $E \geq \%90$ enerji optimizasyonu sonucu en aza indirgenmesi Şekil 4.5'te, $E \geq \%95$ enerji optimizasyonu sonucu en aza indirgenmesi Şekil 4.7'de ve $E \geq \%98$ enerji optimizasyonu sonucu en aza indirgenmesi Şekil 4.9'da gösterilmektedir. Şekil 4.6, 4.8 ve 4.10 ise enerji optimize etkin katsayıların EVM değerlerinin Şekil 4.4'e göre ne kadar değiştiği gösterilmektedir.



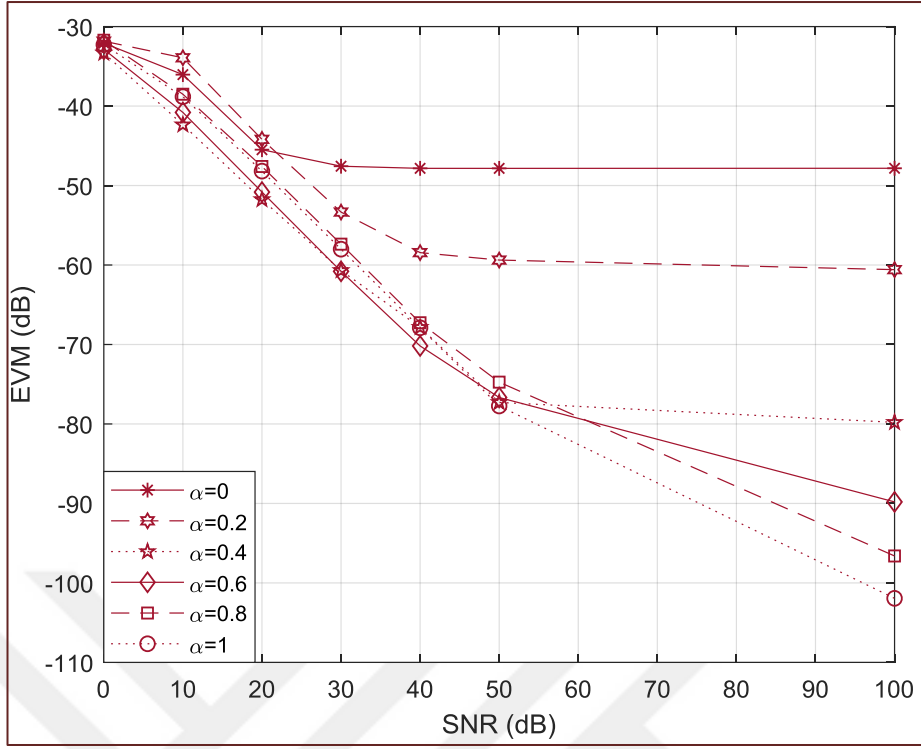
Şekil 4.3. RRC Filtre için elde edilen katsayı adedi (\tilde{L}_t) [2].



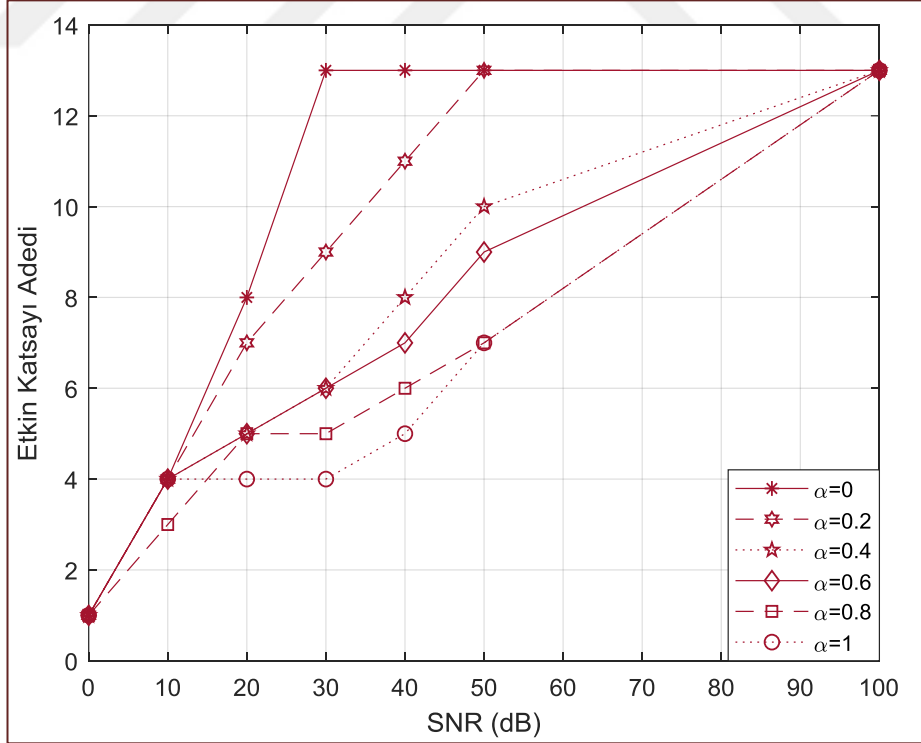
Şekil 4.4. RRC Filtre için elde edilen katsayı adedi (\tilde{L}_t) [2] için elde edilen EVM.



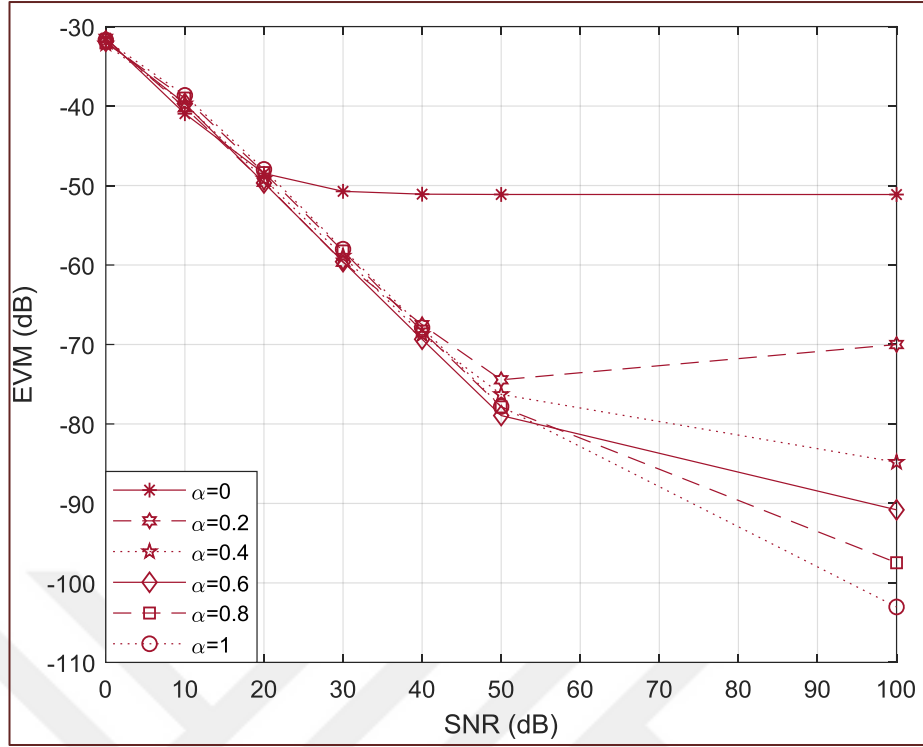
Şekil 4.5. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%90$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}).



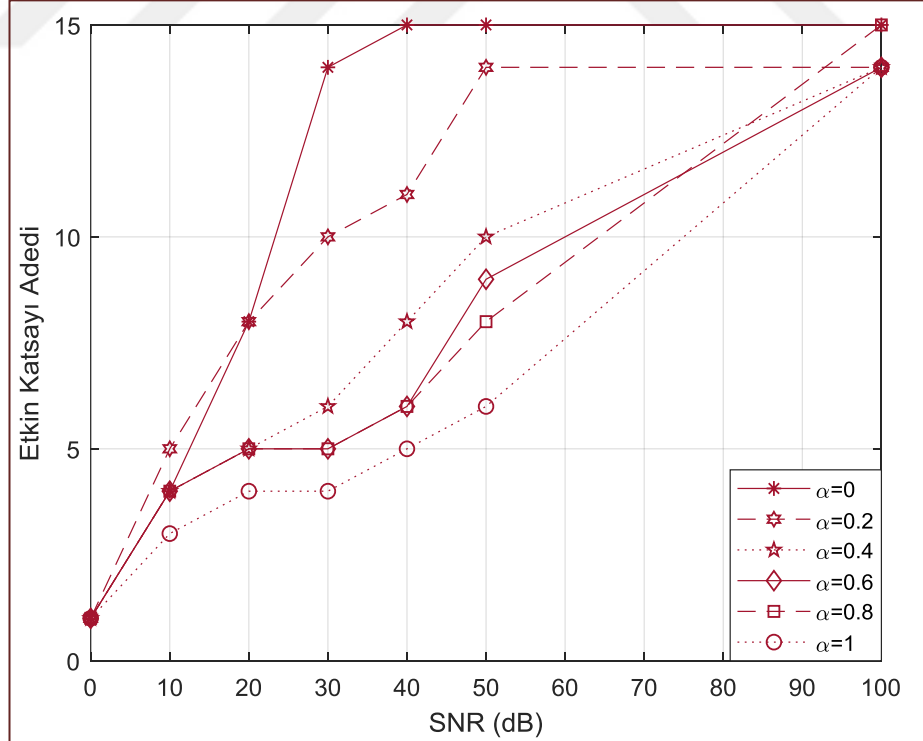
Şekil 4.6. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%90$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}) için elde edilen EVM.



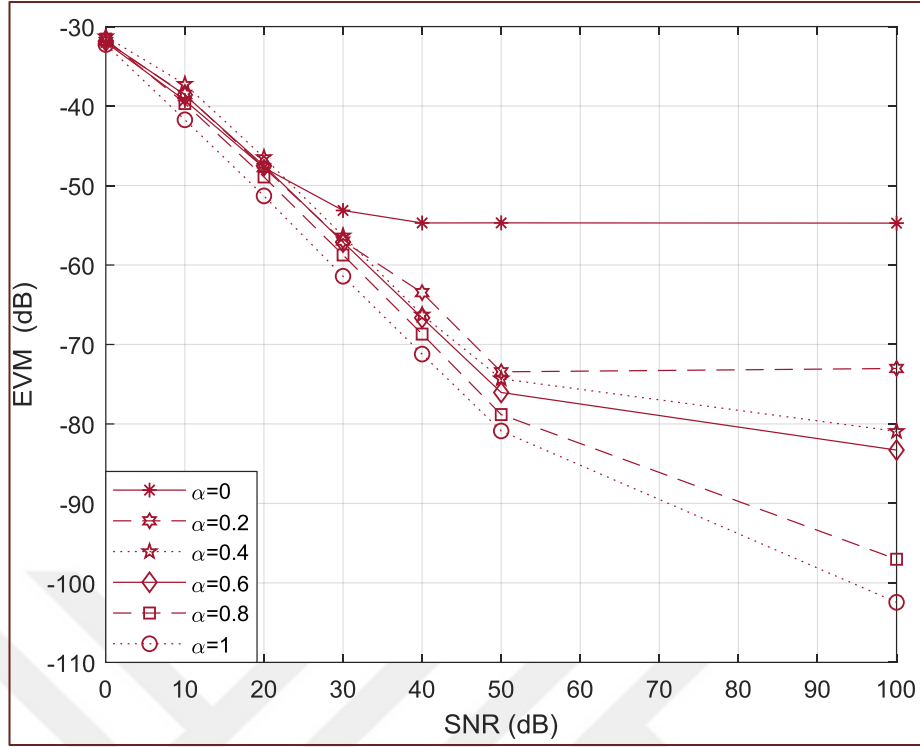
Şekil 4.7. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%95$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}).



Şekil 4.8. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%95$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}) için elde edilen EVM.



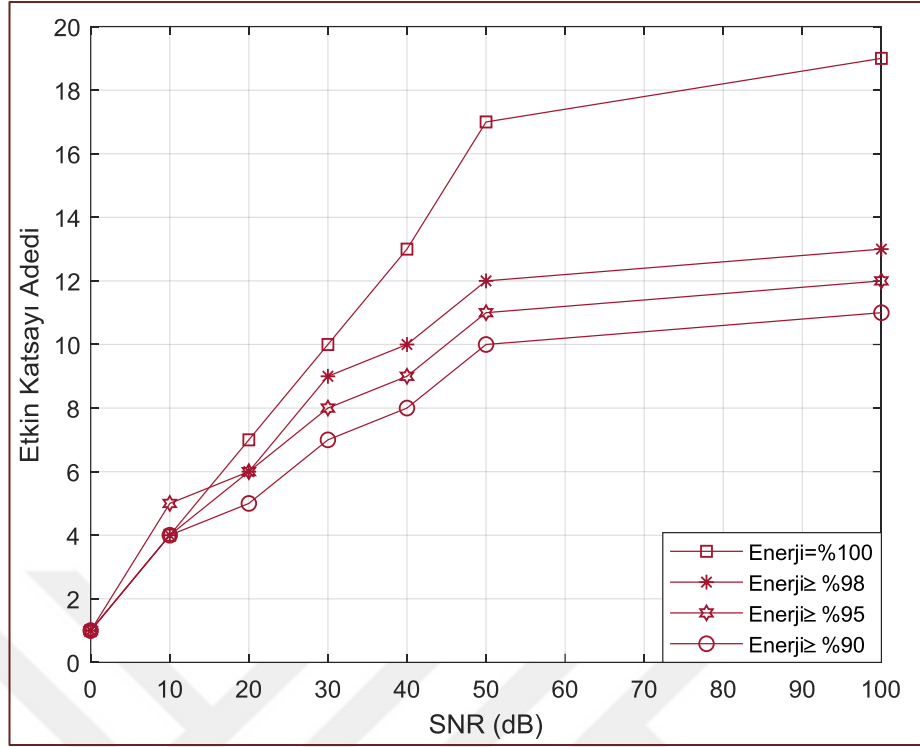
Şekil 4.9. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%98$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}).



Şekil 4.10. RRC Filtre için elde edilen enerji optimize ($E \geq \%98$) katsayı adedi (\tilde{L}_{opt}) için elde edilen EVM.

Şekil 4.5'te $E \geq \%90$ için, Şekil 4.7'de $E \geq \%95$ ve Şekil 4.9'da $E \geq \%98$ için en az indirgenme işlemi sonucunun Şekil 4.3 ile farkları gösterilmiştir. Burada katsayı adedinin, α değerinin artmasıyla her SNR değerinde farklı α değeri için farklı sayı azalmaları görülmüştür. Örneğin, düşük α değerleri için 3 ila 7 katsayı azalma mevcuttur, α yükseldikçe bu fark azalmaktadır. Şekil 4.6'da, Şekil 4.8'de ve Şekil 4.10'da ise Şekil 4.4'e göre en az indirgeme işlemi sonucunda elde edilen EVM değerlerinin değişimi gösterilmektedir. Yine benzer şekilde düşük α değerleri için fazla EVM farkı görülürken α değeri arttıkça fark azalmaktadır. Farkın ortalama 5 dB civarında değiştiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.5, 4.7 ve 4.9 ele alındığında tutulan enerji yüzdesinin artması katsayı performansını düşürmektedir. Buna karşın, Şekil 4.6, 4.8 ve 4.10 ele alındığında EVM değerlerinin tutulan enerji yüzdesinin artması ile iyileştiği görülmektedir.

Verilen şekillerden elde edilen sonuçların özeti olarak, sabit α değeri için tüm enerji değerleri Şekil 4.11'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 4.11. $\alpha=0.2$ değeri için farklı farklı enerji seviyelerinde etkin katsayı adedi karşılaştırması.

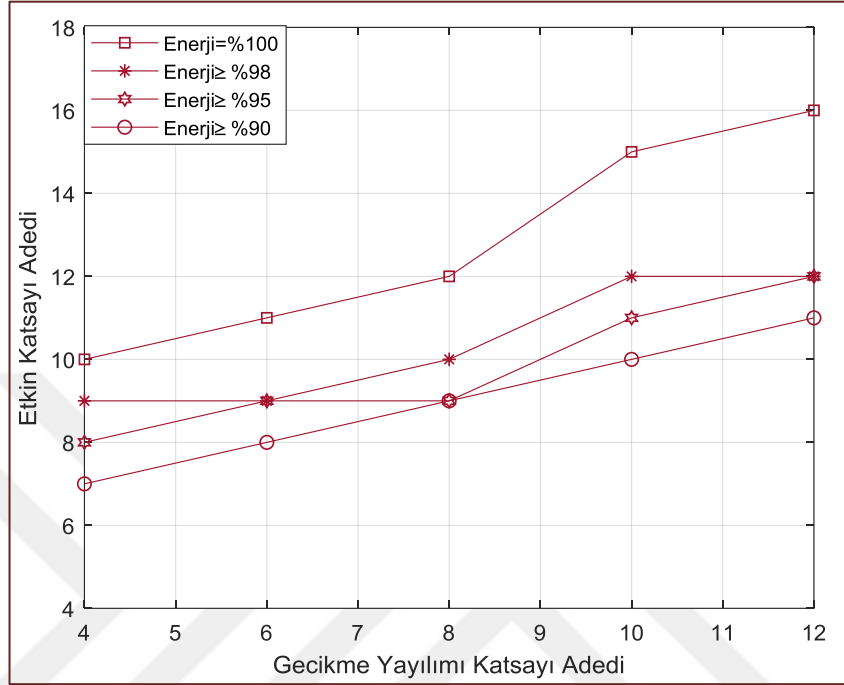
Burada α değeri sabit ve 0.2'dir, karşılaştırma sinyal enerji seviyesinin %100, \geq %98, \geq %95 ve \geq %90 değerlerinde olmasıyla nasıl değiştiği gösterilmek istenmiştir. Şekil 4.3, Şekil 4.5, Şekil 4.7 ve Şekil 4.9 ile verilen katsayı adedi farklarının karşılaştırılması ise 50 dB SNR değeri için, Tablo 4.1'de ele alınmıştır. Burada enerji yüzdeleri ile belirli α değerleri için katsayı adedinin nasıl değiştiği verilmiştir.

Tablo 4.1. Farklı enerji seviyeleri ve α değerleri için etkin katsayı adedi karşılaştırma.

α	E = %100	E \geq %98	E \geq %95	E \geq %90
0.2	$\tilde{L}_t = 16$	$\tilde{L}_{opt} = 14$	$\tilde{L}_{opt} = 13$	$\tilde{L}_{opt} = 11$
0.4	$\tilde{L}_t = 11$	$\tilde{L}_{opt} = 10$	$\tilde{L}_{opt} = 10$	$\tilde{L}_{opt} = 8$
0.6	$\tilde{L}_t = 9$	$\tilde{L}_{opt} = 9$	$\tilde{L}_{opt} = 9$	$\tilde{L}_{opt} = 7$
0.8	$\tilde{L}_t = 7$	$\tilde{L}_{opt} = 8$	$\tilde{L}_{opt} = 7$	$\tilde{L}_{opt} = 7$

Benzetim değişkenlerinin temeli önceki şekillerde SNR değeri olarak ele alınmıştır. Şekil 4.12'de ise gecikme yayılımı katsayısının artması ile etkin katsayı adedinin

değişimi ele alınmıştır. Sistemde kullanılan Rayleigh kanalın gecikme yayılımı katsayısının artması ile etkin katsayı adedinin farklı enerji yüzdelerinde nasıl değiştiği gösterilmiştir.



Şekil 4.12. Gecikme yayılımı katsayı adedine göre etkin katsayı adedinin değişimi.

Burada α değeri sabit ve 0.2'dir, gecikme yayılımı katsayı adedine göre, sinyal enerji seviyesinin %100, \geq %98, \geq %95 ve \geq %90 değerlerinde iken etkin katsayı adedinin nasıl değiştiği gösterilmek istenmiştir. Enerji yüzdesinin ve gecikme yayılımı katsayısının artması etkin katsayı adedinin artmasına neden olmaktadır. Buradan kanalda ne kadar çok gecikme varsa, denkleştirmekte kullanılacak katsayı adedini doğru orantılı olarak arttırdığı sonucuna ulaşılmaktadır.

Benzetim sonuçlarından çıkarılan bir diğer sonuç ise sistemde farklı uygulamalara uyum sağlamak için farklı filtre seçimleri yapılabilmektedir. Yani sistem için uygunluğuna bakılarak bu çalışmada ele alınmayan daha birçok filtre ile darbe biçimlendirme mümkündür. Ancak, tez çalışmasında ele alınan filtre yapıları haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan ve karakteristikleri kullanılabilir diğer filtrelerin özelliklerini de kapsayan yapılar olduğu için karşılaştırma için yeterli olmaktadır.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, bileşke kanal etkisi ve enerji seviyesi kontrolü, çok taşıyıcı sistemlerde denkleştirme karmaşıklığını anlamak için araştırılmıştır. Bileşke kanal etkisine ait etkin katsayı adedi, kanalın, verici/alıcı filtrelerin ve SNR'nin bir fonksiyonu olarak elde edilmiştir. Bu amaçla bileşke kanal, sembol aralıklı bir FIR filtre olarak modellenmiş, akabinde katsayı adedini belirlemek için AIC yönteminden yararlanılmıştır. RRC ve Gauss filtreleri için elde edilen etkili katsayı adedi filtrelerin zaman ve frekans alanlarında gösterdiği karakteristik özelliklere göre değişmektedir. Bu yaklaşım, haberleşme ortamlarındaki farklı dağılımlara uyum sağlamak için verici/alıcı filtresi seçme esnekliği vaat etmektedir.

Ayrıca elde edilen katsayı adedinin enerji optimizasyonu ile en aza indirildiği gözlemlenmektedir. Bu şekilde denkleştirme karmaşıklığı da en aza indirgenmektedir. Şekil 4.4 ile Şekil 4.6, 4.8 ve 4.10 ele alındığında, en aza indirgenen, enerji optimize, katsayılı sistemden elde edilen EVM, etkin katsayılı sistemden edilen EVM ile karşılaştırıldığında dikkate alınmayacak kadar az, 5 dB civarında fark görülmüştür. Bu nedenle çok taşıyıcı sistemlerde, denkleştirme karmaşıklığını azaltmak ve sistem performansını iyileştirmek için bileşke kanala ait etkin katsayıları en aza indirmeye optimum bir çözümdür.

KAYNAKLAR

- [1] Arslan H. ve Bottomley E., Channel Estimation in Narrowband Wireless Communication Systems, *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2001, **1**(2), 201–219.
- [2] Şahin A., Aldırmaz S., Güvenç I., ve Arslan H., An Investigation on Number of Effective Taps For Multicarrier Schemes, *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC)*, Dresden, Almanya, 2-7 Haziran 2013.
- [3] Yazar A., ve Arslan H., Flexible Multi-Numerology Systems for 5G New Radio, *River Publishers Journal of Mobile Multimedia*, 2018, **14**(4), 367-394.
- [4] Zhang X., Jia M., Chen L., Ma J. ve Qiu J., Filtered-OFDM - Enabler for Flexible Waveform in the 5th Generation Cellular Networks, *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, San Diego, CA, USA, 6-10 Aralık 2015.
- [5] Morosi S., Biagini M., Argenti F., Del Re E., ve Yessenturayeva L., Frame design for 5G multicarrier modulations, *Proc. Int. Wireless Commun. Mobile Comput. Conf. (IWCMC)*, Dubrovnik, Hırvatistan, 24-28 Ağustos 2015.
- [6] Tipán M. N., Jiménez M. N., Cano I. N., ve Arévalo G., Comparison of clipping techniques for PAPR reduction in UFMC systems, *Proc. IEEE 9th Conf., Latin-Amer. Conf. Commun. (LATINCOM)*, Guatemala City, Guatemala, 8-10 Ekim 2017.
- [7] Farhang-Boroujeny B., OFDM versus filter bank multicarrier, *IEEE Signal Process. Mag.*, 2011, **28**(3), 92–112.
- [8] Wang A., Qiu Y., ve Lin L., A Low Complexity Channel Estimation Algorithm Based on Barker Code for IEEE802.11, *IEEE International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management (ISECS)*, Guangzhou, Çin, 3-4 Ağustos 2008.
- [9] Chen T., Zakharov Y. V., ve Liu C., Low-complexity channel-estimate based adaptive linear equalizer, *IEEE Signal Process. Lett.*, 2011, **18**(7), 427–430.
- [10] Klimentyev V.P., ve Sergienko A.B., A Low-Complexity SCMA Detector for AWGN Channel Based on Solving Overdetermined Systems of Linear Equations, *IEEE International Symposium Problems of Redundancy in Information and Control Systems (REDUNDANCY)*, St. Petersburg, Rusya, 26-29 Eylül 2016.
- [11] Kutz G., Zach N., ve Chen W., Low Complexity Frequency Domain LMMSE Equalization for Single Carrier Systems, *IEEE Commun. Lett.*, 2013, **17**(12), 2268-2271.

- [12] Şahin A., ve Arslan H., Edge windowing for OFDM based systems, *IEEE Commun. Lett.*, 2011, **15**(11), 1208–1211.
- [13] Ankaralı Z., Peköz B., ve Arslan H., Flexible Radio Access Beyond 5G: A Future Projection on Waveform, Numerology Frame Design Principles, *IEEE Access*, vol., 2017, **5**(1), 18295 - 18309.
- [14] Şenol Ü., Yazar A., Arslan H., Communications Scenarios and a New Mixed Numerology Set for Flying Base Stations in 5G and Beyond, *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*, Batum, Gürcistan, 4-7 Haziran 2018.
- [15] Yazar A., ve Arslan H., A Flexibility Metric and Optimization Methods for Mixed Numerologies in 5G and Beyond, *IEEE Access*, 2018, **6**(1), 3755- 3764.
- [16] Panayırıcı E., Şenol H., ve Vincent Poor H., Joint channel estimation, equalization, and data detection for OFDM systems in the presence of very high mobility, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2010, **58**(8), 4225–4238.
- [17] Barhumi I., Leus G., ve Moonen M., Equalization for OFDM over doubly-selective channels, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2006, **54**(4), 1445–1458.
- [18] Li Y. G., Cimini L. J., Jr., ve Sollenberger N. R., Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, 1998, **46**(7), 902–915.
- [19] Doğan S., Karabacak M., ve Arslan H., Optimization of Antenna Beamwidth under Blockage Impact in Millimeter-Wave Bands, *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Bolonya, İtalya, 9-12 Eylül 2018.
- [20] Strohmer T. ve Beaver S., Optimal OFDM Design for Time-Frequency Dispersive Channels, *IEEE Trans. on Comm.*, 2003, **51**(7), 1111–1122.
- [21] Şahin A., Güvenç I., ve Arslan H., A Survey on Multicarrier Communications: Prototype Filters, Lattice Structures, and Implementation Aspects, *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 2013, **16**(3) 1312–1338.
- [22] Ertürk S., *Sayısal Haberleşme*, 2nd ed., Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- [23] Proakis J., *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, New York, 2010.
- [24] Bottomley G., *Channel Equalization for Wireless Communications: From Concepts to Detailed Mathematics*, 1st ed., IEEE Series on Digital & Mobile Communication. Wiley, New Jersey, 2011.
- [25] Khan A. M., Jeoti V., ve Zakariya M. A., Improved pilot-based LS and MMSE channel estimation using DFT for DVB-T OFDM systems, *2013 IEEE Symp. on Wireless Technol. Appl. (ISWTA)*, Kuching, Malezya, 22-25 Eylül 2013.

- [26] Coleri S., Ergen M., Puri A., ve Bahai A., Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems, *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2002, **48**(3), 223–229.
- [27] Akaike H., A New Look at The Statistical Model Identification, *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1974, **19**(6), 716–723.
- [28] Burnham K. P., ve Anderson D., *Model Selection and Multi-Model Inference: a Practical Information-Theoretic Approach*, 2nd ed., Springer, Berlin, 2002.
- [29] Win M. Z., ve Scholtz R. A., Energy Capture vs. Correlator Resources in Ultra-Wide Bandwidth Indoor Wireless Communications Channels, *MILCOM 97 Proceeding*, Monterey, CA, USA, 3-5 Kasım 1997.
- [30] Chong E. K. P., ve Zak S. H., *An Introduction to Optimization*, 2nd ed., Interscience Series in Discrete Mathematics and Optimization. Wiley, New Jersey, 2001.
- [31] Georgiadis A., Gain, Phase Imbalance, and Phase Noise Effects on Error Vector Magnitude, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2004, **53**(2), 443-449.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Şenol Ü.**, Yazar A., Arslan H., Communications Scenarisos and a New Mixed Numerology Set for Flying Base Stations in 5G and Beyond, *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*, Batum, Gürcistan, 4-7 Haziran 2018.
- [2] **Şenol Kızılkaya Ü.**, Aldırmaz Çolak S., Arslan H., Minimizing The Number of Effective Channel Taps by Energy Optimization in Communications Systems, *IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Sivas, Türkiye, 24-26 Nisan 2019.



ÖZGEÇMİŞ

1994 yılında Antalya'da doğdu. Lise eğitimini Manavgat Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2016 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. 2016 yılında başladığı Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans öğrenimine devam etmektedir.

