

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**OFDM SİSTEMLERİNDE BAŞLANGIÇ EKİ TABANLI SEMBOL**  
**ZAMANLAMA ALGORİTMALARI**

**KEMAL YAĞLI**

**KOCAELİ 2023**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**OFDM SİSTEMLERİNDE BAŞLANGIÇ EKİ TABANLI SEMBOL**  
**ZAMANLAMA ALGORİTMALARI**

**KEMAL YAĞLI**

**Prof.Dr./Doç.Dr./Dr. Öğr. Üyesi**  
**Danışman, Kocaeli Üniv.**

.....

**Prof.Dr./Doç.Dr./Dr. Öğr. Üyesi**  
**Danışman, Kocaeli Üniv.**

.....

**Prof.Dr./Doç.Dr./Dr. Öğr. Üyesi**  
**Danışman, Kocaeli Üniv.**

.....

**Tezin Savunulduğu Tarih: 16.01.2023**

## ETİK BEYAN VE ARAŞTIRMA FONU DESTEĞİ

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

- Bu tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu,
- Çalışmamın hazırlık, veri toplama, analiz ve bilgilerin sunumu olmak üzere tüm aşamalarında bilimsel etik ilke ve kurallara uygun davrandığımı,
- Bu çalışma kapsamında elde edilen tüm veri ve bilgiler için kaynak gösterdiğimi ve bu kaynaklara kaynakçada yer verdiğimi,
- Bu çalışmanın Kocaeli Üniversitesi'nin abone olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü'nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun olduğunu,
- Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- Tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı,

beyan ederim.

☒ Bu tez çalışmasının herhangi bir aşaması hiçbir kurum/kuruluş tarafından maddi/alt yapı desteği ile desteklenmemiştir.

☐ Bu tez çalışması kapsamında üretilen veri ve bilgiler ..... tarafından ..... no'lu proje kapsamında maddi/alt yapı desteği alınarak gerçekleştirilmiştir.

Herhangi bir zamanda, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun saptanması durumunda, ortaya çıkacak tüm ahlaki ve hukuki sonuçları kabul ettiğimi bildiririm.

Kemal YAĞLI

## YAYIMLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI

Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda belirtilen koşullarla kullanıma açma iznini Kocaeli Üniversitesi'ne verdiğimi beyan ederim. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanımı bana ait olacaktır.

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

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

☐ Enstitü yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihinden itibaren 2 yıl ertelenmiştir.

☐ Enstitü yönetim kurulu gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihinden itibaren 6 ay ertelenmiştir.

☒ Tezim ile ilgili gizlilik kararı verilmemiştir.

Kemal YAĞLI

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), kablosuz haberleşme uygulamalarında verimli bant genişliği kullanımı sağlaması nedeniyle dördüncü nesil (fourth generation, 4G) uzun vadeli evrim (long term evolution, LTE) haberleşme sistemlerinde ve kablosuz bağlantı alanı (wireless fidelity, Wi-Fi) sistemlerinde tercih edilen hem bir çoğullama hem de bir modülasyon tekniğidir. OFDM sistemlerinde senkronizasyon sırasında gerçekleşen zamanlama hataları, semboller arası girişime (inter-symbol interference, ISI) ve taşıyıcılar arası girişime (inter-carrier interference, ICI) neden olmaktadır. Bu bozunumları azaltmak için alıcıda OFDM sembolünün başlangıç noktasının etkili bir şekilde tespit edilmesi gerekmektedir.

Bu tez çalışmasında literatürde var olan başlangıç eki tabanlı zamanlama algoritmaları detaylı bir şekilde incelenerek, özellikle çok yollu kanal koşullarında sembol zamanlama performansını artıran yeni bir başlangıç eki önerilmiştir.

Lisans ve yüksek lisans öğrenimim boyunca her zaman yardımını hissettiğim, haberleşme alanında kendimi geliştirmeme olanak sağlayan değerli danışmanım Doç. Dr. Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK'a, hayatımın her anında bana güvenen anneme, babama ve kardeşime sevgi ve destekleri için çok teşekkür ederim.

Haziran – 2023

Kemal YAĞLI

## İÇİNDEKİLER

ETİK BEYAN VE ARAŞTIRMA FONU DESTEĞİ	i
YAYIMLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI	ii
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
TABLolar DİZİNİ	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xiv
1. GİRİŞ VE LİTERATÜR TARAMASI	1
2. KABLOSUZ HABERLEŞME VE OFDM TEMELLERİ	11
2.1. Kablosuz Kanallarda Haberleşme	11
2.1.1. AWGN Kanal	11
2.1.2. Çok Yollu Yayılım	12
2.1.3. Doppler Frekans Kayması	12
2.1.4. Çok Yollu Kanal Gecikme Yayılımı	12
2.1.5. Güç Gecikme Profili	12
2.1.6. Uyumluluk Zamanı	13
2.1.7. Uyumluluk Bant Genişliği	13
2.1.8. Sönümleme Çeşitleri	14
2.1.9. Rayleigh Sönümlemeli Kanal	15
2.2. OFDM	15
3. OFDM SİSTEMLERİNDE SENKRONİZASYON	18
3.1. Sembol Zamanlama Hatalarının Etkileri	18
3.2. Frekans Senkronizasyonu Hatalarının Etkileri	22
3.3. IEEE 802.11a WLAN	24
3.3.1. PPDU Çerçeve Yapısı	25
3.3.2. PLCP Başlangıç Eki	26
3.3.3. Zamanlama Senkronizasyonu	30
3.4. LTE	32
3.4.1. Aşağı Yön Bağlantısı Çerçeve Yapısı	33
3.4.2. Hücre Arama Prosedürü	36
3.4.2.1. PSS	39
3.4.2.2. SSS	40
3.5. CAZAC Dizileri	45
4. BAŞLANGIÇ EKİ TABANLI SEMBOL ZAMANLAMA ALGORİTMALARI	48
4.1. Schmidl'in Yöntemi	48
4.2. Minn'in Yöntemi	50
4.3. Park'ın Yöntemi	51
4.4. Kim'in Yöntemi	52
4.5. Ren'in Yöntemi	53
5. ÖNERİLEN YÖNTEM VE BENZETİM SONUÇLARI	55

5.1. Önerilen Yöntem.....	55
5.2. Benzetim Sonuçları.....	57
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	67
KAYNAKLAR.....	68
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER.....	74
ÖZGEÇMİŞ.....	75

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	OFDM sembollerine CP yerleştirilmesi	16
Şekil 2.2.	Bir OFDM sisteminin genel modeli	17
Şekil 3.1.	Sembol başlangıç noktası tespiti için ISI'dan etkilenmeyen bölge	19
Şekil 3.2.	Sembol başlangıç noktası tespiti için dört farklı durum	19
Şekil 3.3.	Alıcıda alınan sembollerin yıldız diyagramı (a) 1.Durum: $\delta = 0$ (b) 2.Durum: $\delta = 5$	21
Şekil 3.4.	Normalize CFO'nun bileşenleri	23
Şekil 3.5.	IFO'nun alınan sinyal üzerindeki etkisi	24
Şekil 3.6.	CFO nedeniyle ICI	24
Şekil 3.7.	IEEE 802.11a çerçeve formatı	26
Şekil 3.8.	PLCP başlangıç eki yapısı	27
Şekil 3.9.	Gürültüsüz koşulda IEEE 802.11a standartında kaba ve hassas metrikler	32
Şekil 3.10.	Zaman ekseninde FDD modunda PSS ve SSS'nin konumları	34
Şekil 3.11.	Zaman ekseninde TDD modunda PSS ve SSS'nin konumları	34
Şekil 3.12.	Normal CP kullanıldığı varsayılarak LTE kaynak ızgarası	35
Şekil 3.13.	Hücre arama prosedürü ve aşağı yön bağlantısı senkronizasyonu	37
Şekil 3.14.	Zaman ve frekans senkronizasyonu, fiziksel katman hücre kimliğinin ( $C_{ID}$ ) tanımlanmasını içeren hücre arama prosedürü	38
Şekil 3.15.	Frekans ekseninde PSS'nin konumlandırılması	40
Şekil 3.16.	$C_{ID} = 7$ iken iletilen PSS	40
Şekil 3.17.	$C_{ID} = 387$ iken iletilen SSS	44
Şekil 3.18.	CAZAC dizisinin yıldız diyagramı	46
Şekil 3.19.	CAZAC ve PN dizilerinin normalize öz ilinti grafiği	47
Şekil 4.1.	Gürültüsüz kanalda Schmidl'in Yöntemi ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	50
Şekil 4.2.	Gürültüsüz kanalda Minn'in Yöntemi ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	51
Şekil 4.3.	Gürültüsüz kanalda Park'ın Yöntemi ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	52
Şekil 4.4.	Gürültüsüz kanalda Kim'in Yöntemi ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	53
Şekil 4.5.	Gürültüsüz kanalda Ren'in Yöntemi ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	54
Şekil 5.1.	Önerilen başlangıç ekinin örnekleri ( $N=64, \tau = 8, \mu = 1$ )	55
Şekil 5.2.	Gürültüsüz kanalda önerilen yöntem ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	56
Şekil 5.3.	CP başlangıcında oluşan tepe noktasının giderilmesi ( $N=256, N_{CP} = 64$ )	56
Şekil 5.4.	Benzetimlerde kullanılan OFDM çerçeve yapısının gösterimi	58
Şekil 5.5.	Gürültüsüz kanalda metrik çıktıları ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	59
Şekil 5.6.	Farklı SNR değerlerinde Schmidl'in yöntemi (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	60
Şekil 5.7.	Farklı SNR değerlerinde Minn'in yöntemi (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	60
Şekil 5.8.	Farklı SNR değerlerinde Park'ın yöntemi (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	60
Şekil 5.9.	Farklı SNR değerlerinde Kim'in yöntemi (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	61
Şekil 5.10.	Farklı SNR değerlerinde Ren'in yöntemi (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	61



Şekil 5.11.	Farklı SNR değerlerinde önerilen yöntem (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal	61
Şekil 5.12.	AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=64, N_{CP} = 16$ )	64
Şekil 5.13.	Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=64, N_{CP} = 16$ )	64
Şekil 5.14.	AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=128, N_{CP} = 16$ )	65
Şekil 5.15.	Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=128, N_{CP} = 16$ )	65
Şekil 5.16.	AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	66
Şekil 5.17.	Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=256, N_{CP} = 32$ )	66

## TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 1.1.	Senkronizasyon algoritması tasarımı yapılan çalışmalar ve özellikleri.....	7
Tablo 3.1.	IEEE 802.11a zamanla ilişkili OFDM PLCP parametreleri.....	27
Tablo 3.2.	Frekans alanında IEEE 802.11a kısa başlangıç eki.....	28
Tablo 3.3.	64 noktalı IFFT sonucunda elde edilen dizi.....	29
Tablo 3.4.	Zaman alanında IEEE 802.11a kısa başlangıç eki.....	29
Tablo 3.5.	Fiziksel katman hücre kimliği grubu $N_{ID}^{(1)}$ ile $m_0$ ve $m_1$ indisleri arası eşleme.....	43
Tablo 5.1.	Yöntemlerin başlangıç ekleri.....	57

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$(.)^*$	: Karmaşık eşlenik
$ \cdot $	: Mutlak değer
$\circ$	: Hadamard çarpımı
$\sigma^2$	: Varyans
$v$	: Verici ve alıcının bağıl hızı
$f_c$	: İletilen sinyalin merkez frekansı
$c$	: Elektromanyetik dalganın serbest uzayda yayılma hızı
$\theta$	: Sinyalin geliş açısı
$f_d$	: Doppler frekans kayması
$P_t$	: Alıcıya farklı yollardan gelen sinyallerin güçlerinin toplamı
$L$	: Çok yollu kanalda yol sayısı
$\sigma_\tau$	: RMS gecikme yayılımı
$T_c$	: Uyumluluk zamanı
$B_c$	: Uyumluluk bant genişliği
$B_s$	: İletilen işaretin bant genişliği
$N$	: Alt taşıyıcı sayısı, başlangıç eki uzunluğu
$\mathbb{N}$	: Doğal sayılar
$M$	: Modülasyon indeksi
$f_k$	: $k$ .alt taşıyıcı frekansı
$\phi_k$	: $k$ .alt taşıyıcı fazı
$T_S$	: Sembol periyodu
$i_k$	: $k$ .alt taşıyıcı
$T_{Alt}$	: Bir OFDM sembolünün gönderilmesi için ayrılan süre
$T_{CP}$	: CP'nin gönderilmesi için ayrılmış süre
$\tau_{max}$	: Çok yollu kanal gecikme yayılımının süresi
$x_i$	: $i$ .OFDM sembolü
$\delta$	: Sembol zamanlama hatası
$\xi$	: Normalize örnekleme saati frekans kayması
$T_b$	: Örnekleme zamanı
$\Delta f_c$	: Taşıyıcı frekansı kayması
$\varepsilon$	: Normalize taşıyıcı frekansı kayması
$\varepsilon_i$	: Tamsayı taşıyıcı frekansı kayması
$\varepsilon_f$	: Kesirli taşıyıcı frekansı kayması
$t_1-t_{10}$	: Kısa başlangıç eki sembolleri
$T_1-T_2$	: Uzun başlangıç eki sembolleri
$N_{SD}$	: Veri alt taşıyıcısı sayısı
$N_{SP}$	: Pilot alt taşıyıcısı sayısı
$N_{ST}$	: Toplam alt taşıyıcısı sayısı
$T_{FFT}$	: IFFT/FFT periyodu
$T_{PREAMBLE}$	: PLCP başlangıç eki süresi
$T_{SIGNAL}$	: SIGNAL sembolünün süresi
$T_{GI}$	: GI süresi
$T_{GI2}$	: GI2 süresi
$T_{SYM}$	: OFDM sembol süresi
$T_{SHORT}$	: Kısa başlangıç eki süresi

$T_{LONG}$	: Uzun başlangıç eki süresi
$\Delta f$	: Alt taşıyıcı frekans aralığı
$d$	: Metrik çıktısı için gözlem aralığı
$r(d)$	: Alınan sinyalin $d$ .örneği
$C_{ID}$	: Physical layer cell identity (Fiziksel katman hücre kimliği)
$N_{ID}^{(1)}$	: Cell-identity group (Hücre kimlik grubu)
$N_{ID}^{(2)}$	: Cell-identity (Hücre kimliği, S-ID)
$\mu$	: Dizi indeksi
$N_{ZC}$	: Zadoff-Chu dizisi periyodu
$N_{CP}$	: CP uzunluğu
$d_{\mu}(n)$	: $\mu$ dizi indeksi ile oluşturulmuş Zadoff-Chu dizisinin $n$ .örneği
$c(n)$	: $\mu$ dizi indeksi ile oluşturulmuş CAZAC dizisinin $n$ .örneği
$m(n)$	: m-dizisinin $n$ .örneği
$N_m$	: m-dizisi periyodu
$N_p$	: CAZAC dizisi periyodu
$\tau$	: Cyclic shift (Çevrimsel kayma) örnek miktarı
$\hat{d}$	: Kestirilen sembol başlangıç noktası
$d_g$	: Gerçek sembol başlangıç noktası
$\hat{d}_i$	: Her bir döngüde kestirilen sembol başlangıç noktası
$M_x(d)$	: $x$ 'in yöntemine ait zamanlama metriğinin $d$ .örneği
$P_x(d)$	: $x$ 'in yöntemine ait ilinti denkleminin $d$ .örneği
$R_x(d)$	: $x$ 'in yöntemine ait enerji denkleminin $d$ .örneği
$S_x$	: $x$ 'in yöntemine ait başlangıç eki
$A_{N/2}$	: $N/2$ uzunluğundaki rastgele karmaşık değerli PN dizisi
$A_{N/4}$	: $N/4$ uzunluğundaki rastgele karmaşık değerli PN dizisi
$B_{N/4}$	: $A_{N/4}$ dizisinin zaman ekseninde simetriği
$C_{N/2}$	: $N/2$ uzunluğundaki CAZAC dizisi
$C_{N/4}$	: $N/4$ uzunluğundaki CAZAC dizisi
$C_{\tau_{N/4}}$	: $N/4$ uzunluğundaki $\tau$ örnek çevrimsel kaydırılmış CAZAC dizisi
$S_N$	: -1 ve 1 değerlerinden oluşan $N$ uzunluğundaki PN dizisi
$m$	: Bağımsız Monte-Carlo döngü sayısı

### Kısaltmalar

3GPP	: Third-Generation Partnership Project (Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi)
4G	: Fourth Generation (Dördüncü Nesil)
5G	: Fifth Generation (Beşinci Nesil)
ACI	: Adjacent Channel Interference (Bitişik Kanal Girişimi)
ACPD	: Accumulated Correlation Peak Detection (Toplanmış İlinti Tepe noktası Algılama)
AGC	: Automatic Gain Control (Otomatik Kazanç Kontrolü)
ADC	: Analog-to-Digital Converter (Analog Sayısal Çevirici)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)

CAZAC	: Constant Amplitude Zero Autocorrelation (Sabit Genlik Sıfır Öz İlinti)
CCPD	: Continuous Correlation Peak Detection (Sürekli İlinti Tepe noktası Algılama)
CFO	: Carrier Frequency Offset (Taşıyıcı Frekansı Kayması)
CP	: Cyclic Prefix (Çevrimsel Ön Ek)
DAC	: Digital-to-Analog Converter (Sayısal Analog Çevirici)
DL	: Downlink (Aşağı Yön Bağlantısı)
FDM	: Frequency Division Multiplexing (Frekans Bölüşümlü Çoğullama)
FDD	: Frequency-Division Duplex (Frekans Bölmeli Dupleks)
FFT	: Fast Fourier Transform (Hızlı Fourier Dönüşümü)
FFO	: Fractional Carrier Frequency Offset (Kesirli Taşıyıcı Frekansı Kayması)
GI	: Guard Interval (Boşluk Zamanı)
ICI	: Inter-Carrier Interference (Taşıyıcılar Arası Girişim)
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform (Ters Hızlı Fourier Dönüşümü)
IFO	: Integer Carrier Frequency Offset (Tamsayı Taşıyıcı Frekansı Kayması)
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
ISI	: Inter-Symbol Interference (Semboller Arası Girişim)
LOS	: Line of Sight (Direk Görüş Hattı)
LTE	: Long Term Evolution (Uzun Vadeli Evrim)
LTE-A	: Long Term Evolution-Advanced (İleri Uzun Vadeli Evrim)
MAC	: Medium Access Control Layer (Ortam Erişim Kontrolü Katmanı)
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
ML	: Maximum Likeli-Hood (Maksimum Olabilirlik)
MSE	: Mean Square Error (Ortalama Karesel Hata)
MTO	: Mean of Timing Offset (Ortalama Zamanlama Kayması)
<i>M</i> -PSK	: <i>M</i> -Ary Phase Shift Keying ( <i>M</i> 'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
<i>M</i> -QAM	: <i>M</i> -Ary Quadrature Amplitude Modulation ( <i>M</i> 'li Karesel Genlik Modülasyonu)
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama)
PAPR	: Peak-to-Average Power Ratio (Tepe Gücü-Ortalama Güç Oranı)
PDF	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu)
PLCP	: Physical Layer Convergence Procedure (Fiziksel Katman Yakınsama Prosedürü)
PN	: Pseudo-Noise (Sözde Gürültü)
PHY	: Physical Layer (Fiziksel Katman)
PPDU	: Physical Layer Protocol Data Unit (Fiziksel Katman Protokolü Veri Birimi)
PRACH	: Physical Random Access Channel (Fiziksel Rasgele Erişim Kanalı)
PSDU	: Physical Layer Service Data Unit (Fiziksel Katman Servis Veri Birimi)
PSS	: Primary Synchronization Signal (Birincil Senkronizasyon Sinyali)
SC-FDMA	: Single-Carrier Frequency Division Multiplexing Access (Tek-Taşıyıcılı Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim)

SCFO	: Sampling Clock Frequency Offset (Örnekleme Saati Frekans Kayması)
SDR	: Software Defined Radio (Yazılım Tanımlı Radyo)
SISO	: Single-Input Single-Output (Tek-Girişli Tek-Çıkışlı)
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (Sinyal-Gürültü Oranı)
SSS	: Secondary Synchronization Signal (İkincil Senkronizasyon Sinyali)
STBC	: Space-Time Block Codes (Uzay Zaman Blok Kodlamaları)
STO	: Symbol Timing Offset (Sembol Zamanlama Kayması)
TDD	: Time-Division Duplex (Zaman Bölmeli Dupleks)
UE	: User Equipment (Kullanıcı Ekipmanı)
UL	: Uplink (Yukarı Yön Bağlantısı)
U-NII	: Unlicensed-National Information Infrastructure (Lisanssız-Ulusal Bilgi Altyapısı)
USRP	: Universal Software Defined Radio (Evrensel Yazılım Radyo Platformu)
ZAC	: Zero Autocorrelation (Sıfır Öz İlinti)
Wi-Fi	: Wireless Fidelity (Kablosuz Bağlantı Alanı)
WLAN	: Wireless Local Area Network (Kablosuz Yerel Alan Ağı)
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation (Karesel Genlik Modülasyonu)
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying (Karesel Faz Kaydırmalı Anahtarlama)

# OFDM SİSTEMLERİNDE BAŞLANGIÇ EKİ TABANLI SEMBOL ZAMANLAMA ALGORİTMALARI

## ÖZET

Dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) uzun vadeli evrim (long term evolution, LTE) ve kablosuz yerel alan ağları (wireless local area network, WLAN) standartlarında kullanılan verimli bir haberleşme sistemidir. Haberleşme sisteminde vericiden gönderilen sinyal, alıcı tarafa verici-alıcı arasındaki mesafeye bağlı olarak belirli bir gecikme ile gelmektedir. Bununla beraber verici iletim yaparken, alıcı herhangi bir zamanda açılmış olabilir ve almış olduğu veriyi demodüle edebilmek için paket başlangıcını bilmesi gerekmektedir. OFDM sistemlerinde sembol başlangıç noktasının doğru bir şekilde bulunabilmesi için OFDM çerçevesine bir başlangıç eki yerleştirilmektedir. Alıcıda başlangıç ekinin periyodik özelliklerinden yararlanan ilinti tabanlı bir zamanlama metriği kullanılarak sembol başlangıç noktası belirlenmektedir. Bu tez çalışması kapsamında, OFDM sistemleri için başlangıç eki tabanlı sembol zamanlama algoritmaları incelenmiştir. Ayrıca, ideal ilinti özelliklerine sahip sabit genlik sıfır öz ilinti (constant amplitude zero autocorrelation, CAZAC) dizisini kullanan yeni bir başlangıç eki yapısı önerilmektedir. Zamanlama algoritmalarının başarımları, önerilen başlangıç ekini içeren yöntem ile ortalama karesel hata (mean square error, MSE) cinsinden karşılaştırılmıştır. Benzetimler toplanır beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) ve Rayleigh çok yollu sönmülemeli kanal koşullarında yapılmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen yöntemin özellikle Rayleigh çok yollu sönmülemeli kanal koşullarında daha iyi MSE performansı sağladığını göstermektedir.

**Anahtar Kelimeler:** Başlangıç Eki, CAZAC Dizisi, OFDM, Senkronizasyon, Zamanlama.

# **PREAMBLE-BASED SYMBOL TIMING ALGORITHMS IN OFDM SYSTEMS**

## **ABSTRACT**

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is an efficient communication system used in long term evolution (LTE) and wireless local area network (WLAN) standards. In the communication system, the signal sent from the transmitter arrives at the receiver with a certain delay depending on the distance between the transmitter and the receiver. However, while the transmitter is transmitting a signal, the receiver can be switched on at any time and needs to estimate the beginning of the packet in order to demodulate the received data. In OFDM systems, a preamble is added in OFDM frame in order to find the correct symbol starting point. In the receiver, the symbol starting point is estimated by a correlation-based timing metric that uses the periodic properties of the preamble. Within the scope of this thesis, preamble-based symbol timing algorithms for OFDM systems are investigated. Moreover, a novel preamble structure using the constant amplitude zero autocorrelation (CAZAC) sequence is proposed. The performance of the timing synchronization algorithms has been compared with the proposed method in terms of mean squared error (MSE). The simulations are performed under additive white Gaussian noise (AWGN) and Rayleigh multipath fading channels. The simulation results indicate that the proposed method provides better timing MSE performance, especially in Rayleigh multipath fading channel condition.

**Keywords:** Preamble, CAZAC sequence, OFDM, Synchronization, Timing.



## 1. GİRİŞ VE LİTERATÜR TARAMASI

Dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), yüksek spektral verimliliği nedeniyle kablosuz bağlantı alanı (wireless fidelity, Wi-Fi), dördüncü nesil (fourth generation, 4G) uzun vadeli evrim (long term evolution, LTE) ve ileri LTE (LTE Advanced, LTE-A) standartlarının yanı sıra beşinci nesil (fifth generation, 5G) sistemler gibi birçok kablosuz iletişim uygulamasında yaygın olarak kullanılmaktadır. OFDM geniş bant bir sistemdir ve iletim frekansı birbirine dikgen alt taşıyıcılara bölünmüştür. Ancak, alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliği bozan sembol zamanlama kayması (symbol timing offset, STO) ve taşıyıcı frekansı kaymasına (carrier frequency offset, CFO) oldukça hassastır. Bu bozulmalar, semboller arası girişim (inter-symbol interference, ISI) ve taşıyıcılar arası girişime (inter-carrier interference, ICI) neden olmaktadır. Bu nedenle OFDM alıcısında senkronizasyon, gerçekleştirilmesi gereken önemli bir adımdır.

OFDM sistemlerinde senkronizasyon, zamanlama ve frekans senkronizasyonu olarak iki gruba ayrılmaktadır. OFDM’de zamanlama senkronizasyonun amacı, alıcıda hızlı Fourier dönüşümünün (fast Fourier transform, FFT) gerçekleştirileceği doğru sembol başlangıç noktasını tahmin etmektir. Sembol başlangıç noktası tespiti için kullanılan algoritmanın haberleşme kanalının bozucu etkilerine karşı başarısız olduğu durumlarda STO oluşmaktadır. Ayrıca, Doppler kayması veya yerel osilatörler arasındaki faz farklılıklarından dolayı oluşabilecek frekans bozulmalarını düzeltmek için frekans senkronizasyonuna ihtiyaç duyulmaktadır (Cho ve diğ., 2010). Zaman ve frekans senkronizasyonunun hem birlikte hem de ayrı ayrı analiz edildiği birçok çalışma bulunmaktadır.

Zamanlama için senkronizasyon teknikleri, temelde iki kategoriye ayrılmaktadır. Bunlar, veri tabanlı (başlangıç ekine dayalı) ve veri tabanlı olmayan (kör) teknikler olarak bilinmektedir. Kör tekniklerde, alıcıya ulaşan sinyalin enerjisi ile ilgili istatistiksel özellikleri kullanılabildiği gibi (Terry ve Heiskala, 2001), zaman ekseninde halihazırda OFDM sinyallerinin doğasında bulunan ve periyodik bir yapıya sahip olan çevrimsel ön ekten (cyclic prefix, CP) de faydalanılabilmektedir. Veri tabanlı algoritmalarda ise içerisinde özel bir örüntü bulunduran bir başlangıç eki ve başlangıç eki yapısı içerisindeki örüntüyü inceleyen zamanlama metriği kullanılmaktadır.

Literatürde ilk CP tabanlı teknik, (Van de Beek ve diğ., 1997)'nin çalışmasında önerilmiştir. Sembol zamanlaması için CP ilintisini kullanan maksimum olabilirlik (maksimum likelihood, ML) tahmin edicisi kullanılmıştır. Düşük karmaşıklığı ve düşük ek yükü nedeniyle ilgi çekici bir çalışma olmuştur, ancak özellikle çok yollu sönümlemeli kanallardaki performansı ciddi şekilde bozulmaktadır (Nasraoui, 2015).

Birçok kablolu haberleşme standartında zamanlama senkronizasyonu için başlangıç ekine dayalı şemalar kullanılmaktadır. Performansı iyileştirmek için, farklı pilot sinyalleri kullanılarak çeşitli başlangıç ekleri önerilmiştir. Literatürde başlangıç eki tabanlı ve en bilinen çalışma, Schmidl ve Cox tarafından gerçekleştirilmiştir (Schmidl ve Cox, 1997). Sembol zamanlamasının yapılabilmesi için iki özdeş parçaya sahip sözde gürültü (pseudo-noise, PN) dizisinden oluşan bir başlangıç eki yapısının öz ilintisinin kullanıldığı bir algoritma tasarlanmıştır. Basit ve güçlü bir yöntem olmasına rağmen zamanlama metriği istenmeyen bir plato etkisi oluşturmaktadır. Plato etkisi, başlangıç eki için kullanılan tüm CP örnekleri boyunca tepe değeri alınması durumuna karşılık gelmektedir. Bu etki OFDM çerçevesinin başlangıcının tespitinde belirsizliğe neden olmaktadır. (Minn ve diğ., 2000)'de yapılan bir başka çalışmada başlangıç eki yapısında negatif değerli örnekler kullanılarak plato etkisi azaltılmıştır. Ancak bu zamanlama algoritması, sembol başlangıç noktası etrafında birçok yan lob oluşturmaktadır. Daha sonra, (Park ve diğ., 2003) ve (Kim ve diğ., 2005)'te yazarlar bu yan lobların oluşumunu engelleyerek daha keskin bir zamanlama tahmini yapmak istemişlerdir. Dürtü benzeri bir çıktı veren zamanlama metriği fonksiyonu elde etmelerine rağmen özellikle çok yollu kanal koşullarında tatmin edici olmayan bir zamanlama performansı sunulmuştur.

OFDM sembolünde bulunan bir çok alt taşıyıcı nedeniyle PN dizisi içeren başlangıç ekleri, yüksek tepe gücü-ortalama güç oranı (peak-to-average power ratio, PAPR) içermektedir. Dolayısıyla, iletim esnasında doğrusal olmayan bozulma (nonlinear distortion) durumunda, senkronizasyon yönteminin performansı düşmektedir (Ren ve diğ., 2005). Bu durum nedeniyle bahsedilen önceki çalışmalardan farklı olarak, (Ren ve diğ., 2005)'te yazarlar başlangıç eki içerisindeki özel örüntü yapısını PN dizisi yardımı ile oluşturmak yerine, sabit genlik sıfır öz ilinti (constant amplitude zero autocorrelation, CAZAC) dizisinden faydalanmışlardır. Bu yöntemle zamanlama metriğinde yan loblar neredeyse tamamen engellenerek sembol başlangıç noktasını tahmininin doğruluğu

önemli ölçüde iyileştirilmiştir. Ren'in yöntemi, toplanır beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) altında iyi performans göstermiştir ancak çok yollu kanal altında performansı önemli ölçüde düşmektedir.

(Morelli ve diğ., 2007)'deki çalışmada, OFDM için senkronizasyon alanındaki daha önce yayımlanmış makaleleri değerlendirmek amacıyla bir tarama makalesi sunulmuştur. Senkronizasyon hatalarının sistem performansı üzerindeki etkileri, zamanlama ve frekans senkronizasyonunu elde etmek için bazı yaygın yöntemler gözden geçirilmektedir.

(Awoseyila ve diğ., 2008)'de, OFDM sistemlerinde sembol zamanlama kaymasını tahmin etmek için geliştirilmiş bir yöntem sunulmuştur. (Schmidl ve Cox, 1997)'deki çalışmada önerilen başlangıç eki yapısı kullanılmaktadır. Ek olarak, başarımı artırmak amacıyla özilinti tekniğini kısıtlanmış çapraz ilinti (restricted cross correlation) işlemi ile birleştirmişlerdir. Yöntemin hem AWGN kanalda hem de çok yollu sönümlemeli kanalda mevcut yöntemlere göre performansı artırdığı gözlemlenmektedir. Çalışmada yapılan benzetimlerde AWGN kanalda başlangıç eki uzunluğu  $N=64$  ve CP uzunluğu  $N_{CP} = 16$  seçildiği durumda, 8 dB'de Schmidl'in yöntemi için yaklaşık  $10^2$  ortalama karesel hata (mean square error, MSE) sonucu elde edilirken, yazarların önerdiği yöntemde yaklaşık  $10^{-2}$  elde edilmiştir.  $N=256$  ve CP uzunluğu  $N_{CP} = 16$  seçildiği çok yollu sönümlemeli kanal koşulunda ise  $10^0$ 'ın altında ortalama karesel hata ile sembol başlangıç noktası tahmini yapılmaktadır.

(Kung ve Parhi, 2011)'de yazarlar önceki yöntemlerden farklı olarak sembol zamanlama senkronizasyonunu ilk defa frekans ekseninde gerçekleştirmektedir. Frekans ekseninde çalışılmasının nedeni ultra düşük güçlü verici tasarımı yapılarak iletim gücünün azaltılması olarak belirtilmiştir. Başlangıç eki dizisi, 1 değerine sahip bir eleman hariç tümü 0 değerleri ile oluşturulmaktadır. Kullanılan başlangıç eki nedeniyle zaman ekseninde küçük öz ilinti değeri alınmaktadır, ancak frekans ekseninde önerilen zamanlama metriğinin kullanılabileceği belirtilmiştir. Performans ölçütü olarak doğru sembol senkronizasyonu olasılığı (probability of correct symbol synchronization) kullanılmıştır. Yazarların önerdiği yöntemin doğru sembol senkronizasyonu olasılığı  $N=256$  ve CP uzunluğu  $N_{CP} = 64$  seçildiği durumda, SUI (Stanford University Interim)

kanal modellerinden SUI-3 ve SUI-4 kullanıldığında, 10 dB’de sırasıyla 0.98 ve 0.88 olarak belirtilmiştir.

(Wang ve diğ., 2015)’te, (Minn ve diğ., 2000)’de yapılan çalışmaya benzer olarak 4 parçadan oluşan başlangıç eki kullanılmaktadır. Farklı olarak, başlangıç eki vericiden gönderilirken eş uzunluğa sahip iki PN dizisi tarafından ağırlıklandırılarak gönderilmektedir. Yazarlar bu yöntemle PN dizileri ile ağırlıklandırma sayesinde zamanlama metriğinin ardışık iki değeri arasındaki farkı azaltarak performansı artırmaya çalışmışlardır. Yazarlar önerdikleri yöntemin performansını sembol zamanlama hata oranı (symbol timing error rate), ortalama hata (error mean) ve standart sapma (standard deviation) metrikleri ile incelemiştir. CP uzunluğu  $N_{CP} = 16$ , başlangıç eki uzunluğu ise  $N=128$  ve 1024 seçilmiştir. Çok yollu sönümlemeli frekans seçici kanalda, başlangıç eki uzunluğunun arttığı durumda diğer yöntemlere göre performansın daha fazla arttığı gözlemlenmiştir. Ancak, her iki başlangıç eki uzunluğunda da (Minn ve diğ., 2000)’deki yöntemin daha başarılı standart sapma sonucu verdiği gözlemlenmektedir.

(Nasraoui ve diğ., 2015)’te yazarlar (Schmidl ve Cox, 1997)’de kullanılan başlangıç ekini, çok-girişli çok-çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) OFDM sistemleri için uyarlamışlardır. İletim çeşitliliğini (transmit diversity) sağlamak için Alamouti ve farksal Alamouti uzay zaman blok kodlamaları (Space-Time Block Codes, STBC) kullanılmaktadır. İki aşamalı sembol başlangıç noktası tespiti algoritması verilip, elde edilen sonuçlar tek-girişli tek-çıkışlı (Single-Input Single-Output, SISO) sistem ile karşılaştırılmaktadır. Performans ölçütü olarak doğru tespit oranı (correct detection rate) ve zamanlama kestirimi varyansı kullanılmıştır.  $N=1024$  ve  $N_{CP} = 102$  seçilmiştir. İletim çeşitliliğinden yararlanıldığı durumlarda SISO sisteme göre performansın arttığı gözlemlenmiştir. Çok yollu kanalda doğru tespit oranı çıktısı incelendiğinde SNR değerinin 10 dB’den düşük olduğu durumlarda SISO sisteme göre yaklaşık 3 dB kazanç sağlanmıştır. Zamanlama kestirimi varyansı çıktısı incelendiğinde uyumlu Alamouti kodlu tahmin edici (mükemmel kanal bilgisi varsayımı altında), 14 dB’de yaklaşık  $10^0$  zamanlama kestirimi varyansı ile en iyi senkronizasyon performansını sunmaktadır.

(Nasir ve diğ., 2016)'da, 2010'dan 2014'e kadar farklı haberleşme sistemleri için önerilmiş zaman ve frekans senkronizasyonu teknikleri incelenerek kapsamlı bir literatür taraması ve araştırmaların sınıflandırılması sunulmuştur.

(Ma ve diğ., 2016)'da yazarlar başlangıç ekinin ikinci yarısının ilk yarısının karmaşık eşleniği olduğu bir yapı tasarlamıştır. Alıcıda başlangıç ekinin geldiğini anlamak için farksal ilinti (differential correlation) adını verdikleri yöntem kullanılmaktadır. Buna göre alıcıda ayarlanabilir bir parametreye bağlı olarak farksal ilinti fonksiyonu hesaplanmaktadır. Farklı parametrelerle elde edilen sonuçlar (Schmidl ve Cox, 1997) ve (Ren ve diğ., 2005)'teki yöntemlerle karşılaştırılmıştır. Parametrenin değeri arttıkça elde edilen performans artmaktadır ancak hesaplama karmaşıklığı da artmaktadır. Benzetimlerde  $N=256$  ve  $N_{CP} = 32$  seçilmiştir ve MSE metriği kullanılmıştır. Hem yazarların önerdiği yöntem hem de Ren'in yöntemi, çok yollu kanalda  $SNR > 5$  dB'de Schmidl'in yönteminden daha iyi performans göstermiştir.  $SNR < 10$  dB için ise yazarların önerdiği yöntem, Ren'in yönteminden daha başarılıdır. Örneğin, parametrenin 3 ve 7 seçildiği durumlarda, MSE çıktısında sırasıyla 5 dB ve 8 dB iyileştirme gözlemlenmektedir.

(Li ve diğ., 2016)'daki çalışmada, ileri LTE'deki senkronizasyon sürecini anlatmak için gerçek zamanlı bir test platformu geliştirilmiştir. Yazılım tanımlı radyo (software defined radio, SDR) uygulaması için, sinyal işleme blokları sunulan GNU Radio ve Evrensel Yazılım Radyo Platformu (Universal Software Defined Radio, USRP) kullanılmaktadır. Alıcı ve vericideki sinyal işleme adımları verilerek, senkronizasyon sinyalleri kullanılarak elde edilen senkronizasyon ve hücre arama prosedürleri incelenmektedir.

(Jian ve diğ., 2018)'de, CAZAC dizisinden faydalanılarak oluşturulmuş 4 parçaya sahip bir başlangıç eki kullanılmaktadır. Alıcıda zamanlama metriği düşük hesaplama karmaşıklığı oluşturacak şekilde tasarlanmıştır. Benzetimlerde  $N=256$  ve  $N_{CP} = 32$  kullanılmıştır. Yazarlar önerdikleri yöntemin sonuçlarını AWGN kanalda (Minn ve diğ., 2000), (Park ve diğ., 2003) ve (Ren ve diğ., 2005)'teki çalışmalarda bulunan yöntemlerle MSE metriği ve benzetim zamanı üzerinden karşılaştırmıştır. Sunulan yöntem, Park ve Ren'in yöntemlerine göre,  $SNR < 0$  dB olduğunda daha küçük MSE değerlerine sahiptir, ancak  $SNR \geq 0$  dB olduğunda yöntemler benzer MSE sonuçları vermektedir.

(Du ve diğ., 2019)'da yazarlar, optik OFDM sistemleri için bir başlangıç eki önermiştir. PN dizisi ile PN dizisinin simetriği ve eşleniği olan dizinin negatif değerlerinin birlikte kullanılması ile bir başlangıç eki oluşturulmuştur. Keskin bir zamanlama çıktısı elde etmek için, zamanlama metriği iki zamanlama metriğinin çarpımı olacak şekilde tasarlanmıştır. Elde edilen performans (Schmidl ve Cox, 1997), (Minn ve diğ., 2000) ve (Park ve diğ., 2003)'teki yöntemlerle karşılaştırılmıştır.  $N=256$  ve  $N_{CP} = 8$  kullanılmıştır. AWGN kanalda, yazarların önerdiği yöntem -7 dB'de doğru sembol senkronizasyonu olasılığı için 1 sonucuna ulaşmaktadır.

Bir başka çalışma olan (Fan ve diğ., 2020)'de yazarlar, (Jian ve diğ., 2018)'deki çalışmaya benzer şekilde CAZAC dizisini kullanarak bir zaman ve frekans senkronizasyonu yöntemi tasarlamışlardır. Benzetimlerde  $N=256$  ve  $N_{CP} = 64$  kullanılmıştır. Verilen MSE çıktısına göre, yazarların önerdiği yöntem AWGN kanalda yaklaşık -1 dB'de hatasız sembol senkronizasyonunu sağlamaktadır.

(Bustamente ve diğ., 2020)'de, kablosuz yerel alan ağları (wireless local area network, WLAN) standartlarında kullanılan kısa başlangıç eki (short preamble) ve uzun başlangıç ekini (long preamble) kullanan bir senkronizasyon süreci incelenmiştir. USRP kullanılarak OFDM tabanlı sistemin senkronizasyonu çerçeve tespiti, zamanlama senkronizasyonu ve frekans kayması tespiti (CFO detection) adımları ile elde edilmektedir. Zamanlama senkronizasyonu için kısa ve uzun başlangıç ekleri ayrı ayrı kullanılıp, elde edilen başarımlar histogram oluşturularak gösterilmiştir. 300 deneme sonucunda, kısa başlangıç eki kullanılarak 6.589, uzun başlangıç eki kullanılarak 45.040 ortalama zamanlama varyansı elde edilmiştir. Frekans kayması tespiti için ise iki farklı test durumu, USRP'lerin 0.3 ve 6 metre aralıklarla yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur.

(Jung ve diğ., 2021)'de, OFDM tabanlı sistemlerde STO ve kesirli CFO'yu kestirmek üzere CP tabanlı bir yöntem sunulmaktadır. Benzetimlerde 5G araştırmaları için önerilmiş kanal modellerinden birisi olan TDL-A (tapped delay line-A) kanal modeli uygulanmış ve  $N=2048$  ve  $N_{CP} = 144$  kullanılmıştır. Sembol zamanlama metriğinin karşılaştırılan geleneksel yöntemle göre daha keskin bir çıktı ürettiği paylaşılmıştır.

(Peng ve diğ., 2023)'de yazarlar, CAZAC tipi bir dizi olan Zadoff-Chu dizisi tabanlı başlangıç eki tasarımı yapmışlardır. Başlangıç eki, parametre olarak belirlenen bir

değişken sayısında özdeş Zadoff-Chu dizisinden oluşmaktadır. Başlangıç ekinin tespit edilebilmesi için öncelikle alıcıda çapraz ilinti işlemi uygulanmaktadır. Değişken parametreye bağlı olarak elde edilen ilinti değerleri ve indisleri kaydedilerek çoklu ilinti tepe noktalarının arasındaki mesafenin eşit olup olmadığı incelenmiştir. Bu temele dayanarak, sürekli ilinti tepe noktası algılama (continuous correlation peak detection, CCPD) ve geliştirilmiş algoritması olan toplanmış ilinti tepe noktası algılama (accumulated correlation peak detection, ACPD) algoritması önerilmektedir. Başlangıç ekinde 8 özdeş Zadoff-Chu kullanıldığında ve  $N=512$  seçildiğinde, doğru zamanlama olasılığı grafiği %100'e ulaştığında CCPD'nin performansı (Du ve diğ., 2019)'daki Du'nun algoritmasından 4 dB daha yüksek ve ACPD'nin performansı Du'nun algoritmasından 7 dB daha yüksek sonuca ulaşmaktadır.

Tablo 1.1'de yukarıda bahsedilen çalışmalardan senkronizasyon algoritması tasarımı üzerine olan çalışmalar ve bu çalışmaların özellikleri verilmiştir.

Tablo 1.1. Senkronizasyon algoritması tasarımı yapılan çalışmalar ve özellikleri

Referans	Senkronizasyon Tekniği	Başlangıç Eki Dizisi	Zaman/Frekans	Kanal	Başlangıç Eki ve CP Uzunluğu	Perf. Ölçütü
(Van de Beek ve diğ., 1997)	CP tabanlı	-	Zaman ve Frekans	AWGN ve Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlemeli)	$N=256$ $N_{CP} = 1:15$	MSE
(Schmidl ve Cox, 1997)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman ve Frekans	AWGN ve Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlemeli)	$N=1024$ $N_{CP} = 102$	MSE
(Minn ve diğ., 2000)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	AWGN ve Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlemeli)	$N=1024$ $N_{CP} = 102$	MSE, MTO
(Park ve diğ., 2003)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	Çok Yollu Kanal (HIPERLAN/2 İç Mekan A)	$N=64$ $N_{CP} = 16$	MSE, MTO
(Kim ve diğ., 2005)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman ve Frekans	Çok Yollu Kanal (ITU-R M.1225 Ped-B 3 km/h, ITU-R M.1225 Veh-A 60 km/h)	$N=1024$ $N_{CP} = 128$	Tespit Olasılığı, Yanlış Alarm Oranı, Kaçırma Olasılığı,

						Ortalama Süre
(Ren ve diğ., 2005)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN, CAZAC	Zaman ve Frekans	Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlmeli)	$N=1024$ $N_{CP} = 128$	MSE
(Awoseyila ve diğ., 2008)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	AWGN ve Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlmeli)	$N=64, 256$ $N_{CP} = 16$	MSE
(Kung ve Parhi, 2011)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	AWGN ve Çok Yollu Kanal (SIU-1, SIU-2, SIU-3, SIU-4)	$N=256$ $N_{CP} = 64$	Doğru Tespit Olasılığı
(Wang ve diğ., 2015)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	AWGN ve Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlmeli)	$N=128$ $N_{CP} = 16$	Hata Oranı, Ortalama Hata, Standart Sapma
(Nasraoui ve diğ., 2015)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlmeli)	$N=1024$ $N_{CP} = 128$	Doğru Tespit Olasılığı, MSE
(Ma ve diğ., 2016)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman	Çok Yollu Kanal (Rayleigh Sönümlmeli)	$N=256$ $N_{CP} = 32$	MSE
(Jian ve diğ., 2018)	Başlangıç Eki Tabanlı	CAZAC	Zaman	AWGN	$N=256$ $N_{CP} = 32$	MSE, MTO, Ortalama Süre
(Du ve diğ., 2019)	Başlangıç Eki Tabanlı	PN	Zaman ve Frekans	AWGN	$N=256$ $N_{CP} = 8$	Doğru Tespit Olasılığı, Bit Hata Oranı
(Fan ve diğ., 2020)	Başlangıç Eki Tabanlı	CAZAC	Zaman ve Frekans	AWGN	$N=256$ $N_{CP} = 64$	MSE
(Jung ve diğ., 2021)	CP tabanlı	-	Zaman ve Frekans	Çok Yollu Kanal (TDL- A)	$N=2048$ $N_{CP} = 144$	MSE
(Peng ve diğ., 2023)	Başlangıç Eki Tabanlı	CAZAC	Zaman ve Frekans	AWGN	$N=4096$ $N_{CP} = 290$	Doğru Tespit Olasılığı

CAZAC dizisi ideal ilinti özelliklerine sahiptir. Bu yüzden, OFDM sistemlerinin senkronizasyonunun yanı sıra kanal kestirimi ve optik haberleşme sistemlerinde kromatik dispersiyon (chromatic dispersion, CD) tespiti gibi birçok uygulamada tercih edilmektedir (Gong ve diğ., 2013; Chung ve diğ., 2016; Wu ve diğ., 2019). Ayrıca (Berggren ve Popovic, 2022)'deki çalışmada sıfır otokorelasyon (ZAC) dizilerinin



döngüsel olarak kaydırılmış (cyclically shifted) versiyonlarından oluşturulmuş yeni bir dalga formu önerilmiştir.

Bir tür CAZAC tipi dizi olan Zadoff-Chu dizisi, LTE ve ileri uzun vadeli evrim (long term evolution-advanced, LTE-A) standartlarında kullanılmaktadır (3GPP, 2010; 3GPP, 2022). Aşağı yön bağlantısı (downlink, DL) senkronizasyonu için birincil senkronizasyon sinyalinde (primary synchronization signal, PSS) Zadoff-Chu dizisinden faydalanılmıştır. Kullanıcı (user equipment, UE), hücre arama prosedürü (cell search procedure) sırasında yuva (slot) zamanlamasını ve fiziksel katman kimliğini (physical-layer identity) PSS ile kestirmektedir. (Zhang ve diğ., 2012).

Bu çalışmada zamanlama senkronizasyonu kısmına ağırlık verilmiştir. Yapılan literatür taramasına dayanarak, literatürdeki farklı zamanlama algoritmalarının başlangıç eki yapıları ve zamanlama metrikleri detaylı olarak analiz edilmiştir ve sembol başlangıç noktası kestiriminin performansını artırmak amacıyla CAZAC dizisinin ideal ilinti özelliklerinden yararlanan yeni bir başlangıç yapısı önerilmiştir.

#### Tezin İçeriği:

Tez çalışmasının konusunun OFDM sistemlerinde kullanılan sembol zamanlama algoritmaları olması dolayısıyla konuya giriş olarak 2. Bölümde kablosuz kanallarda haberleşme ve OFDM tekniği tanıtılarak avantajları ve dezavantajlarından bahsedilmiştir.

3. Bölümde, senkronizasyon hatalarının OFDM sisteminde oluşturduğu etkiler verilmiştir. Bununla birlikte Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) 802.11a (IEEE, 1999) ve Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (3GPP, third-generation partnership project) LTE kablosuz haberleşme standartlarında (3GPP, 2010; 3GPP, 2022) çerçeve yapıları, senkronizasyon için kullanılan başlangıç eki konumları ve yapıları incelenmiştir. Son olarak, CAZAC dizisinin matematiksel tanımı ve özellikleri verilerek senkronizasyon uygulamalarındaki önemi incelenmiştir.

4. Bölümde yeni bir başlangıç eki ya da metrik tasarımı yapıldığında sıklıkla performans ölçütü olarak karşılaştırma amacıyla kullanılan literatürdeki mevcut sembol zamanlama

algoritmaları gözden geçirilmektedir. Bu yöntemlerdeki başlangıç eki ve zamanlama metriği yapıları verilerek gürültüsüz kanal koşullarındaki çıktıları gösterilmiştir.

5. Bölümde önerilen yeni bir başlangıç ekinin, yapısı ve tasarımındaki amaçları verilerek zamanlama metriği çıktısı paylaşılmıştır. Önerilen yöntemin bilgisayar ortamında MATLAB programı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları bir önceki bölümde incelenen sembol zamanlama algoritmaları ile karşılaştırılarak paylaşılmıştır. Benzetimde kullanılan çerçeve yapısı açıklanarak öncelikle gürültüsüz kanalda, ardından toplanır beyaz Gauss gürültüsü (AWGN, additive white Gaussian noise) ve Rayleigh çok yollu sönmülemeli kanalda farklı sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerlerinde metrik çıktılarının davranışı gözlemlenmiştir. Bölümün sonunda zamanlama algoritmalarının performansı ortalama karesel hata (MSE, mean square error) hesaplaması yapılarak değerlendirilmiştir.

6. Bölümde tez çalışmasının sonuçları üzerinde durulmuş ve gelecekte OFDM sistemlerindeki başlangıç ekleri ile ilgili yapılabilecek çalışmalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

## 2. KABLOSUZ HABERLEŞME VE OFDM TEMELLERİ

Yüksek veri hızı iletimi, geniş bant genişliğine sahip kanallar gerektirmesi nedeniyle kablosuz iletişim sistemleri için büyük bir zorluk gerektirirler. OFDM, son zamanlarda birçok uygulamada kablosuz kanallar üzerinden iletim için popüler bir teknik haline gelmiştir. Bu bölümde, OFDM tekniği kullanılarak kablosuz kanallar üzerinden iletişimi daha iyi anlamak için kablosuz haberleşme ortamının ve OFDM'nin temel özellikleri verilmektedir.

### 2.1. Kablosuz Kanallarda Haberleşme

Bir kablosuz haberleşme sistemi, verici ve alıcıda bulunan antenler vasıtasıyla bilginin hava yolu ile iletilip alınmasına dayanmaktadır. Verici ile alıcı arasında bulunan kanalda direk görüş hattı (line of sight, LOS) olmadığında, vericiden gönderilen sinyal hava ortamında bulunan birçok engel nedeniyle çok yollu sönmülemeye (multipath fading) uğramaktadır. Çok yollu sönmüleme etkisi alıcıya ulaşan sinyalin genliği ve fazında bozulmalara yol açmaktadır (Rappaport, 2001).

#### 2.1.1. AWGN Kanal

Kanal tipleri içerisinde sayısal haberleşme sisteminde kullanılabilecek en basit kanal tipi toplanır beyaz Gauss gürültülü (additive White Gaussian noise, AWGN) kanaldır (Sklar, 2001). Toplanır gürültü olarak adlandırılmasının nedeni iletilen işaretin üzerine doğrudan eklenmesi ve çarpıcı etkenlerin söz konusu olmamasıdır. AWGN kanalda veri örneklerinin bozulmasındaki temel etken alıcıdaki ısı gürültünün varlığıdır. Beyaz teriminin kullanılmasının amacı ısı gürültünün güç spektral yoğunluğunun bütün frekanslar için sabit olmasıdır. Bir AWGN kanalda veri örneklerinin birbirinden istatistiksel olarak bağımsız Gauss rastlantı değişkenlerinden etkilendiği kabul edilmektedir. Belirli bir aralıkta bir rastgele değişkenin dağılımını tanımlamak için olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) kullanılmaktadır. Ortalaması 0, varyansı  $\sigma^2$  olan Gauss dağılımına sahip rastlantı değişkeni  $x$  olmak üzere,  $x$  rastlantı değişkeninin PDF'si Eşitlik (2.1)'de verilmiştir.

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad -\infty \leq x \leq \infty \quad (2.1)$$

### 2.1.2. Çok Yollu Yayılım

Kablosuz haberleşme sisteminde LOS olmadığı durumlarda çok yollu kanalda verici tarafından gönderilen sinyal, haberleşme ortamında bulunan birçok engel nedeniyle yansıma, kırılma ve saçılma gibi etkilere maruz kalmaktadır. Bu yüzden vericiden iletilen tek bir sinyal alıcıya farklı genlik ve gecikmelerle gelmektedir.

### 2.1.3. Doppler Frekans Kayması

Haberleşme esnasında verici, alıcı veya her iki tarafın da hareketli olduğu durumlarda, değişken bağıl hız nedeniyle alıcıya ulaşan sinyalin merkez frekansı vericiden gönderilene göre farklı algılanmaktadır. Bu durum Doppler frekans kayması olarak adlandırılmaktadır. Verici ve alıcının bağıl hızı  $v$ , iletilen sinyalin merkez frekansı  $f_c$ , elektromanyetik dalganın serbest uzayda yayılma hızı  $c$  ve sinyalin geliş açısı  $\theta$  olmak üzere  $f_d$  Doppler frekans kayması Eşitlik (2.2)'de verilmiştir (Goldsmith, 2005).

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta \quad (2.2)$$

### 2.1.4. Çok Yollu Kanal Gecikme Yayılımı

Çok yollu yayılım etkisi içeren haberleşme kanallarında birçok yoldan gelen sinyallerden alıcıya ilk ulaşan sinyal ile son ulaşan sinyal arasındaki zaman farkına çok yollu kanal gecikme yayılımı denilmektedir. Bu etki nedeniyle gecikme yayılımını oluşturan sinyalin kopyaları semboller arası girişime (inter-symbol interference, ISI) neden olabilmektedir.

### 2.1.5. Güç Gecikme Profili

Çok yollu kanallarda, sinyalin farklı gecikmelerle gelen bileşenlerinin hangi güçlerle alındığını göstermektedir. Eşitlik (2.3)'te gösterildiği üzere alıcıya farklı yollardan gelen sinyallerin güçlerinin toplamı olarak  $P_t$  ile ifade edilmektedir.

$$P_t = \sum_k^{L-1} a_k^2(t_0) \quad (2.3)$$

Eşitlikteki  $L$  çok yollu kanaldaki toplam yol sayısını belirtmektedir.  $a_k^2$  ise sinyalin  $t_0$  anındaki gücünü ifade etmektedir. Güç gecikme profilinden yola çıkılarak, çok yollu kanallarda yayılım özelliklerini anlamak için RMS gecikme yayılımı kullanılan bir parametredir. Alıcıdaki gecikmeler sebebiyle elde edilen toplam gücün standart sapmasını göstermektedir. RMS gecikme yayılımı Eşitlik (2.4)'te ifade edilmektedir.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (2.4)$$

Burada  $\bar{\tau}$ , gecikme miktarının beklendik değerini ifade etmektedir ve ortalama aşırı gecikme (mean excess delay) olarak adlandırılmaktadır.  $\overline{\tau^2}$  ise gecikme miktarının karesel beklendik değerini ifade etmektedir. Gecikme miktarının beklendik değeri ve karesel beklendik değeri sırasıyla Eşitlik (2.5) ve Eşitlik (2.6)'da verilmektedir.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2(\tau_k)}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.5)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.6)$$

### 2.1.6. Uyumluluk Zamanı

Kanalın dürtü yanıtının (channel impulse response) sabit kaldığı zaman aralığına uyumluluk zamanı (coherence time) denilmektedir. Kanalın zamanla değişen karakteristiğini gösteren bir parametredir ve Doppler frekansı ile ters orantılıdır.  $T_c$  ile gösterilmektedir (Goldsmith, 2005).

### 2.1.7. Uyumluluk Bant Genişliği

Bir kanalın bozucu olmaması için tüm frekans yanıtının aynı genliğe sahip olması istenmektedir. Ancak bu pratikte mümkün olmamaktadır. Kanaldaki tüm spektral bileşenlerin yaklaşık olarak doğrusal faz ve eşit kazanç ile etkilendikleri bant genişliğine uyumluluk bant genişliği adı verilmektedir. Uyumluluk bant genişliği, gönderilen sinyalin bütün frekans bileşenlerinin kanalda aynı şekilde güçlendiği ya da sönümlendiği

frekans aralığının istatistiksel olarak belirtilmesini sağlamaktadır (Rappaport, 2001). Kanalin frekans yanıtındaki uyumlu bant genişliği içerisindeki genlik seviyelerinin benzerliğine bağlı olarak uyumluluk bant genişliği tanımlanmaktadır.  $B_c$  ile ifade edilen uyumluluk bant genişliği, ilinti katsayısının 0.5 ve 0.9 olduğu durumlarda sırasıyla Eşitlik (2.7) ve Eşitlik (2.8)'de verilmektedir.

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.7)$$

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.8)$$

Eşitlikteki  $\sigma_\tau$ , RMS gecikme yayılımını ifade etmektedir.

#### 2.1.8. Sönümlenme Çeşitleri

Bir haberleşme ortamında sönümlenme kavramı büyük ölçekli sönümlenme (large-scale fading) ve küçük ölçekli sönümlenme (small-scale fading) olarak ikiye ayrılmaktadır. Büyük ölçekli sönümlenmede işaret gücü verici ve alıcı arasındaki uzun mesafe ve yer şekilleri nedeniyle zayıflama (attenuation) ya da yol kaybına (path loss) uğramaktadır. Küçük ölçekli sönümlenme ise çok yollu yayılım etkisi ve Doppler kayması gibi nedenlerden dolayı işaret gücünün kısa mesafe veya zaman aralıklarında değişmesi nedeniyle gerçekleşmektedir. Küçük ölçekli sönümlenme, yavaş sönümlenme (slow fading), hızlı sönümlenme (fast fading), düz sönümlenme (flat fading) ve frekans seçici sönümlenme (frequency selective fading) olmak üzere dört farklı grupta incelenmektedir.

Yavaş sönümlenmeli kanal,  $T_s$  ile ifade edilen sembol süresinin uyumluluk zamanı  $T_c$ 'ye göre daha kısa olduğu duruma karşılık gelmektedir.  $T_s > T_c$  durumunda ise kanal hızlı sönümlenmeli kanal olarak adlandırılmaktadır. İletilen işaretin bant genişliği  $B_s$  olmak üzere,  $B_s < B_c$  durumunda kanal düz sönümlenmelidir. Başka bir ifadeyle, sinyalin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden daha dardır. Bu yüzden dar bant kanallar olarak da sınıflandırılmaktadır. Frekans seçici sönümlenmeye sahip kanallarda ise sinyalin bant genişliği uyumluluk bant genişliğinden büyüktür. Yani  $B_s > B_c$  olduğu durumdur. Düz sönümlenmeli kanallarla karşılaştırıldığında daha bozucu bir etkiye sahiptir (Rappaport, 2001).

### 2.1.9. Rayleigh Sönümlemeli Kanal

İletim karakteristikleri zamanla değişen haberleşme kanallarında iletim ortamını AWGN kanal ile modellemek uygun değildir. Rayleigh sönümlemeli kanal, çok yollu kanalların modellenmesi için kullanılan yaygın bir kanal tipidir. Verici ve alıcı arasında doğrudan görüşün olmadığı durumda, alıcıda alınan sinyalin zarfının Rayleigh dağılımına sahip olduğu varsayılmaktadır. Ortalaması 0, varyansı  $\sigma^2$  olan Rayleigh dağılımına sahip bir  $r$  rastlantı değişkeninin PDF'si Eşitlik (2.9)'da verilmiştir (Proakis, 2007).

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad r \geq 0 \quad (2.9)$$

### 2.2. OFDM

OFDM uzun zamandır gelişmekte olan, yazılım ve elektronikteki ilerlemelerle birlikte uygulama alanı artmış bir sistemdir. Günümüzde birçok uygulamada kullanılan OFDM sisteminin tarihi gelişimi çok taşıyıcılı modülasyon fikrinin ortaya çıktığı 1950'li yıllara dayanmaktadır (Li, 2020). Geleneksel çok taşıyıcılı modülasyon tekniği olan frekans bölüşümlü çoğullamada (FDM, frequency division multiplexing), tek taşıyıcılı modülasyondan farklı olarak her sembol zaman diliminde tek bir taşıyıcı iletmek yerine birden fazla taşıyıcı iletilmektedir. İletim için gerekli bant genişliği birbiriyle frekans düzleminde örtüşmeyen ve her taşıyıcı için ayrılmış alt bantlara bölünmektedir. Bu yöntemle spektral örtüşmelere izin verilmeyerek ICI önlenmektedir. Ancak bu durum mevcut frekans bandının verimsiz kullanılmasına neden olur.

OFDM'de temel fikir, alt taşıyıcı frekanslarını matematiksel olarak birbirine dikgen seçerek taşıyıcı spektrumlarının örtüşmesine izin vermektir. Böylece aynı frekans bandından daha çok taşıyıcı iletilebileceği için FDM sistemi daha verimli hale getirilmektedir.

OFDM iletiminde  $f_j$  ve  $f_k$  şeklinde ifade edilen herhangi iki alt taşıyıcı frekansı,  $T_s$  bir sembol periyodunu ifade ettiği taktirde, Eşitlik (2.10)'da gösterilen ifadeyi sağlamak üzere her türlü  $\phi_j$  ve  $\phi_k$  fazı için dikgen alt taşıyıcılar kullanacak şekilde belirlenmektedir.

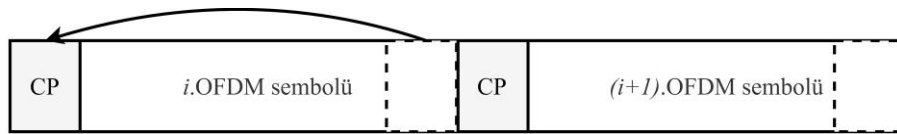
$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \cos(2\pi f_k t + \phi_k) dt = 0 \quad (2.10)$$

Bu yüzden alt taşıyıcı frekansları,  $n$  bir tamsayıyı ifade ettiği takdirde,  $f_k - f_j = n/T_s$  şeklinde oluşturulmaktadır. Buradan yola çıkılarak, OFDM için  $N$  adet alt taşıyıcı,  $f_k$  alt taşıyıcı frekanslarını ve  $\phi_k$  alt taşıyıcı fazlarını göstermek üzere Eşitlik (2.11)'deki gibi verilmektedir.

$$i_k(t) = \cos(2\pi f_k t + \phi_k), k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.11)$$

Dikgenlik koşulu, her bir alt taşıyıcının frekansının  $1/T_s$ 'nin tamsayı katı olduğunda sağlanmaktadır. Kullanılan ilk alt taşıyıcının frekansı  $f_0$  seçildiğinde, diğer alt taşıyıcıların frekansları  $f_k = f_0 + k/T_s$  olarak bulunabilmektedir (Ertürk, 2005).

Ayrıca OFDM sistemlerinde ISI'yı engellemek için Şekil 2.1'de gösterildiği gibi her bir ardışık OFDM sembolü arasında CP kullanılmaktadır. OFDM sembolünün son örnekleri başına eklenerek periyodik bir yapı oluşturulmaktadır. CP uzunluğunun çok yollu kanalın (multipath channel) maksimum gecikme yayılımına (maximum delay spread) eşit ya da büyük seçildiği durumda bir önceki OFDM sembolünün bir sonraki OFDM sembolüne girişimi engellenmektedir. CP, hem vericide güç kaybına neden olmakta hem de veri iletim hızını düşürmektedir. Ancak, çok yollu kanal koşullarında alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin korunması açısından verimlidir. CP kullanılarak ISI'nın önüne geçildiği gibi aynı zamanda periyodik bir yapı oluşturularak lineer konvolüsyon dairesel konvolüsyona dönüştürülmektedir. Böylece alıcıda alınan sinyal, iletilen sinyal ile kanal dürtü yanıtı arasında dairesel konvolüsyon ile ifade edilebilmektedir. Bu sayede kanal denkleştirme işlemi kompleks işlemler yerine frekans ekseninde basit bir bölme işlemi ile yapılabilir.



Şekil 2.1. OFDM sembollerine CP yerleştirilmesi

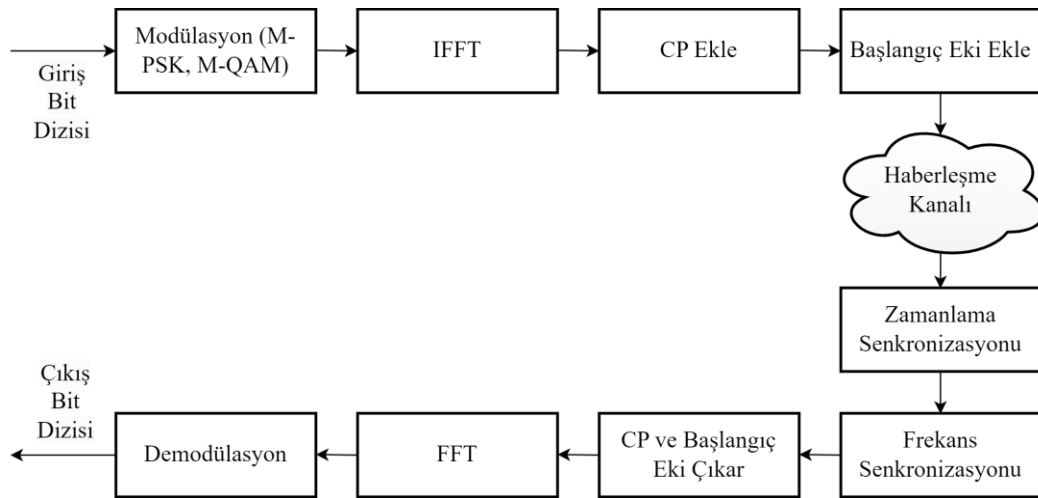
OFDM'nin sıklıkla tercih edilmesinin bir diğer nedeni ise, alt taşıyıcı sayısının yeteri kadar büyük seçildiğinde, her bir taşıyıcı için ayrılan bant genişliğinin kanalın uyumluluk



bant genişliğinden (coherence bandwidth) küçük hale gelmesidir. Bu durumda her bir alt taşıyıcı kanal tarafından frekans seçici sönmleme (frequency selective fading) yerine düz sönmlemeye (flat fading) maruz kalmaktadır.

Bu avantajlarına rağmen, tek taşıyıcılı modülasyon ile karşılaştırıldığında OFDM tekniğinin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Birçok dar bant sinyalinin toplamından dolayı, iletilen OFDM sinyali yüksek bir PAPR'ye sahiptir. Bu etki, OFDM sinyalinin analogdan sayısala çevrilmesi esnasında bilgi kaybına yol açabilmektedir. Buna bağlı olarak, OFDM sistemleri yüksek çözünürlüklü sayısalan analoga çevirici (DAC, Digital-to-Analog Converter) ve analogdan sayısala çeviriciye (ADC, Analog-to-Digital Converter) gereksinimi duymaktadır.

En önemli dezavantajlardan bir tanesi ise OFDM sistemlerinin zaman ve frekanstaki senkronizasyon hatalarına hassas olmasıdır. Bu etkilerin giderilmesi için senkronizasyon işlemi doğru bir şekilde gerçekleştirilmedir. Şekil 2.2'de bir OFDM sisteminin genel modeli gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Bir OFDM sisteminin genel modeli (Peng ve diğ., 2023)

OFDM sisteminde öncelikle 0 ve 1'lerden oluşan sayısal veri,  $M$ 'li faz kaydırmalı anahtarlama ( $M$ -PSK,  $M$ -Ary Phase Shift Keying) veya  $M$ 'li karesel genlik modülasyonu ( $M$ -QAM,  $M$ -Ary Quadrature Amplitude Modulation) gibi istenilen modülasyon şemaları ile modüle edilmektedir. Modüle edilen her bir sembol, farklı ve birbirine dik alt taşıyıcılara atanmaktadır.  $N$  adet alt taşıyıcı üzerinden ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT, Inverse Fast Fourier Transform) alınmaktadır. Ardından kanal kaynaklı ISI etkisini

önlemek için CP eklenip, CP-OFDM sembolü oluşturulmaktadır. Son olarak senkronizasyon işleminin gerçekleştirilmesi amacıyla bir başlangıç eki eklenerek haberleşme kanalına gönderilmektedir. Alıcıya gelen sinyale ilk olarak zamanlama senkronizasyonu, ardından frekans senkronizasyonu işlemi uygulanmaktadır. CP ve başlangıç eki çıkartılarak FFT işlemi uygulanmaktadır. Ardından demodülasyon işlemi gerçekleştirilip sayısal çıkış verisi elde edilmektedir.

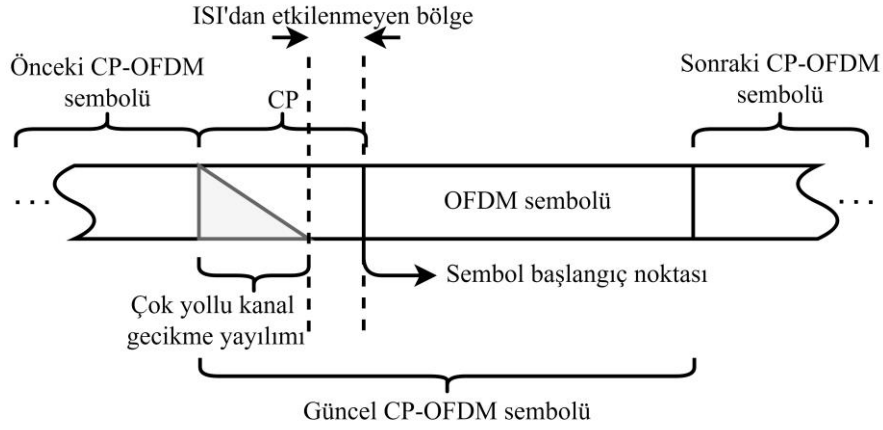
### **3. OFDM SİSTEMLERİNDE SENKRONİZASYON**

Son yıllarda internet üzerinden ses, video ve veri iletişiminin çarpıcı bir şekilde büyümesi yüksek veri hızı talepleri oluşturmuştur. Artan talepleri karşılamak için oluşturulan tekniklerin temelinde OFDM sistemi bulunmaktadır. OFDM, gönderilmek istenen bilgiyi birbirine dikgen olan alt taşıyıcılar sayesinde paralel olarak iletmektedir. OFDM sisteminin getirdiği avantajlar, yalnızca dikgenlik durumunun korunduğu zaman geçerlidir. Alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin bozulduğu durumlarda, ISI ve ICI etkisiyle sistemin performansı düşmektedir. Bu yüzden bir OFDM sisteminin senkronizasyon işlemi, hataları azaltmak için verimli ve etkili bir şekilde ele alınmalıdır.

#### **3.1. Sembol Zamanlama Hatalarının OFDM Sistemine Etkileri**

Bir OFDM alıcısında, alınan sinyal frekans ekseninde demodüle edilmeden önce, zaman ekseninde bir senkronizasyon sürecinden geçmektedir. Bu süreç sembol zamanlaması ya da zamanlama senkronizasyonu olarak adlandırılmaktadır. Sembol zamanlamasının yanı sıra, frekans ekseninde frekans senkronizasyonu da gerçekleştirilmektedir.

Zamanlama senkronizasyonu doğru sembol başlangıç noktasını kestirmek için gereklidir. Alıcıda, bir OFDM çerçevesi içerisindeki her OFDM sembolü için  $N$  noktalı FFT işlemi gerçekleştirilmektedir. FFT penceresinde önceki veya sonraki OFDM sembolünden örneklerin bulunması, hatalı demodülasyona neden olmaktadır. Kestirilen sembol başlangıç noktası, çok yollu kanal gecikme yayılımından (multipath channel delay propagation) etkilenmeyen CP örnekleri içerisinde ise, alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik bozulmamaktadır. Alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliği korumak için sembol başlangıç noktasının tahmin edilmesi gereken ISI'dan etkilenmeyen bölge Şekil 3.1'de gösterilmektedir.



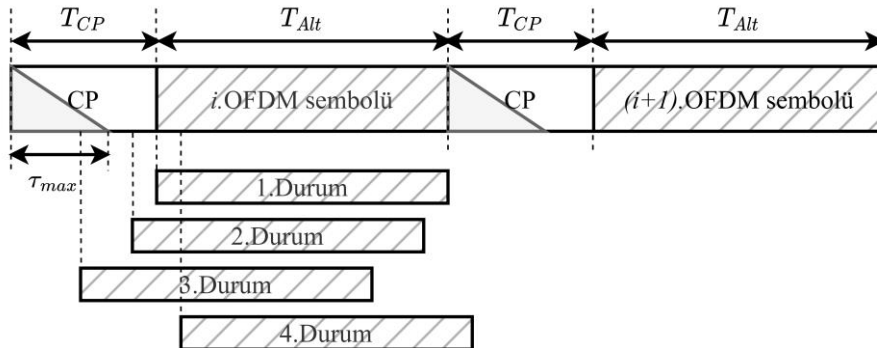
Şekil 3.1. Sembol başlangıç noktası tespiti için ISI'dan etkilenmeyen bölge (Gul ve diğ., 2015)

Kestirilen OFDM sembol başlangıç noktasının konumuna bağlı olarak, sembol zamanlama kaymasının (STO, symbol timing offset) etkileri farklıdır. STO, Eşitlik (3.1)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\delta = d_g - \hat{d} \quad (3.1)$$

Burada  $d_g$  gerçek başlangıç noktasını,  $\hat{d}$  ise kestirilen sembol başlangıç noktasını göstermektedir.

Şekil 3.2'de dört farklı durum gösterilmiştir. Bir OFDM sembolünün gönderilmesi için ayrılan süre  $T_{Alt}$ , CP için ayrılmış süre ise  $T_{CP}$  olarak ifade edilmiştir. Çok yollu kanal gecikme yayılımının  $\tau_{max}$  süresince gecikmeli kanal yanıtına (lagged channel response) neden olduğu varsayılmıştır. Ayrıca, gürültü ve kanalın etkileri göz ardı edilmektedir.



Şekil 3.2. Sembol başlangıç noktası tespiti için dört farklı durum (Cho ve diğ., 2010)

Şekil 3.2’de gösterilen dört farklı durumda sembol başlangıç noktası tespiti yapıldığı takdirde, STO’nun etkileri aşağıda açıklanmıştır:

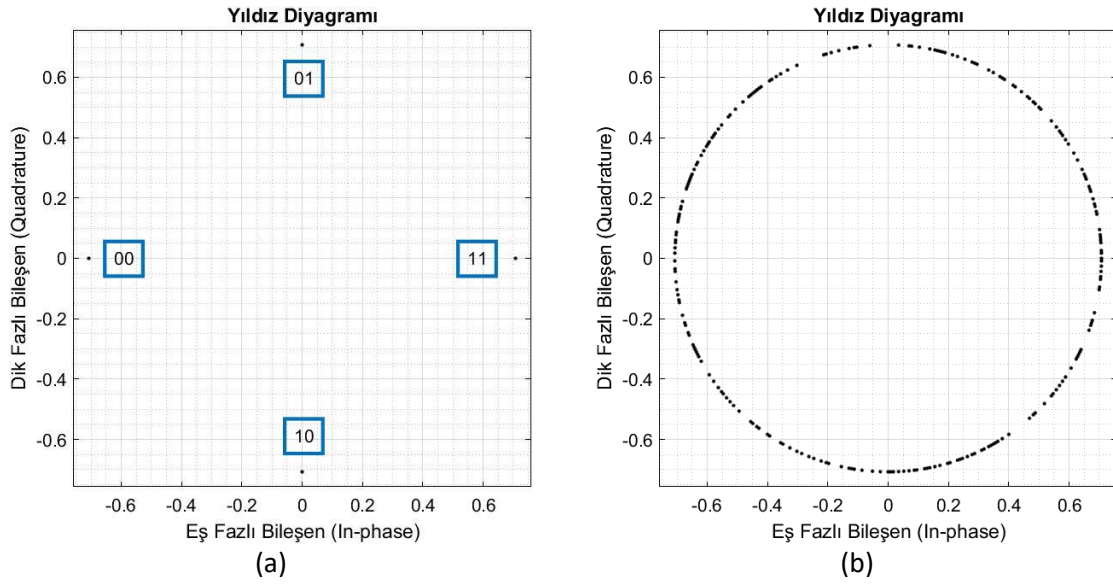
- 1.Durum: Kestirilen OFDM sembol başlangıç noktasının tam olarak gerçek sembol başlangıç noktasına karşılık geldiği durumdur. Bu durumda alt taşıyıcılar herhangi bir girişime uğramadığı için OFDM sembollerinin demodülasyonu mükemmel bir şekilde yapılabilir.
- 2.Durum: Kestirilen OFDM sembol başlangıç noktası, gerçek sembol başlangıç noktasının önünde ve ilgili OFDM sembolünün çok yollu kanal etkisiyle gecikmeli kanal yanıtından dolayı bozulmamış CP örnekleri içerisinde bulunmaktadır. Bu durumda  $(i+1)$ .OFDM sembolünün örnekleri, bir önceki  $i$  indisli OFDM sembolü ile örtüşmemektedir. Bunun sonucunda ilgili sembol herhangi bir ISI etkisine maruz kalmamaktadır. Sembol zamanlama hatası STO’nun frekans ekseninde oluşturduğu etkinin görülebilmesi açısından,  $i$ .OFDM sembolünün zaman ekseninde alıcıya ulaşan sinyalin örnekleri  $\{x_i[n + \delta]\}_{n=0}^{N-1}$  olarak tanımlanıp FFT işlemi Eşitlik (3.2)’de gösterildiği gibi yapılmaktadır.  $N$ , kullanılan FFT uzunluğunu göstermek üzere zaman eksenindeki sinyalin örnek indisleri  $n = 0, 1 \dots N - 1$  şeklinde verilmektedir.  $X_i[k]$ ,  $k = 0, 1 \dots N - 1$  olmak üzere frekans alanında  $i$ .OFDM sembolünün örneklerini göstermektedir.  $Y_i[k]$  ise,  $k = 0, 1 \dots N - 1$  olmak üzere frekans alanında  $i$ .OFDM sembolü için alıcıda alınan örnekleri göstermektedir.

$$\begin{aligned}
 Y_i[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} x_i[n + \delta] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] e^{j2\pi(n+\delta)k/N} \right\} e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] e^{j2\pi k\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi kn/N} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= X_i[k] e^{j2\pi k\delta/N}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Eşitlik (3.2)’deki işlemler sonucunda alt taşıyıcı frekansları arasındaki dikgenliğin korunduğu görülmektedir. Ancak,  $e^{j2\pi k\delta/N}$  ifadesinden dolayı alt taşıyıcı indeksi  $k$  ve  $\delta$  ile orantılı bir faz kayması (phase offset) meydana gelmektedir. Bu faz kayması alınan sembollerin yıldız diyagramında, orijin etrafında döndürme etkisi yaratmaktadır. Bu etki

alıcıda kanal denkleştirme (single-tap frequency domain equalizer) işlemi ile giderilebilmektedir.

Bilgi bitlerinin 4-PSK modülasyonu ile Gray kodlama mantığına uygun olarak (taşıyıcı fazları sembol 11 ise 0, 01 ise  $\pi/2$ , 00 ise  $\pi$ , 10 ise  $3\pi/2$  olmak üzere) modüle edildiği, alt taşıyıcı sayısı  $N = 256$  olan ve gürültüsüz kanala sahip bir OFDM sisteminde, sembol başlangıç noktası tespitinin 1.durum ve 2.durumdaki gibi yapılması durumunda alıcıda elde edilen sembollerin yıldız diyagramı Şekil 3.3 (a) ve Şekil 3.3 (b) ile gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Alıcıda alınan sembollerin yıldız diyagramı (a) 1.Durum:  $\delta = 0$  (b) 2.Durum:  $\delta = 5$

Beklenildiği üzere, 2.durumda STO'dan dolayı alınan sembollere ait taşıyıcılarda faz kayması gözlemlenmektedir.

- 3.Durum: Kestirilen OFDM sembol başlangıç noktası, gerçek sembol başlangıç noktasının önünde ve ilgili OFDM sembolünün çok yollu kanal etkisiyle gecikmeli kanal yanıtından dolayı bozulan CP örnekleri içerisinde bulunmaktadır. Alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik, bir önceki OFDM sembolünün örneklerinin karışması ile bozulmaktadır. Sembol başlangıç noktası tespitinin bu şekilde erken yapılması durumunda ISI ve bununla birlikte ICI etkisi oluşmaktadır.
- 4.Durum: Kestirilen OFDM sembol başlangıç noktasının gerçek sembol başlangıç noktasından sonra olduğunda gerçekleşen durumdur. Sembol zamanlamasının bu şekilde geç yapıldığı durumda, FFT penceresi içerisinde ilgili  $x_i[n]$  OFDM sembolünün

örneklerinin bazılarının yanı sıra, bir sonraki  $x_{i+1}[n]$  OFDM sembolünün bazı örnekleri de bulunmaktadır. Bu yüzden alıcı tarafından alınan sinyalde, bir sonraki OFDM sembolünün örneklerinden dolayı ISI etkisi ve bunun sonucunda ICI etkisi oluşmaktadır (Cho ve diğ., 2010).

### 3.2. Frekans Senkronizasyonu Hatalarının OFDM Sistemine Etkileri

Tek taşıyıcılı sistemlerle karşılaştırıldığında, OFDM sistemleri taşıyıcı frekansı kaymasına (carrier frequency offset, CFO) çok daha duyarlıdır. Demodülasyon adımı FFT uygulanmadan önce alınan analog sinyal, alıcı örnekleme saati (receiver sampling clock) tarafından belirlenen  $T'_b$  anlarında örneklenmektedir. Bu, verici örnekleme saatinin (transmitter sampling clock) örnekleme frekansı  $T_b$ 'den farklı olabilmektedir. Bu durumda örnekleme saati frekans kayması (sampling clock frequency offset, SCFO) meydana gelmektedir. Eşitlik (3.3)'te normalize edilmiş SCFO verilmektedir.

$$\xi = \frac{T'_b - T_b}{T_b} \quad (3.3)$$

Buna ek olarak, vericideki ve alıcıdaki yerel osilatörlerin tam olarak aynı osilatör frekansını üretmediği durumlarda  $\Delta f_c$  ile gösterilen bir taşıyıcı frekansı kayması (carrier frequency offset, CFO) oluşmaktadır. Frekans kayması durumunda (hem SCFO hem de CFO), alınan sinyalin  $nT'_b$  zamanında örneklenen elemanı Eşitlik (3.4)'te gösterilen faz dönmesine (phase rotation) maruz kalmaktadır.

$$\theta(nT'_b) = 2\pi(1 + \xi) \Delta f_c nT_b \quad (3.4)$$

Alıcı örnekleme saatinin, verici örnekleme saati değerine yakın olduğu varsayılabilir, bu nedenle FFT çıkışının sonucu üzerinde herhangi bir etkisi olmadığı kabul edilebilmektedir (Fazel ve Kaiser, 2008). Dolayısıyla, örnekleme saatlerindeki fark tipik olarak OFDM sembolü başına bir örnekten çok daha düşüktür ve SCFO'nun FFT çıkışında neden olduğu distorsiyon CFO'dan çok daha az zarar vermektedir.

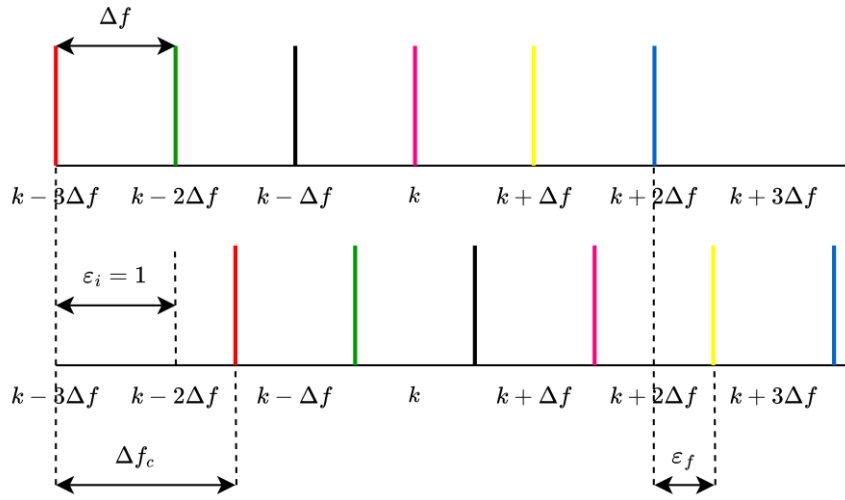
Yukarıda bahsedildiği gibi,  $\Delta f_c$  verici ve alıcı yerel osilatörleri arasındaki taşıyıcı frekansları farkı olarak tanımlanmaktadır. Kablosuz haberleşmede, CFO esas olarak bu uyumsuzluktan meydana gelmektedir. Ayrıca, Bölüm 2.1.3'de bahsedilen verici ve

alıcının hareketli olduğu durumlarda kanalın Doppler etkisinden de kaynaklanabilmektedir. İç mekan haberleşmesi (indoor communication) için Doppler etkisi ihmal edilebilmektedir (Prasad, 2004).

Normalize CFO,  $\varepsilon$  olarak gösterilmek üzere, CFO'nun alt taşıyıcı frekans aralığı  $\Delta f$ 'ye oranı olarak Eşitlik (3.5)'deki gibi verilmektedir.

$$\varepsilon = \frac{\Delta f_c}{\Delta f} \quad (3.5)$$

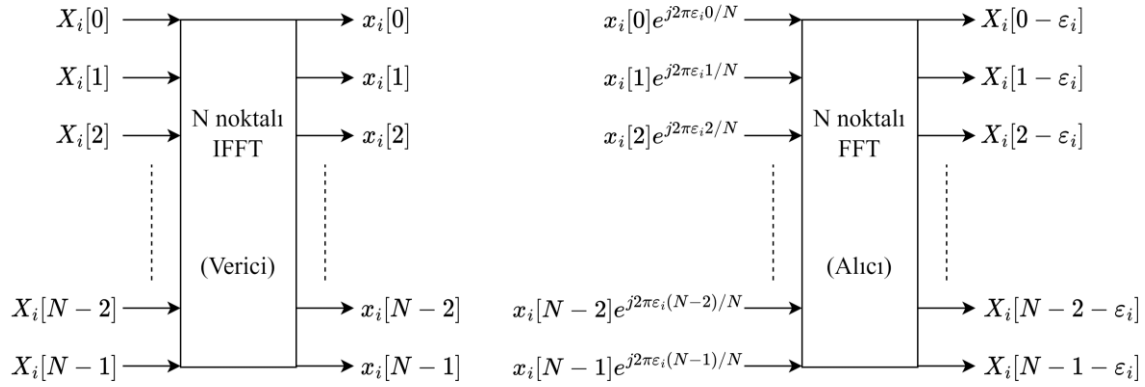
Normalize CFO, tamsayı taşıyıcı frekansı kayması (Integer Carrier Frequency Offset, IFO) ve kesirli taşıyıcı frekansı kayması (Fractional Carrier Frequency Offset, FFO) olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. IFO ve FFO sırasıyla  $\varepsilon_i$  ve  $\varepsilon_f$  olarak gösterildiğinde,  $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$  ve  $\varepsilon_i = \lfloor \varepsilon \rfloor$  olarak ifade edilmektedir. Şekil 3.4'te  $k$  alt taşıyıcı indeksi olmak üzere normalize CFO'nun bileşenleri gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Normalize CFO'nun bileşenleri (Nasraoui, 2015)

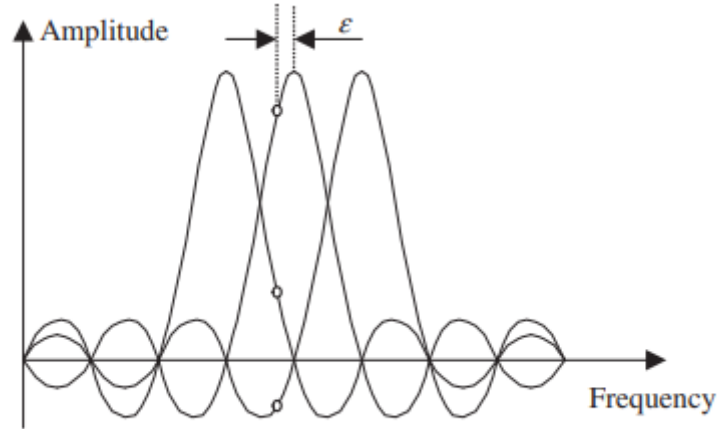
Şekil 3.5,  $\{x_i[n]\}_{n=0}^{N-1}$  olarak gösterilen  $i$ .OFDM sembolünün zaman ekseninde alıcıya ulaşan sinyalin örneklerinin  $\varepsilon_i$  ile ifade edilen IFO'dan nasıl etkilendiğini göstermektedir. Alıcıda, örneklerin  $x[n]e^{j2\pi\varepsilon_i n/N}$  olarak alınmasına neden olmaktadır. IFO'dan dolayı vericiden gönderilen  $X_i[k]$  alt taşıyıcıları  $\varepsilon_i$  tarafından çevrimsel olarak kaydırılmaktadır ve alıcıda  $X_i[k - \varepsilon_i]$  olarak elde edilmektedir. Sonuç olarak, alt taşıyıcılar orijinal konumlarından uzağa çevrimsel olarak kaymaktadır. Buradaki çevrimsel kayma telafi

edilmedikçe, bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) performansında önemli bir düşüşe neden olacaktır. Fakat, alt taşıyıcı frekans bileşenleri arasındaki dikgenlik bozulmamaktadır ve bu nedenle, ICI oluşmamaktadır.



Şekil 3.5. IFO'nun alınan sinyal üzerindeki etkisi (Cho ve diğ., 2010)

Şekil 3.6'da CFO'nun spektrum üzerindeki etkisi gösterilmektedir. CFO olduğunda ( $\epsilon > 0$ ), spektrumda artık alt taşıyıcılar için tekli tepe noktaları olmamaktadır. Bitişik alt taşıyıcılardan gelen girişim (ICI) meydana gelmektedir.



Şekil 3.6. CFO nedeniyle ICI (Cho ve diğ., 2010)

### 3.3. IEEE 802.11a WLAN

OFDM sisteminin getirmiş olduğu avantajlar, birçok haberleşme standardında kullanılmasına yol açmıştır. OFDM modülasyon teknolojisini kullanan ilk IEEE standardı (IEEE, 1999) kablosuz yerel alan ağları (wireless local area network, WLAN) için

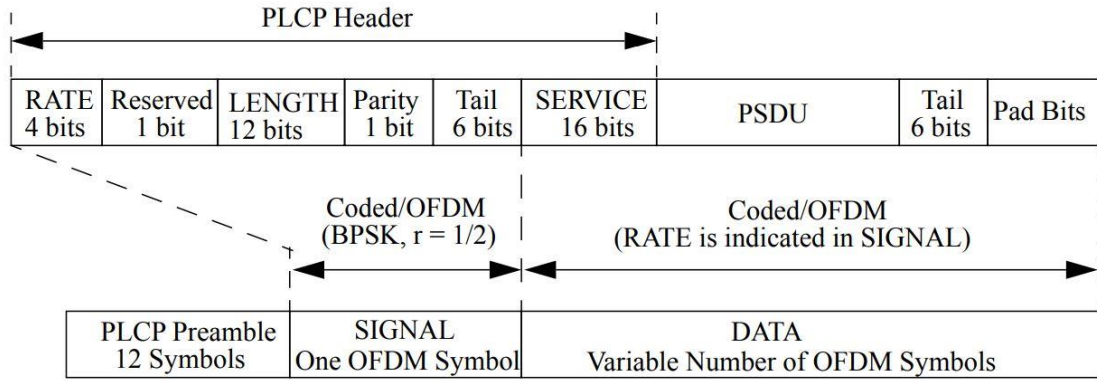


1999’da duyurulan IEEE802.11a standartıdır (İnce, 2010). Fiziksel katman (physical layer, PHY) ve ortam erişim kontrolü katmanı (medium access control layer, MAC) için gereksinimleri tanımlamaktadır. MAC katmanı, veri bağlantısı katmanında (data link layer) yer almaktadır ve WLAN için haberleşme ortamının birden fazla kablosuz istasyon için ortak olarak kullanılmasını sağlamaktadır. Fiziksel katman, bir veri paketindeki bitlerin haberleşme kanalı üzerinden nasıl iletileceğini ve alınacağını tanımlamaktadır.

Sayısal sinyalden analog dalga formuna dönüştürülmüş sinyal, Lisanssız-Ulusal Bilgi Altyapısı (Unlicensed-National Information Infrastructure, U-NII) bantları olan, 5.15-5,25 GHz, 5,25-5,35 GHz ve 5,725-5,825 GHz üzerinden gönderilmektedir. Her bir bant 20 Mhz bant genişliğine sahip dört ayrı alt kanala bölünmektedir. Her bir kanalda, 64 alt taşıyıcı 312,5 KHz frekans boşluklarına tayin edilmektedir ve taşıyıcıların 48 tanesi veri alt taşıyıcısı, 4 tanesi pilot alt taşıyıcı ve kalanlar ise bitişik kanal girişimini (ACI, adjacent channel interference) önlemek için boşluk bandı olarak kullanılmaktadır. Pilot taşıyıcılarda kanal etkilerinin gözlemlenmesi için önceden belirlenmiş bir sembol dizisi iletilirken, veri alt taşıyıcılarında PSK ya da QAM kullanılarak iletilmek istenen bilgi modüle edilmektedir.

### **3.3.1. PPDU Çerçeve Yapısı**

IEEE 802.11a paket tabanlı bir protokole sahiptir. Her bir fiziksel katman protokolü veri birimi (PPDU, physical layer protocol data unit), başlangıç eki ve veri alanları içerir. IEEE 802.11a standardının fiziksel katmanındaki her bir çerçeve (frame), fiziksel katman yakınsama prosedürü başlangıç eki (physical layer convergence procedure preamble, PLCP preamble), PLCP başlığı (PLCP header), fiziksel katman servis veri birimi (physical layer service data unit, PSDU), kuyruk (tail) ve ped (pad) bitleri içermektedir. PPDU çerçeve yapısı Şekil 3.7’de gösterilmiştir.

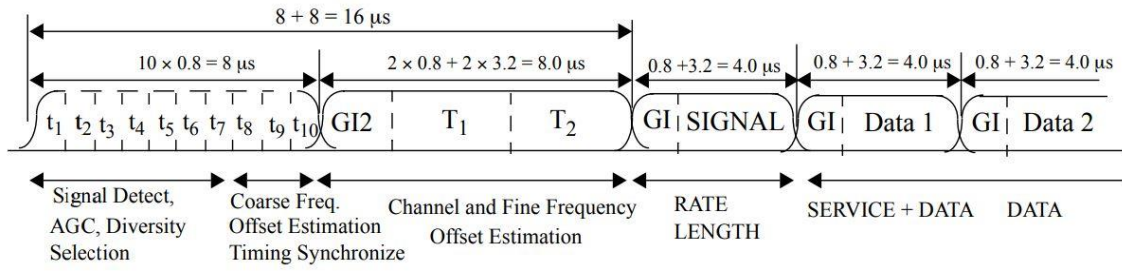


Şekil 3.7. IEEE 802.11a çerçeve formatı (IEEE, 1999)

PLCP header, uzunluk (LENGTH), oran (RATE), ayrılmış (reserved) bit, çift parite (even parity) biti, tail ve servis (SERVICE) alanından oluşmaktadır. Çerçevede bulunan sinyal (SIGNAL) bölümü, kullanılacak modülasyon özelliklerini belirtmek için, LENGTH, RATE, reserved bit ve parity bit (6 tane sıfır tail biti eklenmiş olarak) ayrı bir OFDM sembolünü oluşturacak şekilde, BPSK modülasyonu ve  $r = 1/2$  kodlama oranı (coding rate) ile gönderilmektedir. PLCP header içerisinde bulunan SERVICE alanı ve PSDU ile birlikte 6 tane sıfırdan oluşan tail bitleri ve pad bitleri veri (DATA) olarak adlandırılmıştır. DATA alanında bulunan birden fazla OFDM sembolü, RATE alanında 4 bit ile ifade edilen veri hızı (Mbit/s) ile oluşturulmaktadır. SIGNAL alanındaki tail bitleri alındıktan sonra, RATE ve LENGTH alanlarının çözülmesi sağlanmaktadır. Ardından RATE ve LENGTH paketin DATA bölümünün çözümü için kullanılmaktadır.

### 3.3.2. PLCP Başlangıç Eki

PLCP başlangıç eki alanı, toplam 12 sembolden oluşmaktadır. Bu sembollerin 10 tanesi özdeş kısa (short) başlangıç eki, 2 tanesi özdeş uzun (long) başlangıç ekidir. PLCP başlangıç eki yapısında Şekil 3.8'de gösterildiği gibi,  $t_1$ 'den  $t_{10}$ 'a kadar olan bölüm, her bir sembolün  $D = 16$  örnek ( $0.8 \mu s$ ) olduğu kısa başlangıç ekini,  $T_1$  ve  $T_2$  ise uzun başlangıç ekinin 64 örneğe ( $3.2 \mu s$ ) sahip iki sembolünü belirtmektedir.



Şekil 3.8. PLCP başlangıç eki yapısı (IEEE, 1999)

GI2, uzun başlangıç ekini kısa başlangıç ekinin sembollerinden kaynaklanan ISI'dan korumak amacıyla bırakılan 32 örneğe ( $1.6 \mu s$ ) sahip boşluk zamanını (guard interval) belirtmektedir. GI ise OFDM veri sembollerini koruyan 16 örnekli ( $0.8 \mu s$ ) boşluk zamanını belirtmektedir. Başlangıç ekinin ardından bir önceki bölümde belirtilen SIGNAL ve DATA alanları gelmektedir. Tablo 3.1'de IEEE 802.11a standardında kullanılan OFDM sisteminde zamanla ilişkili parametreler verilmiştir.

Tablo 3.1. IEEE 802.11a zamanla ilişkili OFDM PLCP parametreleri (IEEE, 1999)

Parametre	Değer
$N_{SD}$ : Veri alt taşıyıcısı sayısı	48
$N_{SP}$ : Pilot alt taşıyıcısı sayısı	4
$N_{ST}$ : Toplam alt taşıyıcı sayısı	$52 (N_{SD} + N_{SP})$
$\Delta f$ : Alt taşıyıcı frekans aralığı	$0.3125 \text{ MHz } (=20 \text{ MHz}/64)$
$T_{FFT}$ : IFFT/FFT periyodu	$3.2 \mu s (1/\Delta f)$
$T_{PREAMBLE}$ : PLCP başlangıç eki süresi	$16 \mu s (T_{SHORT} + T_{LONG})$
$T_{SIGNAL}$ : SIGNAL sembolünün süresi	$4 \mu s (T_{GI} + T_{FFT})$
$T_{GI}$ : GI süresi	$0.8 \mu s (T_{FFT}/4)$
$T_{GI2}$ : GI2 süresi	$1.6 \mu s (T_{FFT}/2)$
$T_{SYM}$ : Sembol süresi	$4 \mu s (T_{GI} + T_{FFT})$
$T_{SHORT}$ : Kısa başlangıç eki süresi	$8 \mu s (10 \times T_{FFT}/4)$
$T_{LONG}$ : Uzun başlangıç eki süresi	$8 \mu s (T_{GI2} + 2 \times T_{FFT})$

PLCP başlangıç eki yapısı, sinyal tespiti (signal detection), otomatik kazanç kontrolü (automatic gain control, AGC), kanal kestirimi (channel estimation), zamanlama ve frekans senkronizasyonu gibi çeşitli görevler için kullanılmaktadır.

Toplam başlangıç eki kullanımı  $16 \mu s$ 'dir. Zamanlama senkronizasyonu için kullanılan başlangıç eki süresi  $8 \mu s$ 'dir. Kısa başlangıç ekinin oluşturulması için Eşitlik (3.6)'da verilen S dizisinin 64 noktalı IFFT'si alınmaktadır.

$$\begin{aligned}
S_{-26,26} = \sqrt{(13/6)} \{ & 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 \\
& + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 \\
& + j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 \\
& + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0\}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$\sqrt{(13/6)}$  ile çarpma, elde edilen 52 alt taşıyıcıdan 12'sini kullanan OFDM sembolünün ortalama gücünü normalize etmek içindir. PLCP yapısının kısa başlangıç ekinin frekans alanındaki örneklerinin gösterimi, Tablo 3.2’de verilmiştir.

Tablo 3.2. Frekans alanında IEEE 802.11a kısa başlangıç eki (IEEE, 1999)

#	Değer	#	Değer	#	Değer	#	Değer
-32	0	-16	-1.472-1.472j	0	0	16	-1.472-1.472j
-31	0	-15	0	1	0	17	0
-30	0	-14	0	2	0	18	0
-29	0	-13	0	3	0	19	0
-28	0	-12	1.472-1.472j	4	1.472-1.472j	20	-1.472+1.472j
-27	0	-11	0	5	0	21	0
-26	0	-10	0	6	0	22	0
-25	0	-9	0	7	0	23	0
-24	1.472+1.472j	-8	-1.472-1.472j	8	-1.472-1.472j	24	1.472+1.472j
-23	0	-7	0	9	0	25	0
-22	0	-6	0	10	0	26	0
-21	0	-5	0	11	0	27	0
-20	-1.472+1.472j	-4	1.472-1.472j	12	1.472-1.472j	28	0
-19	0	-3	0	13	0	29	0
-18	0	-2	0	14	0	30	0
-17	0	-1	0	15	0	31	0

Tablo 3.2’de örnekleri verilen S dizisine 64 noktalı IFFT işleminin uygulanması sonucunda, periyodu 16 örnek olan bir periyodik sinyal ortaya çıkmaktadır. Bu periyodik sinyal Tablo 3.3’te verilmiştir. Tablo 3.3’te gösterilen bu dizinin periyodik olarak 161 örneğe (yaklaşık 8  $\mu$ s) uzatılması sonucunda elde edilen diziye, örnek indislerinin  $k$  ile gösterildiği Eşitlik (3.7)’de verilen pencere fonksiyonu uygulanarak zaman alanında IEEE 802.11a kısa başlangıç eki elde edilmektedir.

$$W(k) = \begin{bmatrix} 0.5 & k = 0 \\ 1 & 1 \leq k \leq 16 \\ 0.5 & k = 160 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Pencere fonksiyonunun uygulanmasının ardından elde edilen IEEE 802.11a kısa başlangıç ekinin zaman alanındaki örnekleri Tablo 3.4'te verilmiştir.

Tablo 3.3. 64 noktalı IFFT sonucunda elde edilen dizi (IEEE, 1999)

#	Değer	#	Değer	#	Değer	#	Değer
0	0.046+0.046j	16	0.046+0.046j	32	0.046+0.046j	48	0.046+0.046j
1	-0.132+0.002j	17	-0.132+0.002j	33	-0.132+0.002j	49	-0.132+0.002j
2	0.013-0.079j	18	-0.013-0.079j	34	-0.013-0.079j	50	-0.013-0.079j
3	0.143-0.013j	19	0.143-0.013j	35	0.143-0.013j	51	0.143-0.013j
4	0.092	20	0.092	36	0.092	52	0.092
5	0.143-0.013j	21	0.143-0.013j	37	0.143-0.013j	53	0.143-0.013j
6	-0.013-0.079j	22	-0.013-0.079j	38	-0.013-0.079j	54	-0.013-0.079j
7	-0.132+0.002j	23	-0.132+0.002j	39	-0.132+0.002j	55	-0.132+0.002j
8	0.046+0.046j	24	0.046+0.046j	40	0.046+0.046j	56	0.046+0.046j
9	0.002-0.132j	25	0.002-0.132j	41	0.002-0.132j	57	0.002-0.132j
10	-0.079-0.013j	26	-0.079-0.013j	42	-0.079-0.013j	58	-0.079-0.013j
11	-0.013+0.143j	27	-0.013+0.143j	43	-0.013+0.143j	59	-0.013+0.143j
12	0.092j	28	0.092j	44	0.092j	60	0.092j
13	-0.013+0.143j	29	-0.013+0.143j	45	-0.013+0.143j	61	-0.013+0.143j
14	-0.079-0.013j	30	-0.079-0.013j	46	-0.079-0.013j	62	-0.079-0.013j
15	0.002-0.132j	31	0.002-0.132j	47	0.002-0.132j	63	0.002-0.132j

Tablo 3.4. Zaman alanında IEEE 802.11a kısa başlangıç eki (IEEE, 1999)

#	Değer	#	Değer	#	Değer	#	Değer
0	0.023+0.023j	40	0.046+0.046j	80	0.046+0.046j	120	0.046+0.046j
1	-0.132+0.002j	41	0.002-0.132j	81	-0.132+0.002j	121	0.002-0.132j
2	-0.013-0.079j	42	-0.079-0.013j	82	-0.013-0.079j	122	-0.079-0.013j
3	0.143-0.013j	43	-0.013+0.143j	83	0.143-0.013j	123	-0.013+0.143j
4	0.092	44	0.092j	84	0.092	124	0.092j
5	0.143-0.013j	45	-0.013+0.143j	85	0.143-0.013j	125	-0.013+0.143j
6	-0.013-0.079j	46	-0.079-0.013j	86	-0.013-0.079j	126	-0.079-0.013j
7	-0.132+0.002j	47	0.002-0.132j	87	-0.132+0.002j	127	0.002-0.132j
8	0.046+0.046j	48	0.046+0.046j	88	0.046+0.046j	128	0.046+0.046j
9	0.002-0.132j	49	-0.132+0.002j	89	0.002-0.132j	129	-0.132+0.002j

10	-0.079-0.013j	50	-0.013-0.079j	90	-0.079-0.013j	130	-0.013-0.079j
11	-0.013+0.143j	51	0.143-0.013j	91	-0.013+0.143j	131	0.143-0.013j
12	0.092j	52	0.092	92	0.092j	132	0.092
13	-0.013+0.143j	53	0.143-0.013j	93	-0.013+0.143j	133	0.143-0.013j
14	-0.079-0.013j	54	-0.013-0.079j	94	-0.079-0.013j	134	-0.013-0.079j
15	0.002-0.132j	55	-0.132+0.002j	95	0.002-0.132j	135	-0.132+0.002j
16	0.046+0.046j	56	0.046+0.046j	96	0.046+0.046j	136	0.046+0.046j
17	-0.132+0.002j	57	0.002-0.132j	97	-0.132+0.002j	137	0.002-0.132j
18	-0.013-0.079j	58	-0.079-0.013j	98	-0.013-0.079j	138	-0.079-0.013j
19	0.143-0.013j	59	-0.013+0.143j	99	0.143-0.013j	139	-0.013+0.143j
20	0.092	60	0.092j	100	0.092	140	0.092j
21	0.143-0.013j	61	-0.013+0.143j	101	0.143-0.013j	141	-0.013+0.143j
22	-0.013-0.079j	62	-0.079-0.013j	102	-0.013-0.079j	142	-0.079-0.013j
23	-0.132+0.002j	63	0.002-0.132j	103	-0.132+0.002j	143	0.002-0.132j
24	0.046+0.046j	64	0.046+0.046j	104	0.046+0.046j	144	0.046+0.046j
25	0.002-0.132j	65	-0.132+0.00j	105	0.002-0.132j	145	-0.132+0.002j
26	-0.079-0.013j	66	-0.013-0.079j	106	-0.079-0.013j	146	-0.013-0.079j
27	-0.013+0.143j	67	0.143-0.013j	107	-0.013+0.143j	147	0.143-0.013j
28	0.092j	68	0.092	108	0.092j	148	0.092
29	-0.013+0.143j	69	0.143-0.013j	109	-0.013+0.143j	149	0.143-0.013j
30	-0.079-0.013j	70	-0.013-0.079j	110	-0.079-0.013j	150	-0.013-0.079j
31	0.002-0.132j	71	-0.132+0.002j	111	0.002-0.132j	151	-0.132+0.002
32	0.046+0.046j	72	0.046+0.046j	112	0.046+0.046j	152	0.046+0.046j
33	-0.132+0.002j	73	0.002-0.132j	113	-0.132+0.002j	153	0.002-0.132j
34	-0.013-0.079j	74	-0.079-0.013j	114	-0.013-0.079j	154	-0.079-0.013j
35	0.143-0.013j	75	-0.013+0.143j	115	0.143-0.013j	155	-0.013+0.143j
36	0.092	76	0.092j	116	0.092	156	0.092
37	0.143-0.013j	77	-0.013+0.143j	117	0.143-0.013j	157	-0.013+0.143j
38	-0.013-0.079j	78	-0.079-0.013j	118	-0.013-0.079j	158	-0.079-0.013j
39	-0.132+0.002j	79	0.002-0.132j	119	-0.132+0.002j	159	0.002-0.132j
160	0.023+0.023j						

### 3.3.3. Zamanlama Senkronizasyonu

IEEE 802.11a WLAN standardında senkronizasyon için alıcıda daha önceden bilinen başlangıç eki kullanılmaktadır. Genel OFDM sistemleri için önerilen birçok senkronizasyon tekniği (Schmidl ve Cox, 1997; Minn ve diğ., 2003; Park ve diğ., 2003; Kim ve diğ., 2005; Ren ve diğ., 2005) IEEE 802.11a WLAN standartına uygulanabilir. Ayrıca, IEEE 802.11a WLAN PLCP başlangıç eki için özel olarak tasarlanmış teknikler (Larsson ve diğ., 2001; Yuan ve diğ., 2008; Nguyen ve diğ., 2012; Nasraoui, 2015) de bildirilmiştir.

(Nasraoui, 2015)'e göre, zamanlama senkronizasyonu, kaba (coarse) senkronizasyon (paket tespiti) ve hassas (fine) senkronizasyon (sembol başlangıç noktası tespiti) olarak

ikiye ayrılmaktadır. Paket tespiti için, alınan sinyalin geciktirilmiş versiyonu ile öz ilintisi kullanılmaktadır. Sembol başlangıç noktası tespiti için ise, alınan sinyal ile daha önceden alıcıda bilinen kısa başlangıç ekinin çapraz ilintisi kullanılmaktadır.

$r(d)$  ile ifade edilen alınan sinyale öncelikle  $D = 16$  örnek gecikme ile öz ilinti işlemi, Eşitlik (3.8)'de verilen metrik kullanılarak uygulanmaktadır. Burada,  $d$  alınan sinyalin örneklerini ifade ederek metrik çıktısının hangi örnekler için alınacağını ifade etmektedir. Kısacası, metrik çıktısının gözleminin yapılacağı aralığı belirlemektedir.  $(.)^*$  ise karmaşık eşlenik işlemini ifade etmektedir.

$$C(d) = \sum_{k=0}^{D-1} r^*(d+k)r(d+k+D) \quad (3.8)$$

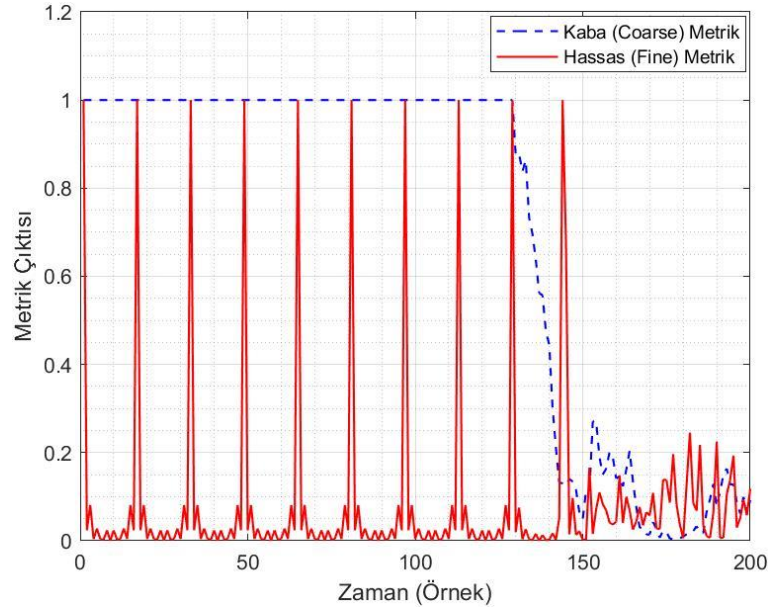
Alıcı, bir paketin başlangıcına karşılık gelen başlangıç ekini tespit ettiğinde, hassas senkronizasyon işlemi yapılmaktadır. Paket başlangıcının kestirilmesi ile elde edilen başlangıç noktasını iyileştirmek üzere, alınan sinyal ile yerel olarak alıcıda bilinen ve  $t$  ile ifade edilen ( $t_1$ 'den  $t_{10}$ 'a 10 adet kısa başlangıç eki sembollerinden bir tanesi) periyodik kısa başlangıç ekinin bir sembolü Eşitlik (3.9)'da gösterildiği üzere çapraz ilinti işlemine tabi tutulmaktadır.

$$F(d) = \sum_{k=0}^{D-1} t^*(k)r(d+k) \quad (3.9)$$

Hem kaba senkronizasyon metriği  $C(d)$ , hem de hassas senkronizasyon metriği  $F(d)$ , Eşitlik (3.10)'da verilen, alınan sinyalin enerjisi ile normalize edilmektedir.

$$E(d) = \sum_{k=0}^{D-1} |r(d+k+D)|^2 \quad (3.10)$$

Şekil 3.9'da gösterildiği üzere, Eşitlik (3.8)'deki alınan sinyalin öz ilintisi, kısa başlangıç ekinin 8 sembolü kadar (144 örnek) plato etkisi yaratmaktadır. Bilinen kısa başlangıç ekinin bir sembolü ile çapraz ilinti için Eşitlik (3.9)'daki metriğin kullanılması sonucunda ise, her bir kısa başlangıç eki sembolünün başlangıcında olmak üzere 10 adet tepe değeri alınmaktadır.



Şekil 3.9. Gürültüsüz koşulda IEEE 802.11a standardında kaba ve hassas metrikler

İlk 9 çapraz ilinti tepe noktası plato içinde olduğundan, son 10. tepe sonraki sembolün başladığı konum olarak kullanılabilir (Nasraoui, 2015). Ayrıca, ilinti penceresinin uzunluğunun artmasıyla ( $D$  arttıkça), zamanlama algoritmasının performansı daha da artacaktır. Ancak, pencere içerisinde  $D$  adet karmaşık çarpım işlemine karşılık geldiğinden zamanlama algoritmasının hızı azalacaktır (Yuan ve diğ., 2008).

### 3.4. LTE

Yüksek kaliteli, yüksek veri hızına sahip verimli mobil multimedia iletimine duyulan ihtiyacın artmasıyla birlikte Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (3GPP, third-generation partnership project) tarafından 8.sürümde (Release 8) LTE tanıtılmıştır (3GPP, 2010). LTE standardı, 1.4 MHz ile 20 MHz, yani FFT uzunluğunun 128 ile 2048 arasında değişebildiği ölçeklenebilir iletim bant genişliğini (scalable transmission bandwidth) desteklemektedir (Golnari ve diğ., 2015). Ayrıca, LTE hem frekans bölmeli dubleks (frequency-division duplex, FDD) hem de zaman bölmeli dubleks (time-division duplex, TDD) destekleyerek son derece esnek bir radyo arayüzü sunmaktadır. Bunların sonucunda, farklı bant genişliği tahsislerini mümkün kılarak operatörlerin spektruma dayalı olarak farklı hizmetler sunmasına olanak sağlamaktadır (Nasraoui, 2015).

Aşağı yön bağlantısında LTE, OFDM'nin getirdiği avantajlardan faydalanmaktadır. Yukarı yön bağlantısında, mevcut iletim gücünün aşağı yön bağlantısından önemli ölçüde

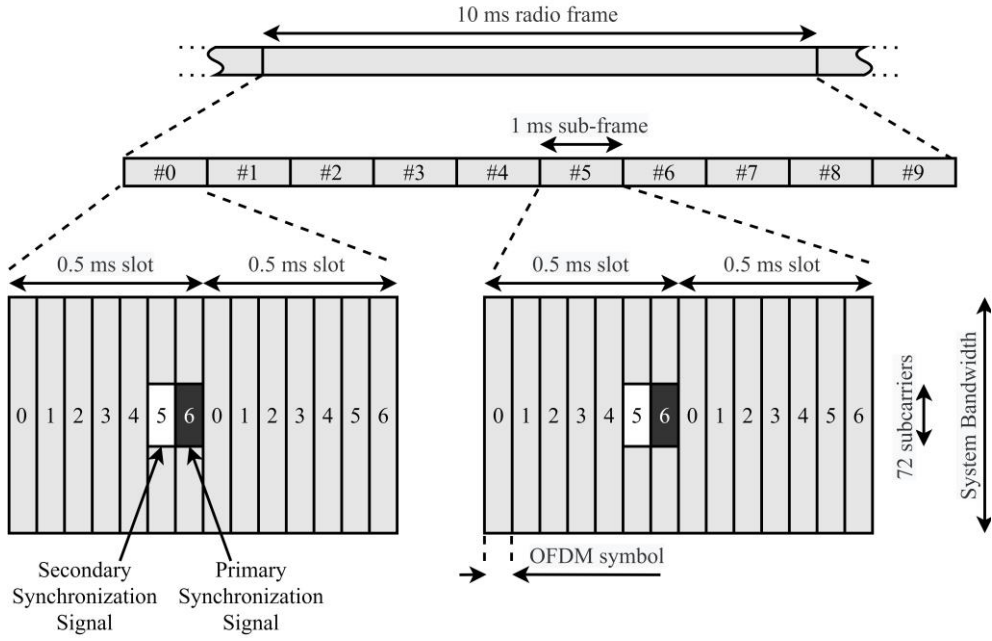


daha düşük olması sebebiyle, tek-taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim (single-carrier frequency division multiplexing access, SC-FDMA) kullanılmaktadır. Buna ek olarak SC-FDMA tekniği, OFDM'den daha küçük PAPR'ye sahiptir. Bu teknik, daha düşük karmaşıklığa ve yüksek güce sahip terminalleri mümkün kılarak kapsama alanını geliştirip, terminal maliyetini ve güç tüketimini azaltmaktadır (Astely ve diğ, 2009).

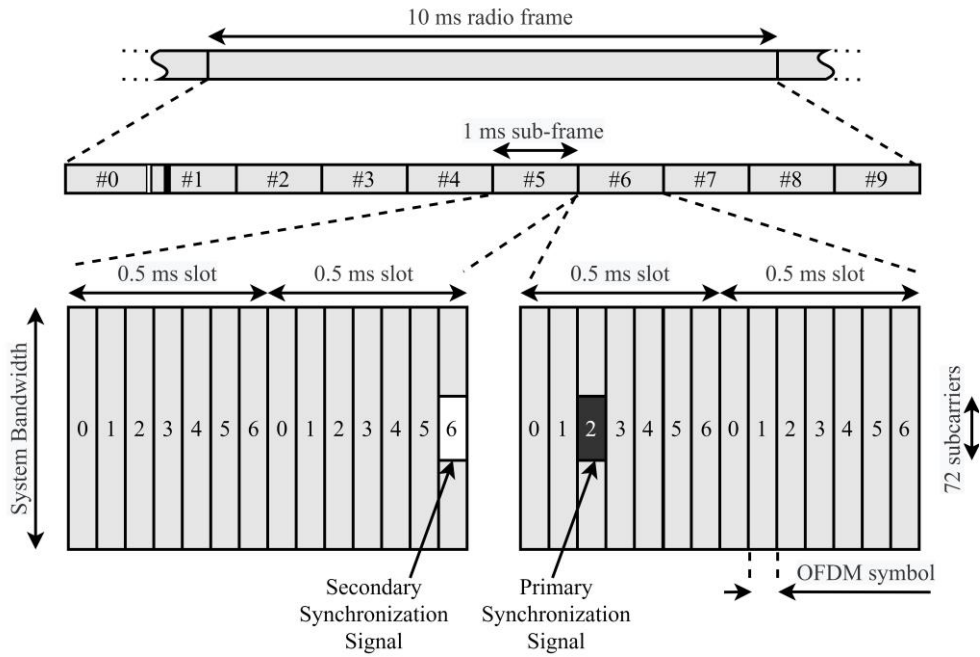
#### **3.4.1. Aşağı Yön Bağlantısı Çerçeve Yapısı**

LTE standardizasyonuna göre, sinyal her biri 10 ms süreye sahip radyo çerçeveleri (radio frame) halinde iletilmektedir. Her bir radyo çerçevesi, her biri 1 ms süreli 10 adet alt çerçeve (sub-frame) içermektedir ve alt çerçeve kendi içinde iki parçaya bölünerek 0.5 ms süreli yuvaları (slot) oluşturmaktadır. Normal veya genişletilmiş CP (extended CP) kullanılmasına bağlı olarak, bir yuva her biri 66.7  $\mu$ s olan 7 veya 6 OFDM sembolü içermektedir. Bu OFDM sembolleri arasında senkronizasyon ve hücre arama prosedürü amacıyla ayrılmış semboller bulunmaktadır. Bu semboller, birincil senkronizasyon sinyali (primary synchronization signal, PSS) ve ikincil senkronizasyon sinyali (secondary synchronization signal, SSS) olarak kullanılmaktadır. Ayrıca bu semboller aşağı yön bağlantısı referans sinyalleri olarak adlandırılmaktadır. Referans sinyalleri, konumları FDD ya da TDD moduna bağlı değişerek, düzenli olarak gönderilmektedir. LTE çerçeve yapısı, normal CP kullanıldığı varsayılarak Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'de sırasıyla FDD ve TDD modu için verilmiştir.

Referans sinyalleri FDD modunda 0. ve 10. yuvada son iki OFDM sembolünde gönderilirken, TDD modunda ise PSS 1. ve 6. alt çerçevede 2 numaralı OFDM sembolünde, SSS 0. ve 5. alt çerçevede son OFDM sembolünde gönderilmektedir. Senkronizasyon sinyallerinin konumlarındaki bu farklılığın nedeni, kullanılan dubleks şemasının önceden bilinmediği durumlarda saptanabilmesi içindir.



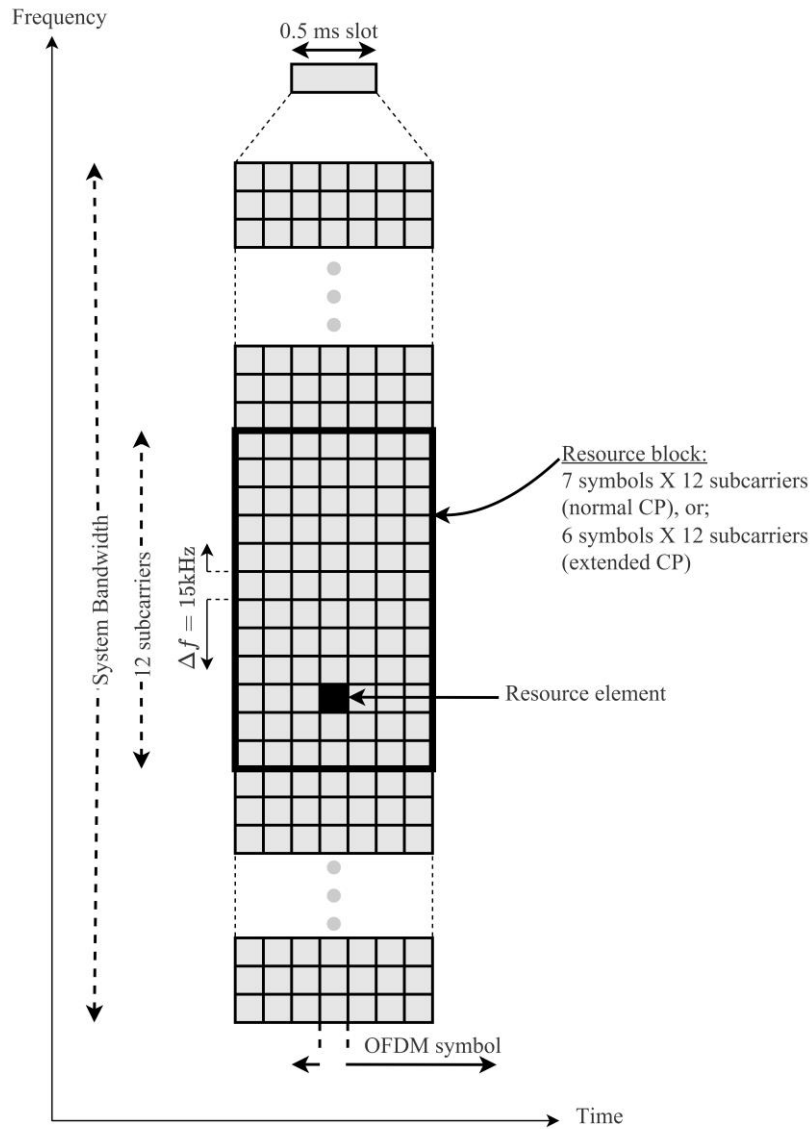
Şekil 3.10. Zaman ekseninde FDD modunda PSS ve SSS'nin konumları (Dahlman ve diğ, 2011)



Şekil 3.11. Zaman ekseninde TDD modunda PSS ve SSS'nin konumları (Dahlman ve diğ, 2011)

İletilecek aşağı yön bağlantısı sinyali, Şekil 3.12'deki gibi zaman-frekans ekseninde kaynak ızgarası (resource grid) üzerinden de gösterilebilmektedir. LTE'deki en küçük fiziksel kaynak, kaynak elementidir (resource element). Kaynak elementleri, frekans ekseninde 12 ardışık alt taşıyıcı ve zaman ekseninde bir yuvaya karşılık gelecek şekilde

kaynak bloğunu (resource block) oluşturmaktadır. Bu yüzden, her kaynak bloğu normal CP kullanıldığında  $7 \times 12 = 84$ , genişletilmiş CP kullanıldığında ise  $6 \times 12 = 72$  kaynak elementi içermektedir. Bir kaynak bloğu, bir kullanıcıya atanabilecek en küçük fiziksel birimdir ve alt taşıyıcı aralığı  $\Delta f = 15 \text{ kHz}$  olduğundan frekans ekseninde 180 kHz genişliktedir (Yıldız, 2015). LTE fiziksel katman spesifikasyonu, bir taşıyıcının minimum altı kaynak bloğundan maksimum 110 kaynak bloğuna kadar değişen herhangi bir sayıda oluşmasına izin vermektedir. Bunun sonucunda LTE, kabaca 1 MHz ile 20 MHz arasında değişen genel bir iletim bant genişliğini esnek bir şekilde sağlamaktadır (Dahlman ve diğ., 2011).



Şekil 3.12. Normal CP kullanıldığında varsayılarak LTE kaynak ızgarası (Malik ve diğ., 2010)

### 3.4.2. LTE Hücre Arama Prosedürü

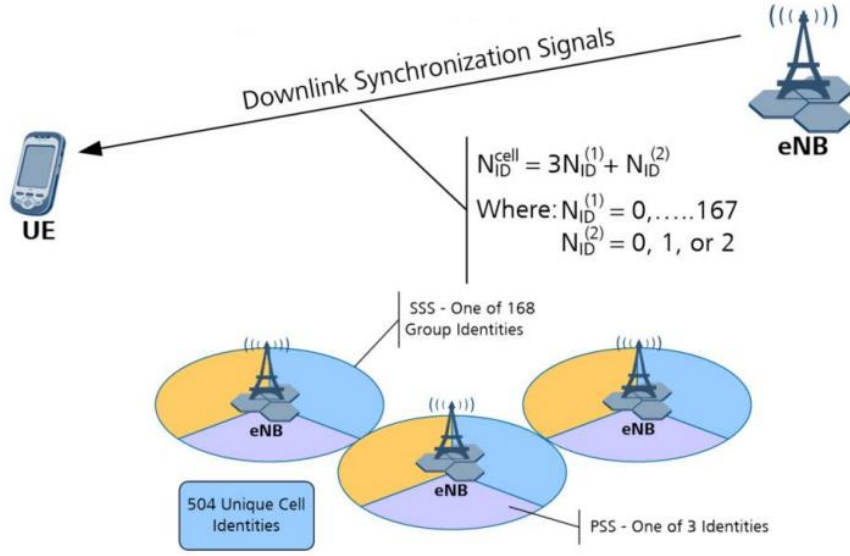
Hücre arama prosedürü bir terminalin yeni açılışında yani sisteme ilk erişimi sırasında yapılmaktadır. Aynı zamanda mobiliteyi desteklemek amacıyla terminalin sürekli olarak komşu hücrelerden gelen sinyalin kalitesini tespit ederek mevcut hücresi ile karşılaştırıp hücresel ağ içinde bir hücreden diğer hücreye geçiş (handover) gerçekleştirip gerçekleştirmeyeceğine karar vermesi gerekmektedir.

Bir LTE terminalinin, LTE ağı ile iletişim kurabilmesi için önce ağ içindeki bir hücreye erişip senkronize olması gerekmektedir. Hücre arama prosedürü aracılığıyla, bir terminal bir hücre ile zaman ve frekans senkronizasyonunu sağlayıp, hücrenin fiziksel katman kimliğini (physical layer cell identity) saptamaktadır.

LTE için 0 ile 503 arasında değişen 504 farklı fiziksel katman hücre kimliği ( $C_{ID}$ ) tanımlanmıştır. Burada, her hücre kimliği belirli bir aşağı yön bağlantısı referans sinyallerinin kombinasyonuna karşılık gelmektedir. Fiziksel katman hücre kimlikleri, değerleri 0 ile 167 arasında değişen 168 hücre kimlik grubuna (cell-identity group,  $N_{ID}^{(1)}$ ) ayrılmaktadır ve her hücre grubu için değerleri 0 ile 2 arasında değişen 3 hücre kimliği (cell-identity,  $N_{ID}^{(2)}$ ) bulunmaktadır. Fiziksel katman hücre kimliğine Eşitlik (3.11)'deki gibi karar verilmektedir.

$$C_{ID} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)} \quad (3.11)$$

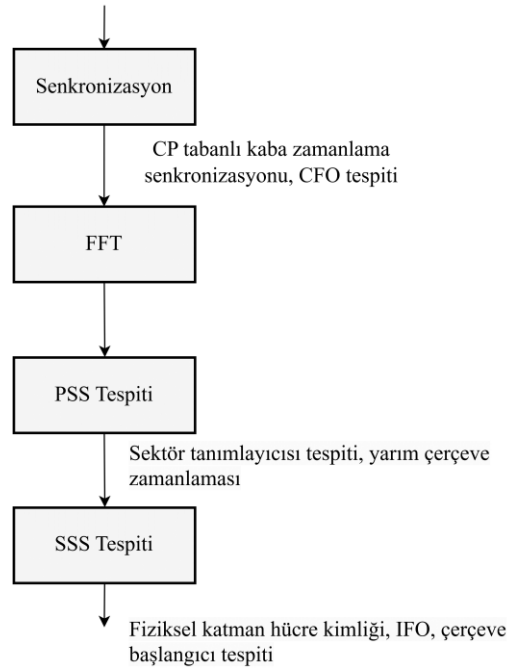
$N_{ID}^{(2)}$  aynı zamanda sektör tanımlayıcı (sector-identifier, S-ID) olarak da adlandırılmaktadır ve PSS ile ilişkilidir.  $N_{ID}^{(1)}$  ise grup tanımlayıcısı (group-identifier) olarak adlandırılıp SSS üzerinden gönderilmektedir. Hücre arama prosedürü ve aşağı yön bağlantısı senkronizasyonu, Şekil 3.13'de gösterilmektedir.



Şekil 3.13. Hücre arama prosedürü ve aşağı yön bağlantısı senkronizasyonu (URL-4)

CP tabanlı algoritma ile zaman alanında kaba zamanlama ile sembol başlangıç noktasının belirlenmesi ve CFO senkronizasyonu yapılırken, fiziksel katman hücre kimliğinin tanımlanması ve IFO senkronizasyonu, PSS ve SSS kullanılarak frekans alanında yapılmaktadır.

Zaman ve frekans senkronizasyonu, fiziksel katman hücre kimliğinin ( $C_{ID}$ ) tanımlamasını içeren prosedür, Şekil 3.14’de gösterilmektedir. LTE hücre arama prosedürü için ilk olarak, zaman ekseninde alıcı FFO’yu ve kaba zamanlamayı tahmin etmek için (Van de Beek ve diğ., 1997)’deki CP tabanlı yöntemi kullanmaktadır. Sonrasında PSS kullanılarak sektör tanımlayıcısı  $N_{ID}^{(2)} \in \{0,1,2\}$  tespit edilmektedir. Son olarak, SSS kullanılarak hücre kimlik grubu  $N_{ID}^{(1)} \in \{0, \dots, 167\}$  ve ardından IFO tespit edilmektedir. Elde edilen bilgilerle fiziksel katman hücre kimliği ( $C_{ID}$ ) bulunmaktadır (Manolakis ve diğ, 2009). Yani, hücre arama prosedürü sırasında, kanalın kestirimi ve denkleştirme işlemi yapılmadan hücre araması yapılmaktadır (Chu ve diğ., 2014).



Şekil 3.14. Zaman ve frekans senkronizasyonu, fiziksel katman hücre kimliğinin ( $C_{ID}$ ) tanımlamasını içeren hücre arama prosedürü (Manolakis ve diğ., 2009; Li ve diğ., 2016)

Belirli bir hücreyi işaret etmek amacıyla, önceki bölümde anlatılan bir LTE çerçevesi içerisinde bulunan iki PSS sinyali özdeştir. Ve bir hücrenin PSS'si  $N_{ID}^{(2)}$  ile ifade edilen sektör tanımlayıcıyı belirtmek için üç farklı değer almaktadır. Daha detaylı olarak, 168 hücre kimliği grubu içerisindeki bir grup içindeki üç sektör tanımlayıcısı her zaman farklı PSS'ye karşılık gelmektedir. Bu yüzden, terminal hangi PSS'yi aldığını tespit ettiğinde aşağıdaki çıkarımları yapabilmektedir:

- Hücrenin 5 ms'lik yarım çerçeve (half-frame) zamanlaması ve bunun sonucunda SSS'nin olası pozisyonları
- Hücre kimliği grubu içindeki  $N_{ID}^{(2)}$  sektör tanımlayıcısı (Terminal, hücre kimliği grubunu belirlemese de, olası sektör tanımlayıcısı belirlendiği için olası  $C_{ID}$  sayılarını 504'den 168'e indirmiş olmaktadır.)

PSS tespit edildikten sonra, SSS ile terminal aşağıdakileri gerçekleştirmelidir:

- Çerçeve zamanlaması (PSS tespitinden sonra iki alternatif oluşmaktadır.)
- Hücre kimliği grubu
- IFO

Ayrıca, bir terminalin bunu 10 ms'lik radyo çerçevesi içerisindeki tek bir SSS'yi alarak yapması mümkün olmalıdır. Bunun nedeni, örneğin terminalin SSS araması sırasında, arama penceresi birden fazla SSS'yi kapsayacak kadar büyük olmayabilir. Bunu yapabilmek için her bir SSS, 168 farklı hücre kimliği grubuna karşılık gelen 168 farklı değer alabilir. Ayrıca, bir çerçeve içindeki iki SSS için geçerli olan değerler seti (SSS<sub>1</sub>'de alt çerçeve 0 ve SSS<sub>2</sub>'de alt çerçeve 5) farklıdır, yani tek bir SSS'nin saptanmasından terminal, SSS<sub>1</sub> ya da SSS<sub>2</sub>'den hangisinin algılandığını belirleyebilmektedir ve böylece çerçeve zamanlamasını gerçekleştirebilmektedir.

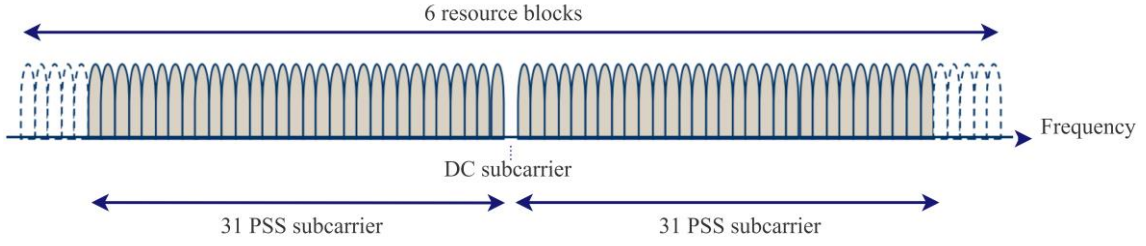
Terminal, çerçeve zamanlamasını ve fiziksel katman hücre kimliğini elde ettikten sonra, hücreye özgü referans sinyali (cell-specific reference signal) çözmüş olmaktadır. Hücreye özgü referans sinyali çözüldükten sonra yapılacak olan adımlar, ilk hücre araması mı yoksa komşu hücre ölçümleri amacıyla hücre araması mı olduğuna bağlı olarak devam etmektedir (Dahlman ve diğ, 2011).

### 3.4.2.1 PSS

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi, PSS hücre arama prosedürü ve daha detaylı olarak hücre sektörünün tanımlanmasında kullanılmaktadır. PSS, frekans ekseninde Eşitlik (3.12)'de  $d_\mu(n)$  ile gösterilen üç farklı Zadoff-Chu dizisinden birisi ile oluşturulmaktadır.

$$d_\mu(n) = e^{-j\frac{\pi\mu n(n+1)}{N_{ZC}}}, \quad 0 \leq n \leq N_{ZC} - 1 \quad (3.12)$$

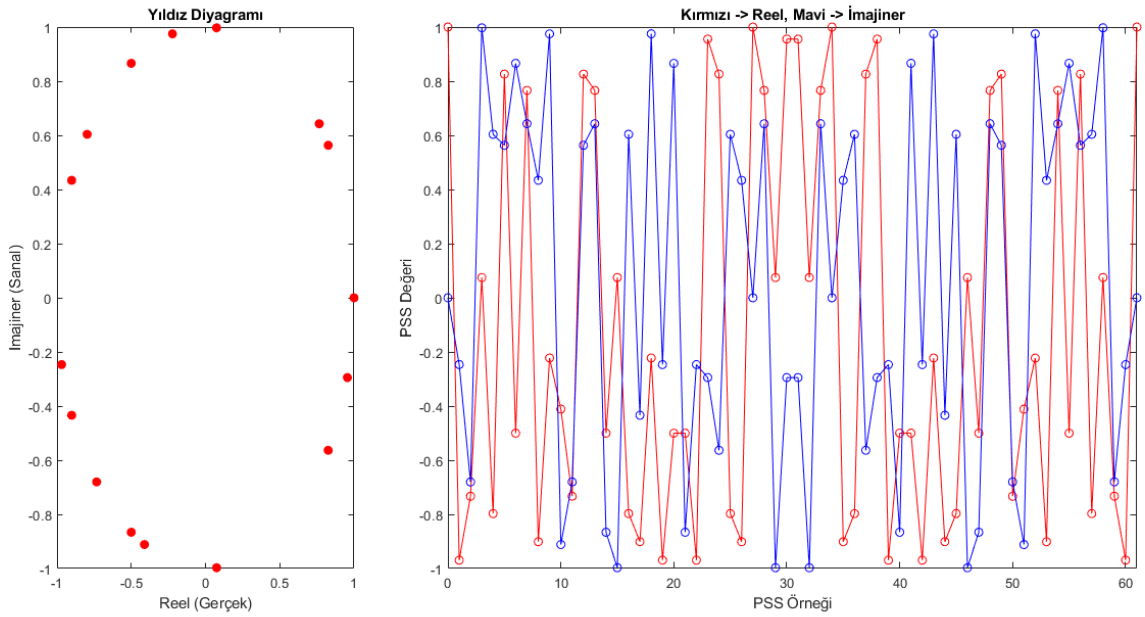
Üç ayrı hücre sektörünü tanımlamak için, kök dizi indeksi (root sequence index)  $\mu \in \{25, 29, 34\}$ , S-ID sektör tanımlayıcısına ( $N_{ID}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ ) karşılık gelecek şekilde seçilmektedir.  $N_{ZC}$ , dizi uzunluğunu göstermektedir ve PSS için 63 örnektir. Frekans ekseninde PSS'nin konumlandırılması Şekil 3.15'de gösterilmiştir. 63 örnek uzunluğuna sahip PSS, kenarlarına beş sıfır eklenerek merkezdeki 73 alt taşıyıcıya (merkezdeki 6 kaynak bloğu) eşlenmektedir. DC alt taşıyıcı (DC subcarrier) ile çakışan PSS örneği  $d_\mu(31)$ , iletilmemektedir yani Zadoff-Chu dizisinin yalnızca 62 elemanı gerçekte iletilmektedir. Böylece PSS, FDD için 0 ve 5. alt çerçevelerinde, TDD için 1 ve 6. alt çerçevelerinde 72 kaynak elemanını (DC taşıyıcı hariç) kullanmaktadır.



Şekil 3.15. Frekans ekseninde PSS'nin konumlandırılması (Dahlman ve diğ, 2011)

PSS için karşılık gelen zaman eksenini sinyali, sistemin bant genişliği ile orantılı uzunluğa sahip IFFT kullanılarak üretilebilmektedir (Nasraoui, 2015).

Örneğin, fiziksel katman hücre kimliğinin 7 olduğu durumda ( $C_{ID} = 7$ ) Eşitlik (3.11)'den  $N_{ID}^{(1)} = 2$ ,  $N_{ID}^{(2)} = 1$  olmaktadır.  $N_{ID}^{(2)} = 1$  olduğunda,  $\mu = 29$ 'a karşılık gelmektedir. MATLAB'da ltePSS komutu kullanılarak da PSS üretilebilmektedir. Şekil 3.16'da bu durumda iletilen PSS gösterilmiştir.



Şekil 3.16.  $C_{ID} = 7$  iken iletilen PSS

### 3.4.2.2 SSS

SSS grup tanımlayıcısının belirlenmesinde kullanılmaktadır. Sistem bant genişliğinde PSS gibi merkezdeki 6 kaynak bloğunda yer almaktadır ve PSS gibi frekans ekseninde konumlandırılmaktadır. SSS, maksimum uzunluk dizilerine (maximum-length



sequences) dayalıdır. Bu diziler m-dizileri (m-sequences) olarak da adlandırılmaktadır ve sözde rasgele (pseudorandom) ikili dizilerdir. Doğrusal geri beslemeli (linear feedback) m-aşamalı ikili kaydırma yazmacı (binary shift register) kullanılarak  $m \in \mathbb{N}$  olmak üzere  $N_m = 2^m - 1$  uzunluğunda elde edilmektedirler.

M-dizileri, iyi otokorelasyon özelliklerine sahip ikili dizilerdir. Eşitlik (3.13)'de gösterilen öz ilinti fonksiyonu  $N_m$  ve -1 olmak üzere iki değerlidir.  $m(n)$  m-dizisini,  $\tau$  çevrimsel kayma (cyclic shift) miktarını göstermektedir.

$$\sum_{n=0}^{N_m-1} m(n)m^*(n+\tau) = \begin{cases} N_m & , \tau = 0 \\ -1 & , \tau \neq 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

Bu otokorelasyon özelliklerinden dolayı, m-dizileri doğrudan dizi yayılma spektrumu (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) ve geniş bantlı sistemlerde kanal kestirimi gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. (Rice ve diğ., 2001).

LTE'de SSS'yi oluşturmak üzere her biri 31 uzunluğunda olan üç tane m-dizisi  $\tilde{s}(n)$ ,  $\tilde{c}(n)$  ve  $\tilde{z}(n)$  kullanılmaktadır. SSS'nin örnekleri  $d(0), \dots, d(61)$ , üç m-dizisi kullanılarak oluşturulmuş iki tane 31 uzunluklu ikili dizinin serpiştirilmiş bir birleşimidir. Birleştirilmiş dizi, PSS tarafından verilen bir karıştırma dizisi (scrambling sequence) ile karıştırılmaktadır. SSS'yi tanımlayan iki 31 uzunluklu dizinin kombinasyonu,  $0 \leq n \leq 30$  olmak üzere Eşitlik (3.14)'de ifade edildiği gibi alt çerçeveler arasında farklılık göstermektedir.

$$\begin{aligned} d(2n) &= \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{alt çerçeve 0 ise} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{alt çerçeve 5 ise} \end{cases} \\ d(2n+1) &= \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{alt çerçeve 0 ise} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{alt çerçeve 5 ise} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Eşitlik (3.14)'teki  $m_0$  ve  $m_1$  indisleri hücre kimlik grubu  $N_{ID}^{(1)}$  kullanılarak Eşitlik (3.15)'e göre hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned}
m_0 &= m' \bmod 31 \\
m_1 &= (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31 \\
m' &= N_{ID}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{ID}^{(1)}/30 \rfloor
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Hesaplama sonucunda elde edilen  $m_0$  ve  $m_1$  indisleri ayrıca tablo halinde Tablo 3.5'te verilmektedir. Eşitlik (3.14)'teki  $s_0^{(m_0)}(n)$  ve  $s_1^{(m_1)}(n)$ ,  $\tilde{s}(n)$  m-dizisinin iki farklı çevrimsel kayma miktarı ile kaydırılması sonucunda Eşitlik (3.16)'da gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}
s_0^{(m_0)}(n) &= \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31) \\
s_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31)
\end{aligned} \tag{3.16}$$

$\tilde{s}(n)$  m-dizisi başlangıç koşulları  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$  olmak üzere Eşitlik (3.17)'deki gibi oluşturulmaktadır.

$$\begin{aligned}
\tilde{s}(n) &= 1 - 2x(n), \quad 0 \leq n \leq 30 \\
x(\bar{n} + 5) &= (x(\bar{n} + 2) + x(\bar{n})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{n} \leq 25
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Eşitlik (3.14)'teki  $c_0(n)$  ve  $c_1(n)$  olarak verilen iki karıştırma dizisi PSS ile ilişkilidir ve  $\tilde{c}(n)$  m-dizisinin iki farklı çevrimsel kayma miktarı ile kaydırılması sonucunda Eşitlik (3.18)'de gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}
c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\
c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Önceki bölümden hatırlarsak  $N_{ID}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$  olmak üzere sektör tanımlayıcısını ifade etmektedir.  $\tilde{c}(n)$  m-dizisi başlangıç koşulları  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$  olmak üzere Eşitlik (3.19)'daki gibi oluşturulmaktadır.

$$\begin{aligned}
\tilde{c}(n) &= 1 - 2x(n), \quad 0 \leq n \leq 30 \\
x(\bar{n} + 5) &= (x(\bar{n} + 3) + x(\bar{n})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{n} \leq 25
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Eşitlik (3.14)'teki  $z_1^{(m_0)}(n)$  ve  $z_1^{(m_1)}(n)$  karıştırma dizileri ve  $\tilde{z}(n)$  m-dizisinin iki farklı çevrimsel kayma miktarı ile kaydırılması sonucunda Eşitlik (3.20)'de gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$\begin{aligned} z_1^{(m_0)}(n) &= \tilde{z}\left((n + (m_0 \bmod 8))\right) \bmod 31 \\ z_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{z}\left((n + (m_1 \bmod 8))\right) \bmod 31 \end{aligned} \quad (3.20)$$

$\tilde{z}(n)$  m-dizisi başlangıç koşulları  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$  olmak üzere Eşitlik (3.21)'deki gibi oluşturulmaktadır.

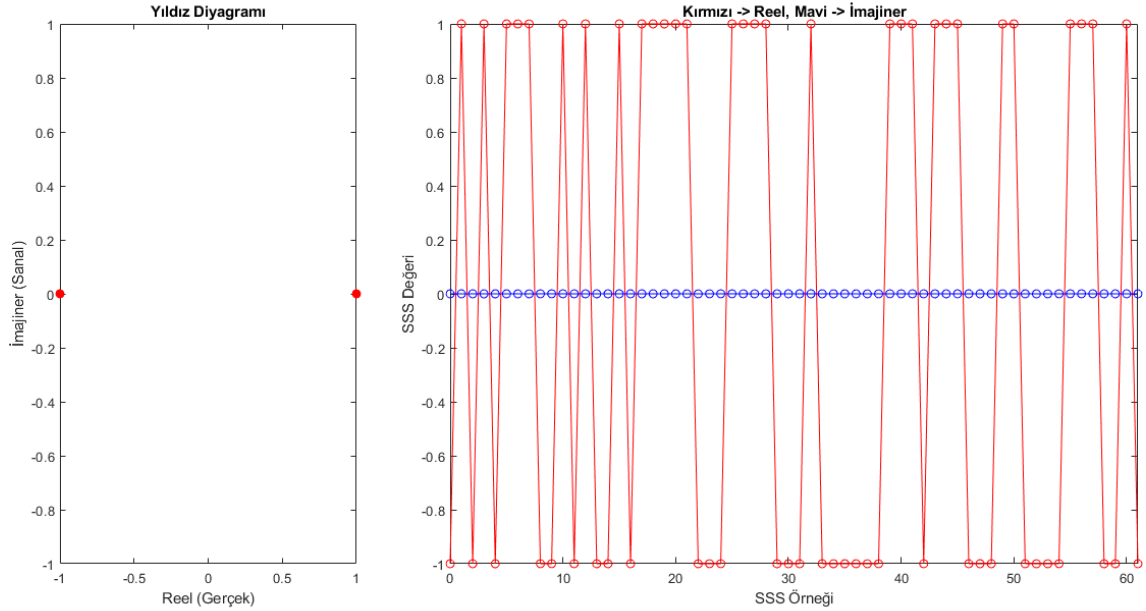
$$\begin{aligned} \tilde{z}(n) &= 1 - 2x(n), \quad 0 \leq n \leq 30 \\ x(\bar{n} + 5) &= (x(\bar{n} + 4) + x(\bar{n} + 2) + x(\bar{n} + 1) + x(\bar{n})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{n} \leq 25 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Tablo 3.5. Fiziksel katman hücre kimliği grubu  $N_{ID}^{(1)}$  ile  $m_0$  ve  $m_1$  indisleri arası eşleme (3PPP, 2022)

$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$	$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$	$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$	$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$	$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24

23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

Örneğin, fiziksel katman hücre kimliğinin 387 olduğu durumda ( $C_{ID} = 387$ ), Eşitlik (3.11)'den  $N_{ID}^{(1)} = 129$ ,  $N_{ID}^{(2)} = 0$  olmaktadır.  $N_{ID}^{(1)} = 129$  olduğunda, Tablo 2.1'den bakıldığında  $m_0 = 15$  ve  $m_1 = 20$  bulunmaktadır. MATLAB'da lteSSS komutu kullanılarak da SSS üretilebilmektedir. Bu durumda iletilen SSS Şekil 3.17'de gösterilmektedir.



Şekil 3.17.  $C_{ID} = 387$  iken iletilen SSS

### 3.5. CAZAC Dizileri

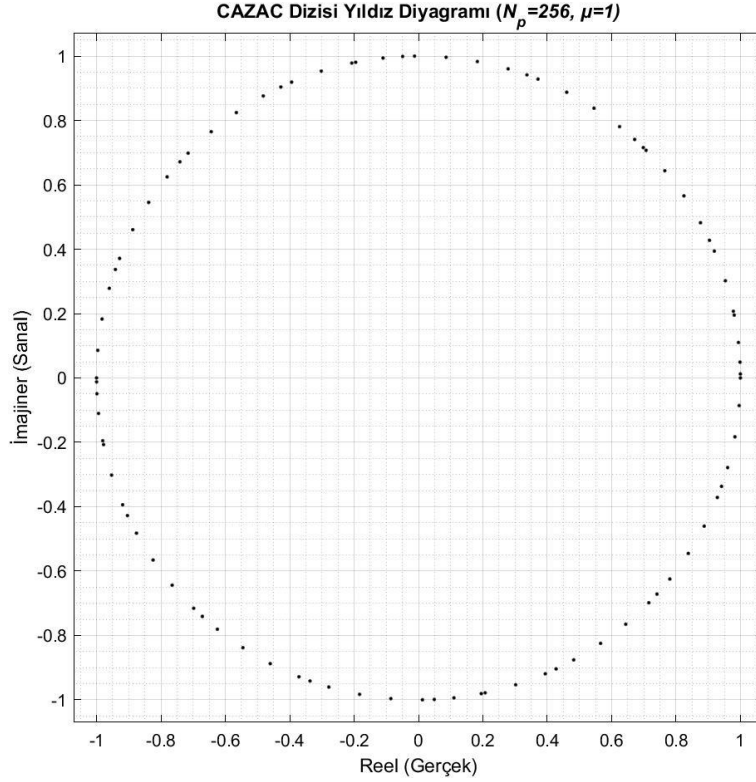
Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi LTE standartlarında CAZAC tipi dizilerden biri olan Zadoff-Chu dizisi kullanılmaktadır. Aralarında Chu kodları (Chu, 1972), Frank-Zadoff kodları (Frank ve diğ., 1962) ve Milewski dizileri (Milewski, 1983) gibi listelebileceğimiz çok sayıda iyi bilinen CAZAC tipi kodlama dizisi bulunmaktadır (Kebo ve diğ., 2007).

Bir tür çok fazlı kod (poly-phase code) olan CAZAC karmaşık üstel dizisi (Boemer ve Antweiler, 1992)'e göre Eşitlik (3.22)'teki gibi seçilebilmektedir (Yang ve diğ., 2011). Öz ilinti fonksiyonu Eşitlik (3.23)'te verilmiştir.

$$c(n) = e^{j\pi\mu n^2/N_p}, \quad 0 \leq n \leq N_p - 1 \quad (3.22)$$

$$\sum_{n=0}^{N_p-1} c(n)c^*(n+\tau) = \begin{cases} N_p & , \tau = 0 \\ 0 & , \tau \neq 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

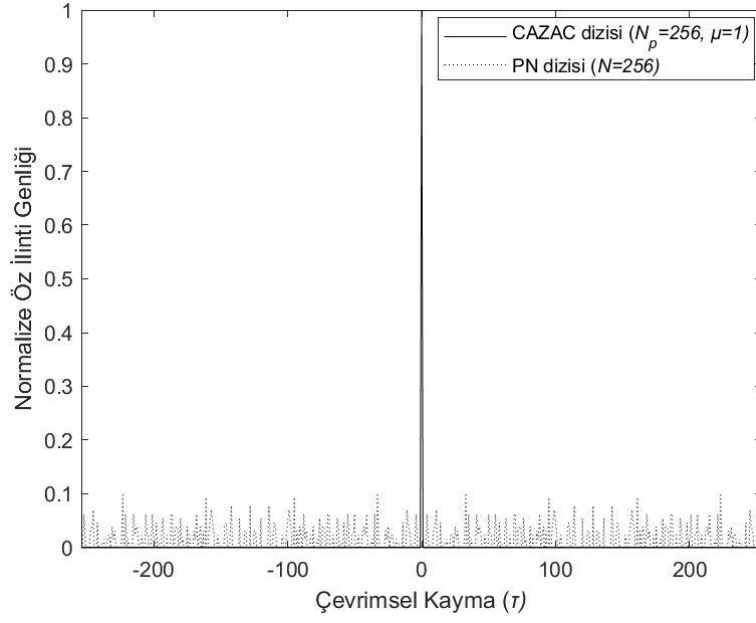
Denklemlerde verilen  $N_p$  CAZAC dizisinin periyodunu,  $\mu$  ise dizinin periyoduna bağlı olarak üretilebilecek kök diziyi belirten ve dizi indeksi olarak adlandırılan bir parametredir.  $\tau$ , çevrimsel kayma (cyclic shift) miktarını göstermektedir. Eşitlik (3.23)'te verilen sabit genlik ve sıfır öz ilinti özelliklerinin sağlanabilmesi için  $\mu$  ve  $N_p$  aralarında asal seçilmektedir (Yang ve diğ., 2011).  $N_p$  asal sayı seçildiğinde, üretilebilecek kök dizi sayısı  $N_p - 1$  adet olmaktadır. Bu yüzden, üretilebilecek kök dizi sayısı sınırlıdır. Diğer bir deyişle,  $N_p$  periyoduna sahip bir CAZAC dizisi için,  $N_p$  ile aralarında asal tam sayıların sayısı kadar kök dizi oluşturmak mümkündür. Kök dizi olmayan diğer diziler, kök dizilerin çevrimsel olarak  $\tau$  örnek kaydırılmış biçimleri ile üretilebilmektedir. Eşitlik (3.22)'ye göre üretilmiş bir CAZAC kök dizisinin yıldız diyagramı Şekil 3.18'de verilmiştir.



Şekil 3.18. CAZAC dizisinin yıldız diyagramı

Başlangıç eki tabanlı senkronizasyon algoritmalarında tatmin edici bir senkronizasyon başarımı elde etmek için, başlangıç ekinin tasarımında kullanılan dizi önemlidir. PN dizisi, belirli bir dizi uzunluğuna sahiptir, ancak tüm dizi belirli bir örüntüye sahip değildir. Bu diziler, kanalda rastgele görünme potansiyeline sahiptir, ancak kullanıcı tarafından matematiksel olarak modellenemez. Senkronizasyon bağlamında, kullanılan dizinin öz ilinti fonksiyonu yüksek yan tepe noktaları sunduğunda, gürültüye ve çok yollu kanala karşı performans genellikle tatmin edici değildir. CAZAC dizileri sabit genlik özelliği sayesinde optimum iletim verimliliği ve sıfır öz ilinti özelliği sayesinde keskin zamanlama özellikleri nedeniyle başlangıç eki tasarımı için önem arz etmektedir (Nasraoui, 2015).

CAZAC ve PN dizilerinin normalize öz ilinti grafiği Şekil 3.19’da verilmiştir. Şekilden de görülebileceği gibi, CAZAC dizisi, PN dizisinden daha iyi ilinti özelliklerine sahiptir. CAZAC kök dizisi ile çevrimsel olarak kaydırılmış biçimi arasındaki öz ilinti sıfıra eşit olmaktadır.



Şekil 3.19. CAZAC ve PN dizilerinin normalize öz ilinti grafiği

Ayrıca CAZAC dizisinin özellikleri, IFFT veya FFT sonucunda değişmemektedir. Bu nedenle, PN dizisinin aksine, hem zaman hem de frekans alanında sabit bir genliğe sahiptir. Bunun sonucunda, düşük PAPR sağlamaktadır (Yang ve diğ., 2011).

#### 4. BAŞLANGIÇ EKİ TABANLI SEMBOL ZAMANLAMA ALGORİTMALARI

OFDM sistemlerinin kullanılmaya başlandığı zamandan bu yana, senkronize bir şekilde haberleşmeyi sağlamak için, başlangıç eki ve sembol başlangıç noktasını tespit etmek amacıyla başlangıç eki yapısını inceleyen zamanlama metriği tasarımı oldukça önemli bir araştırma konusu olmuştur. OFDM sistemleri için birçok senkronizasyon tekniği önerilmiştir. Bu bölümde literatürde önemli yere sahip olan başlıca ilinti tabanlı sembol zamanlama algoritmalarının (Schmidl ve Cox, 1997; Minn ve diğ., 2003; Park ve diğ., 2003; Kim ve diğ., 2005; Ren ve diğ., 2005) başlangıç eki ve zamanlama metriği yapıları incelenerek, daha sonrasında CAZAC tabanlı yeni bir başlangıç eki önerilmiştir.

İlinti tabanlı sembol zamanlama algoritmalarında, zamanlama metriği için kullanılan yapının genel formu Eşitlik (4.1)'de verilmiştir.

$$M_x(d) = \frac{|P_x(d)|^2}{(R_x(d))^2} \quad (4.1)$$

Burada  $x = \{\text{Schmidl, Minn, Park, Kim, Ren}\}$ , kullanılan yöntemin ismini belirtmektedir.  $P_x(d)$ , başlangıç eki yapısı içindeki karşılık gelen örneklerin ilintisini analiz etmektedir ve  $R_x(d)$ , alınan sinyalin enerjisini tanımlayarak zamanlama metriğinin normalizasyonu için kullanılmaktadır.  $d$  alınan sinyalin örneklerini ifade ederek metrik çıktısının hangi örnekler için alınacağını ifade etmektedir.  $P_x(d)$  ve  $R_x(d)$  her yönteme göre farklılık göstermektedir. İlerleyen alt başlıklarda bu yöntemler tanıtılmaktadır.

##### 4.1. Schmidl'in Yöntemi

Sembol zamanlaması kestirimi için, zaman ekseninde başlangıç eki iki özdeş parça tarafından oluşturulmaktadır (Schmidl ve Cox, 1997). Başlangıç eki örnekleri Eşitlik (4.2)'de verilmiştir.

$$S_{\text{Schmidl}} = [A_{N/2} \ A_{N/2}] \quad (4.2)$$

Burada  $A_{N/2}$ ,  $N/2$  uzunluğundaki rastgele karmaşık değerli PN dizisini temsil etmektedir.  $N$  ise OFDM sisteminde kullanılan IFFT/FFT boyutunun yanı sıra kullanılan başlangıç ekinin uzunluğunu belirtmektedir.  $N/2$  uzunluğundaki kayan pencere (sliding window)



içinde karşılık gelen örneklerin ilintisini analiz eden  $P_{Schmidl}(d)$  ve alınan sinyalin enerjisini tanımlayarak zamanlama metriğinin normalize edilmesi için kullanılan  $R_{Schmidl}(d)$  Eşitlik (4.3) ve Eşitlik (4.4)'te verilmiştir.

$$P_{Schmidl}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r^*(d+k) r\left(d+k+\frac{N}{2}\right) \quad (4.3)$$

$$R_{Schmidl}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} \left| r\left(d+k+\frac{N}{2}\right) \right|^2 \quad (4.4)$$

Eşitlik (4.3)'te  $(.)^*$  ile karmaşık eşlenik işlemi belirtilmektedir ve  $r(d)$  alınan sinyalin  $d$ . örneğini temsil etmektedir. Başlangıç ekinin ilk yarısındaki bir örneğin karmaşık eşleniği, ikinci yarıdaki örnek ile çarpılmaktadır. Başlangıç eki örnekleri içindeki karşılık gelen çiftler, hiçbir kanal bozulması olmadığı durumda aynı faza ve genliğe sahip olacağından, çarpımların kayan pencere içerisindeki toplamı maksimum değere ulaşmaktadır. Bu nedenle, başlangıç ekinin başlangıç indisi (ilk örneği)  $\arg \max_d M_{Schmidl}(d)$  ile bulunarak, kestirilen sembol başlangıç noktası  $(\widehat{d})$  belirlenmektedir.

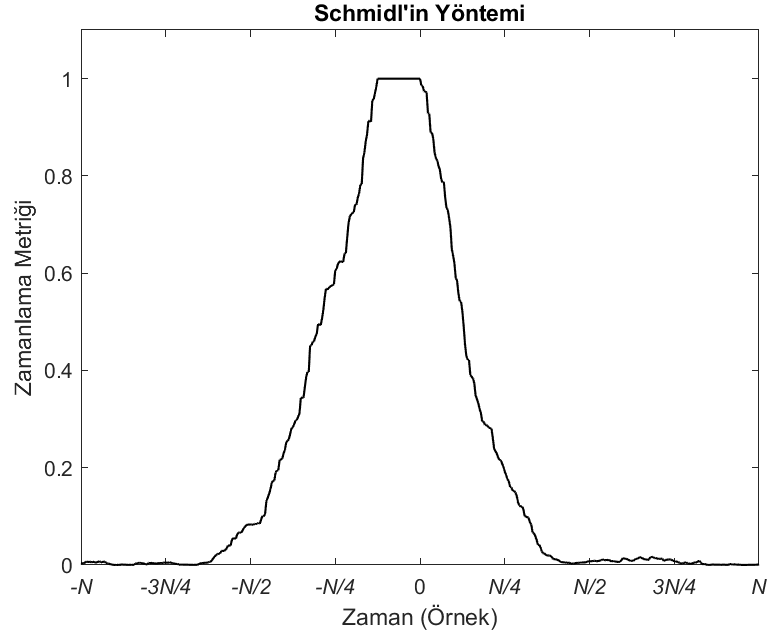
Eşitlik (4.3)'teki hesaplama karmaşıklığını azaltmak için özyinelemeli (recursive) bir yaklaşım uygulandığında Eşitlik (4.5) elde edilebilmektedir.

$$P_{Schmidl}(d+1) = P_{Schmidl}(d) + r^*(d+N/2) r(d+N) - r^*(d) r(d+N/2) \quad (4.5)$$

Eşitlik (4.5)'ten görülebileceği gibi,  $P_{Schmidl}(d)$  ile  $P_{Schmidl}(d+1)$  arasındaki fark küçüktür. Çünkü, iki ardışık değer arasındaki  $r^*(d+1) r(d+1+N/2) + r^*(d+2) r(d+2+N/2) + \dots + r^*(d+N/2-1) r(d+N-1)$  ile ifade edilen çarpımların toplamı aynıdır. Sadece  $r^*(d) r(d+N/2)$  ve  $r^*(d+N/2) r(d+N)$  çarpımları farklı olmaktadır (Ren ve diğ., 2005).

Şekil 4.1'de,  $N=256$  alt taşıyıcıya ve  $N_{CP} = 32$  CP uzunluğuna sahip OFDM sinyali için gürültüsüz kanalda  $M_{Schmidl}(d)$  zamanlama metriği çıktısı gösterilmektedir. Gerçek sembol başlangıç noktası 0.örneğe konumlandırılmıştır. Şekilden görülebileceği gibi, zamanlama metriği başlangıç eki için kullanılan tüm CP örnekleri süresince tepe noktası

veren bir plato etkisi üretmektedir. Bu etki, sembol zamanlaması tahmini için belirsizliğe yol açmaktadır.



Şekil 4.1. Gürültüsüz kanalda Schmidl'in Yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

#### 4.2. Minn'in Yöntemi

Minn'in yöntemindeki başlangıç eki yapısı, önceki yöntemin neden olduğu belirsizliği azaltmaktır (Minn ve diğ., 2000). Zaman ekseninde başlangıç eki yapısı Eşitlik (4.6)'da verildiği gibi güncellenmiştir.

$$S_{Minn} = [A_{N/4} \quad A_{N/4} - A_{N/4} - A_{N/4}] \quad (4.6)$$

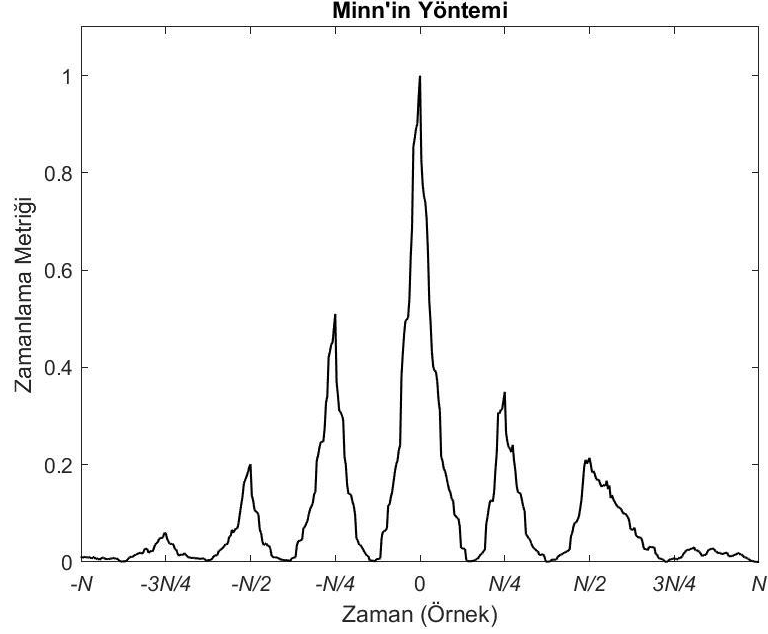
Burada  $A_{N/4}$ ,  $N/4$  uzunluğundaki rastgele karmaşık değerli PN dizisini temsil etmektedir.

İlinti ve enerji denklemleri sırasıyla Eşitlik (4.7) ve Eşitlik (4.8)'de verilmektedir.

$$P_{Minn}(d) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} r^* \left( d + \frac{N}{2}m + k \right) r \left( d + \frac{N}{2}m + k + \frac{N}{4} \right) \quad (4.7)$$

$$R_{Minn}(d) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} \left| r \left( d + \frac{N}{2}m + k + \frac{N}{4} \right) \right|^2 \quad (4.8)$$

Başlangıç ekinin ilk örneği  $\arg \max_d M_{Minn}(d)$  ile bulunarak, kestirilen sembol başlangıç noktası  $(\widehat{d})$  belirlenmektedir. Başlangıç ekindeki negatif değerli örneklerin bir sonucu olarak Şekil 4.2’de gösterildiği gibi zamanlama metriği çıktısında sadece sembol başlangıç noktası için tepe noktası elde edilmektedir.



Şekil 4.2. Gürültüsüz kanalda Minn’in Yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

### 4.3. Park’ın Yöntemi

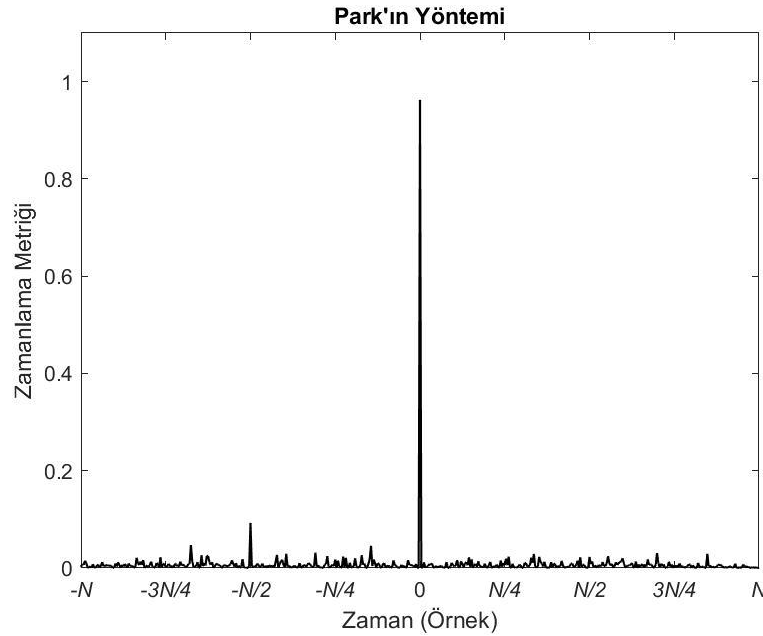
Bir önceki bölümde bahsedilen Minn’in yönteminden farklı olarak, Park’ın yönteminde  $A_{N/4}$  ve onun zaman eksenindeki simetrik hali  $B_{N/4}$  birlikte kullanılmaktadır (Park ve diğ., 2003). Zaman alanındaki başlangıç eki, ilinti ve enerji denklemleri sırasıyla Eşitlik (4.9), Eşitlik (4.10) ve Eşitlik (4.11)’de verilmektedir.

$$S_{Park} = [A_{N/4} \ B_{N/4} \ A_{N/4}^* \ B_{N/4}^*] \quad (4.9)$$

$$P_{Park}(d) = \sum_{k=0}^{N/2} r(d-k)r(d+k) \quad (4.10)$$

$$R_{Park}(d) = \sum_{k=0}^{N/2} |r(d+k)|^2 \quad (4.11)$$

Diğer yöntemlerden farklı olarak başlangıç ekinin ikinci yarısının ilk örneği  $\arg \max_d M_{Park}(d)$  ile bulunarak, kestirilen sembol başlangıç noktası  $(\widehat{d})$  belirlenmektedir.  $P_{Park}(d)$ , ardışık iki  $d$  değeri için  $N/2$  farklı çarpım çiftine sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Yani, birbirini izleyen her iki  $d$  değeri için sadece bir ortak çarpım vardır. Bu nedenle, Park'ın metriği ile, hiçbir kanal bozulması olmadan yalnızca sembol başlangıç noktasında dürtü (impulse) şeklinde bir tepe noktası elde edilmektedir. Bu yöntemle, Şekil 4.3'te gösterildiği gibi Minn'in yönteminde oluşan sembol başlangıç noktası etrafındaki yan loblar azaltılarak yüksek performans elde edilmek istenmektedir.



Şekil 4.3. Gürültüsüz kanalda Park'ın Yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

#### 4.4. Kim'in Yöntemi

Kim'in yönteminde, Park'ın yöntemine benzer şekilde, ardışık örnekler için hesaplanan çarpım çiftleri arasındaki farkın artırılması amaçlanmıştır (Kim ve diğ., 2005). Başlangıç eki yapısı, güncellenmiş ilinti ve enerji eşitlikleri sırasıyla Eşitlik (4.12), Eşitlik (4.13) ve Eşitlik (4.14)'te verilmektedir.

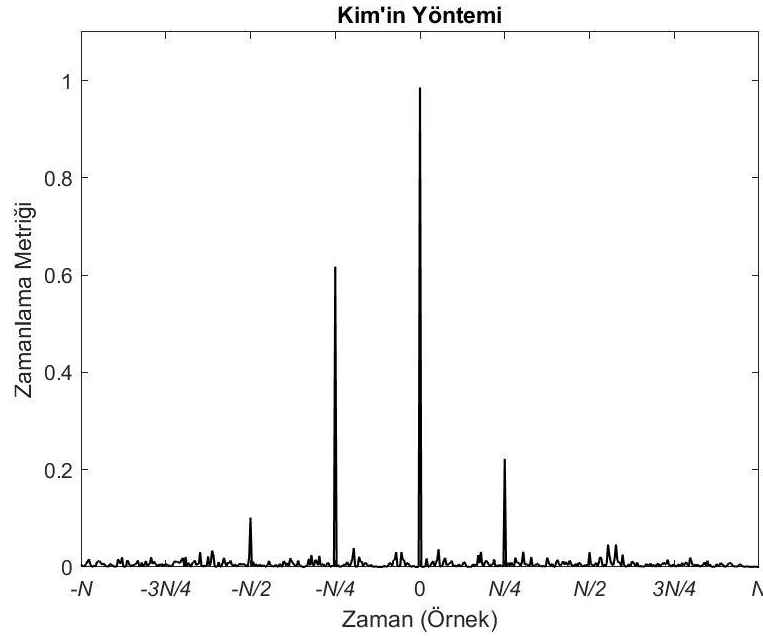
$$S_{Kim} = [A_{N/4} \quad B_{N/4}^* \quad A_{N/4} \quad B_{N/4}^*] \quad (4.12)$$

$$P_{Kim}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r\left(d - k + \frac{N}{2}\right) r\left(d + k + \frac{N}{2}\right) \quad (4.13)$$

$$R_{Kim}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} \left| r\left(d + k + \frac{N}{2}\right) \right|^2 \quad (4.14)$$

$P_{Kim}(d)$  ile ilinti hesaplaması yapıldığında, ardışık iki  $d$  değeri arasında  $N/2$  farklı çarpım çifti bulunmaktadır. Zamanlama metriğinde, başlangıç ekinin ilk örneği  $\arg \max_d M_{Kim}(d)$  ile bulunarak, kestirilen sembol başlangıç noktası  $(\hat{d})$  belirlenmektedir.

Şekil 4.4'te,  $M_{Kim}(d)$  zamanlama metriği çıktısı gösterilmektedir.



Şekil 4.4. Gürültüsüz kanalda Kim'in Yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

#### 4.5. Ren'in Yöntemi

Ren'in yönteminde, Schmidl'in yöntemine benzer bir algoritma önerilmiştir. Alternatif olarak, başlangıç eki yapısı için bir CAZAC dizisi kullanılmaktadır. Ayrıca, başlangıç eki vericide +1 ve -1 değerlerinden rastgele oluşturulmuş  $N$  uzunluğundaki PN dizisi ile ağırlıklandırılarak gönderilmektedir (Ren ve diğ., 2005). Ren'in yöntemi tarafından kullanılan başlangıç eki yapısı Eşitlik (4.15)'te verilmektedir. Burada  $C_{N/2}$ ,  $N/2$  örnekli CAZAC dizisini temsil etmektedir.  $S_N$ ,  $N$  uzunluğundaki PN dizisini belirtmektedir.

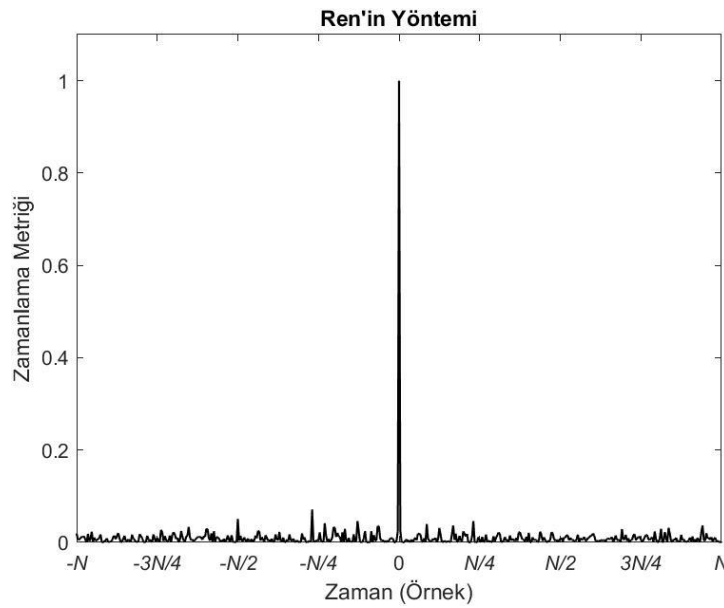
Ayrıca, o operatörü vektörler arasındaki Hadamard çarpımını temsil etmektedir. İlinti ve enerji denklemleri sırasıyla Eşitlik (4.16) ve Eşitlik (4.17)'de verilmektedir.

$$S_{Ren} = [C_{N/2} \ C_{N/2}] \circ S_N \quad (4.15)$$

$$P_{Ren}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} s_k s_{k+N/2} r^*(d+k) r\left(d+k+\frac{N}{2}\right) \quad (4.16)$$

$$R_{Ren}(d) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} |r(d+k)|^2 \quad (4.17)$$

Park ve Kim'in yöntemlerine benzer şekilde, çarpım çiftlerinin arasındaki farkı artırarak sembol başlangıç noktası bir dürtü şeklinde tahmin edilmektedir. Vericide kullanılan PN dizisi alıcı tarafından bilinmekte ve ilinti denkleminde kullanılmaktadır. Buna göre alıcı tarafından yapılan metrik hesaplaması sırasında başlangıç eki örneklerinin vericideki ağırlığı  $s_k s_{k+N/2}$  ile çarpılarak elimine edilmektedir. Zamanlama metriğinde, Park'ın yöntemi dışındaki diğer yöntemlere benzer şekilde başlangıç ekinin ilk örneği  $\arg \max_d M_{Ren}(d)$  ile bulunarak, kestirilen sembol başlangıç noktası  $(\widehat{d})$  belirlenmektedir. Şekil 4.5'te,  $M_{Ren}(d)$  zamanlama metriği çıktısı gösterilmektedir.



Şekil 4.5. Gürültüsüz kanalda Ren'in Yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

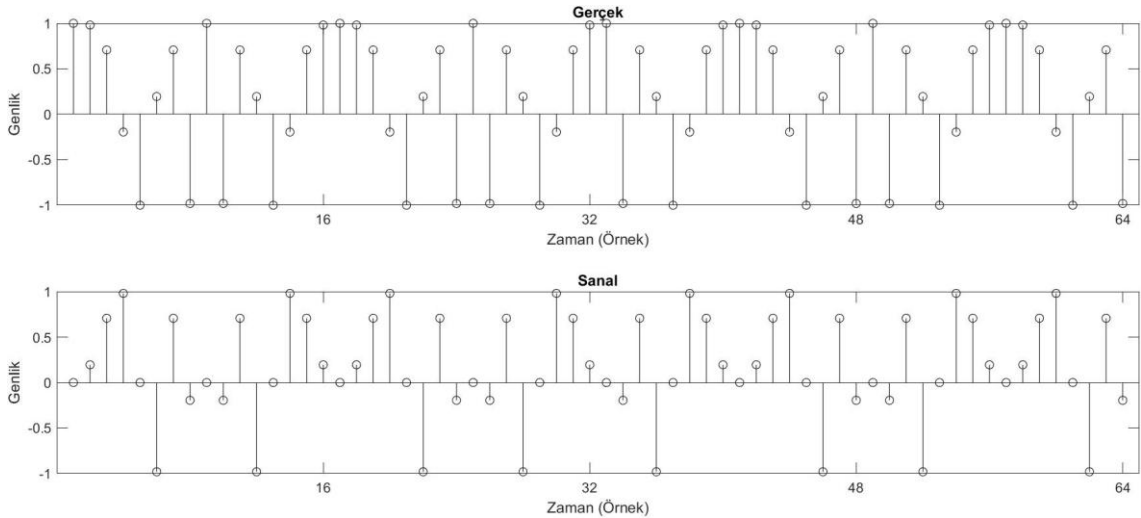
## 5. ÖNERİLEN YÖNTEM VE BENZETİM SONUÇLARI

### 5.1. Önerilen Yöntem

Minn ve diğerleri, başlangıç ekinin ikinci yarısında negatif değerli örnekler kullanarak ilinti sonucunda plato etkisini ortadan kaldıran daha keskin bir zamanlama algoritması önermiştir. Zamanlama metriğinde plato etkisinin ortadan kaldırılmasına rağmen, sembol başlangıç noktasının etrafında yüksek genliğe sahip yan loblar gözlemlenmektedir. Bu nedenle, sembol zamanlaması kestirimi performansını iyileştirmek için  $\hat{d} - N/4$  ve  $\hat{d} + N/4$  örneklerindeki iki yan lobu önleyen yeni bir başlangıç eki yapısı önerilmiştir. Önerilen başlangıç ekinin yapısında PN dizisi yerine CAZAC dizisi kullanılmıştır. Zaman alanındaki başlangıç eki örnekleri Eşitlik (5.1)'de verilmektedir.

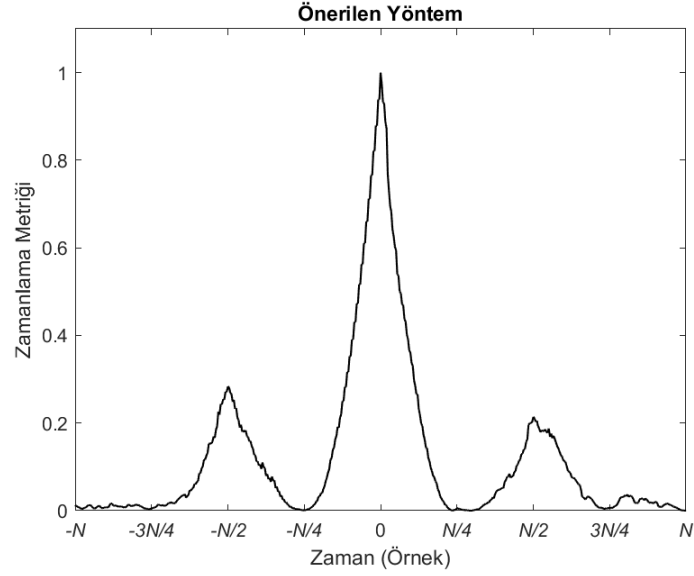
$$S_{\text{Önerilen}} = \begin{bmatrix} C_{N/4} & C_{N/4} & C_{\tau N/4} & C_{\tau N/4} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Burada  $C_{N/4}$ , Eşitlik (2.13) kullanılarak üretilen  $N/4$  periyoduna sahip CAZAC dizisini temsil etmektedir.  $C_{\tau N/4}$ , üretilen kök dizisinin  $\tau$  örnek çevrimsel kaydırılmış biçimidir. Çevrimsel kayma için önerilen yöntemde  $\tau = N/8$  örnek kullanılmıştır. Önerilen başlangıç ekinin örnekleri  $N=64$ ,  $\tau = 8$  ve  $\mu = 1$  için gerçek ve sanal eksen ayrı olmak üzere Şekil 5.1'de gösterilmiştir.

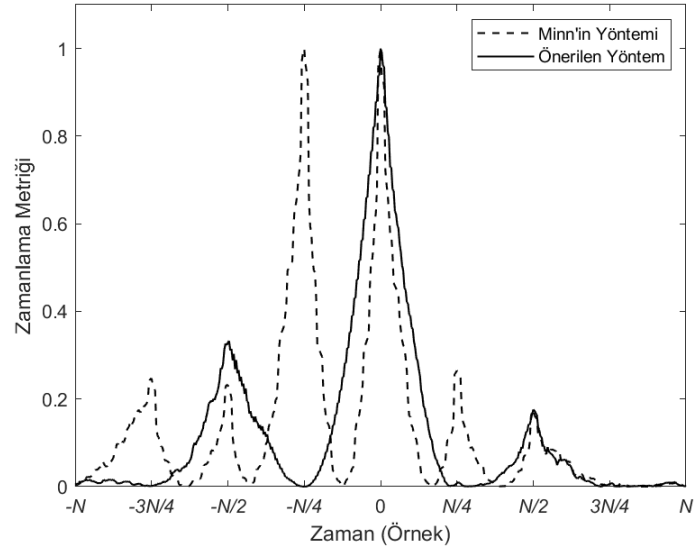


Şekil 5.1. Önerilen başlangıç ekinin örnekleri ( $N=64$ ,  $\tau = 8$ ,  $\mu = 1$ )

Zamanlama metriği olarak  $M_{Minn}(d)$  kullanılmaktadır. CAZAC dizisinin sıfır öz ilinti özelliği kullanılarak, başlangıç ekinin ilk yarısı ile ikinci yarısı arasındaki benzerlik azaltılarak  $\hat{d} - N/4$  ve  $\hat{d} + N/4$  örneklerindeki yan lobların formu engellenmektedir. Şekil 5.2’de, önerilen başlangıç ekine sahip OFDM sinyali için gürültüsüz kanalda zamanlama metriği çıktısı gösterilmektedir.



Şekil 5.2. Gürültüsüz kanalda önerilen yöntem ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )



Şekil 5.3. CP başlangıcında oluşan tepe noktasının giderilmesi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 64$ )

Minn'in yönteminde,  $\hat{d} - N/4$ 'te oluşan yan lobun genliği, kullanılan CP uzunluğu ile ilgilidir. CP uzunluğu  $N/4$  olarak alındığında, Şekil 5.3'de gösterildiği gibi  $\hat{d} - N/4$ 'te



başka bir tepe noktası oluşmaktadır. Bu, Schmidl'in yöntemine benzer şekilde, sembol zamanlaması için belirsizliğe neden olmaktadır. Bu etki de önerilen başlangıç eki yapısı ile ortadan kaldırılmıştır.

## 5.2. Benzetim Sonuçları

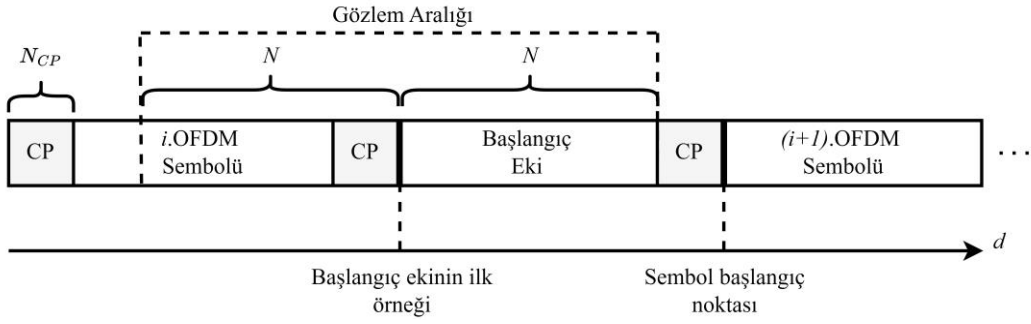
Önerilen yöntemin benzetimi yapılarak, bir önceki bölümde tanıtılan 5 farklı sembol zamanlama yöntemi (Schmidl ve Cox, 1997), (Minn ve diğ., 2000), (Park ve diğ., 2003), (Kim ve diğ., 2005) ve (Ren ve diğ., 2005) ile karşılaştırılmıştır. Önceki algoritmaların başlangıç ekleri ve önerilen yöntemin başlangıç eki Tablo 5.1'de verilerek özetlenmiştir.

Tablo 5.1. Yöntemlerin başlangıç ekleri

Algoritma	Başlangıç eki
Schmidl'in yöntemi	$S_{Schmidl} = [A_{N/2} \ A_{N/2}]$
Minn'in yöntemi	$S_{Minn} = [A_{N/4} \ A_{N/4} - A_{N/4} - A_{N/4}]$
Park'ın yöntemi	$S_{Park} = [A_{N/4} \ B_{N/4} \ A_{N/4}^* \ B_{N/4}^*]$
Kim'in yöntemi	$S_{Kim} = [A_{N/4} \ B_{N/4}^* \ A_{N/4} \ B_{N/4}^*]$
Ren'in yöntemi	$S_{Ren} = [C_{N/2} \ C_{N/2}] \circ S_N$
Önerilen yöntem	$S_{Önerilen} = [C_{N/4} \ C_{N/4} \ C_{\tau_{N/4}} \ C_{\tau_{N/4}}]$

Benzetim sonuçlarında öncelikle sabit başlangıç eki uzunluğu ve CP uzunluğu kullanıldığında gürültüsüz kanalda metrik çıktıları gözlemlenerek yorumlanmıştır. Ardından aynı başlangıç eki uzunluğu ve CP uzunluğu için AWGN ve Rayleigh çok yollu sönümlmeli kanalda farklı SNR değerleri için alınan metrik çıktıları her bir yöntem için ayrı ayrı verilmiştir. Son olarak, farklı başlangıç eki uzunluğu ve CP uzunluğu seçildiğinde sembol başlangıç noktası kestirim performansı MSE açısından değerlendirilmiştir.

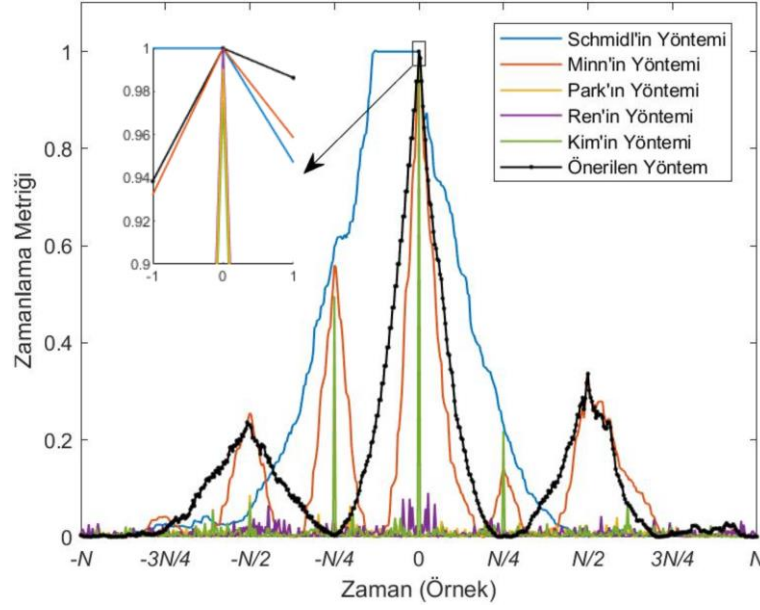
Benzetimlerde kullanılan çerçeve yapısı Şekil 5.4'te verilmiştir. OFDM sembollerinde alt taşıyıcıların modülasyonu için BPSK kullanılmıştır. CAZAC dizilerinin üretilmesinde dizi indeksi  $\mu = 1$  seçilmiştir. Başlangıç eki bölümünün ilk örneğinin etrafındaki  $2N$  örnek için zamanlama metrikleri gözlemlenmiştir.



Şekil 5.4. Benzetimlerde kullanılan OFDM çerçeve yapısının gösterimi

Benzetimde 10 yola (tap) sahip Rayleigh çok yollu sönümlmeli kanal ( $L=10$  yol) kullanılmıştır. Kanal yolları, ortalama gücü  $e^{-\ell/L}$ ,  $\ell = 0, 1, \dots, L-1$  olarak üstel olarak azalan bir güç gecikme profili (power delay profile) ile modellenmiştir (Morelli ve diğ., 2007).

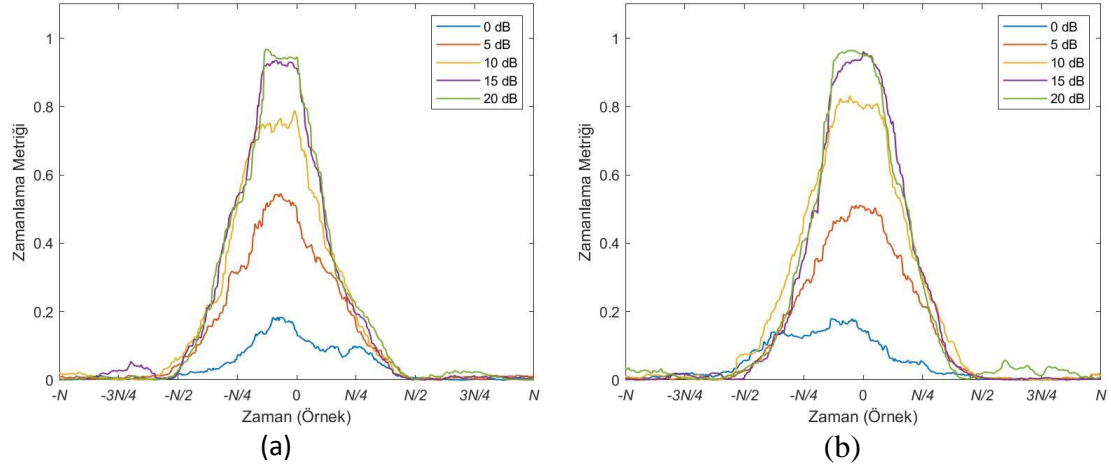
Şekil 5.5'te  $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$  seçildiği takdirde gürültüsüz kanalda metrik çıktıları birlikte verilmiştir. Sembol başlangıç noktası 0. indekse sabitlenmiştir. Buna göre tüm yöntemler gürültüsüz kanalda sembol başlangıç noktasında tepe değeri göstermektedir. Ancak, Schmidl'in yönteminde, kullanılan CP uzunluğu olan 32 örnek boyunca tepe değeri alınmaktadır. Minn ve Kim'in yönteminde ise kullanılan CP uzunluğuna bağlı olarak  $-N/4$  indisli örnekte yüksek çıktı alınmaktadır. Bu örnekte alınan çıktının, CP uzunluğu arttıkça yükseldiği gözlemlenmiştir. Park ve Ren'in yöntemi gürültüsüz kanalda dürtü şeklinde çıktı üretmektedir. Önerilen yöntem  $\pm N/4$  noktalarında yan lob oluşturmaktadır, ancak oluşan bu yan lobların genliği CP uzunluğu ile ilişkili değildir.



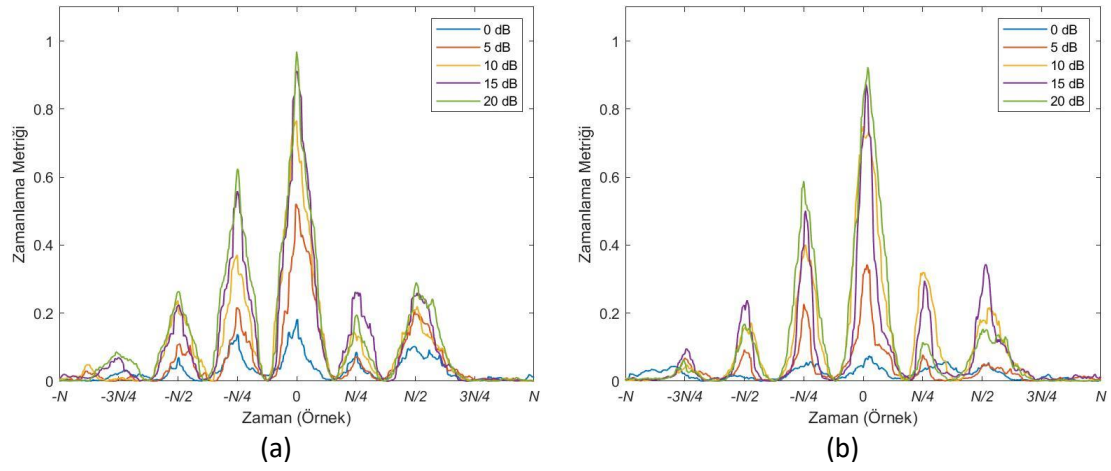
Şekil 5.5. Gürültüsüz kanalda metrik çıktıları ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

Şekil 5.6, Şekil 5.7, Şekil 5.8, Şekil 5.9, Şekil 5.10 ve Şekil 5.11’de incelenen bütün yöntemler ve önerilen yöntem için sırasıyla AWGN ve Rayleigh çok yollu sönmülemeli kanalda farklı SNR değerlerinde metrik çıktılarındın davranışını gözlemlenmiştir.

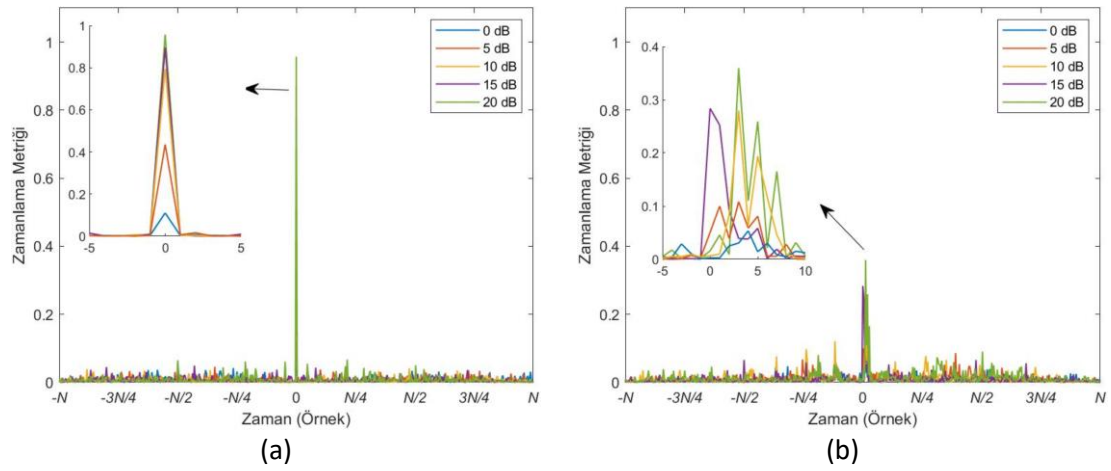
Şekil 5.6(a)-5.6(b)’den ve görülebileceğı üzere, Schmidl’in zamanlama metriğinde SNR arttığında plato şeklinin daha belirgin olduğı çıkarımı yapılabilmektedir. Ayrıca zamanlama metriğinin maksimum değeri incelendiğinde, Rayleigh çok yollu kanalda performansın özellikle dürtü şeklinde çıktı veren diğer yöntemlere göre daha az etkilendiğı görülmektedir. Ancak, her iki kanal koşullarında da zamanlama metriğinin tepe noktası etrafında maksimum değere yakın birçok örnek bulunmaktadır. Bu, gerçek zamanlı çalışan sistemlerde sembol başlangıç noktası tayini için belirli bir eşik değerin atandığı düşünöldüğünde yüksek varyansa sahip bir zamanlama senkronizasyonuna neden olmaktadır.



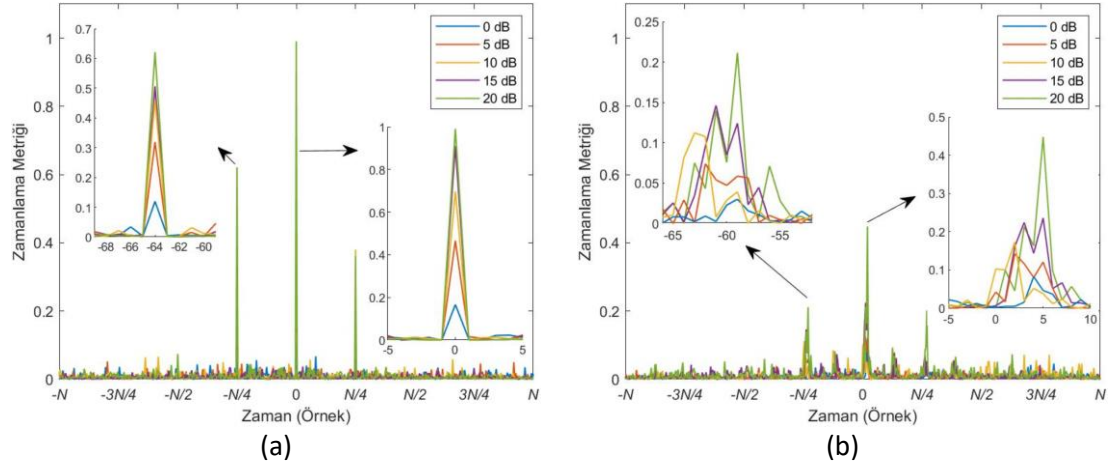
Şekil 5.6. Farklı SNR değerlerinde Schmidl'in yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal



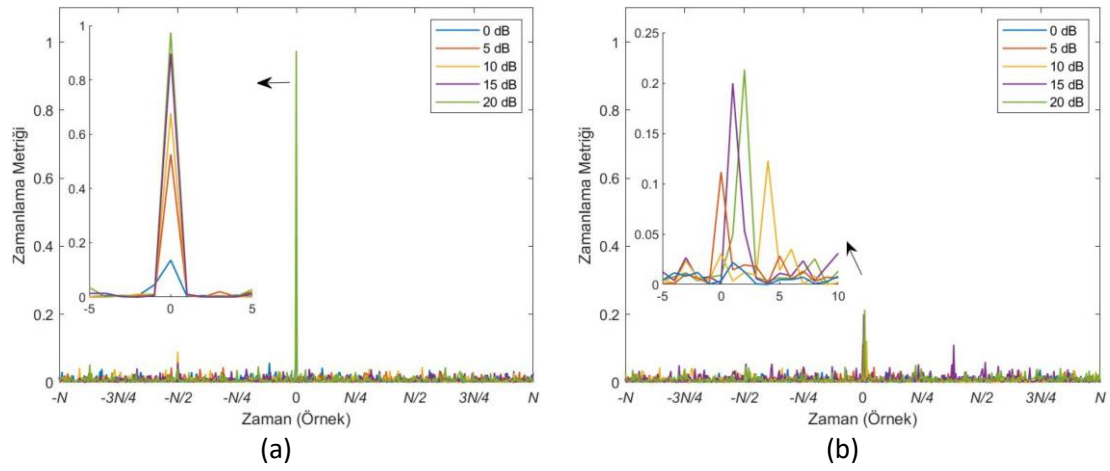
Şekil 5.7. Farklı SNR değerlerinde Minn'in yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal



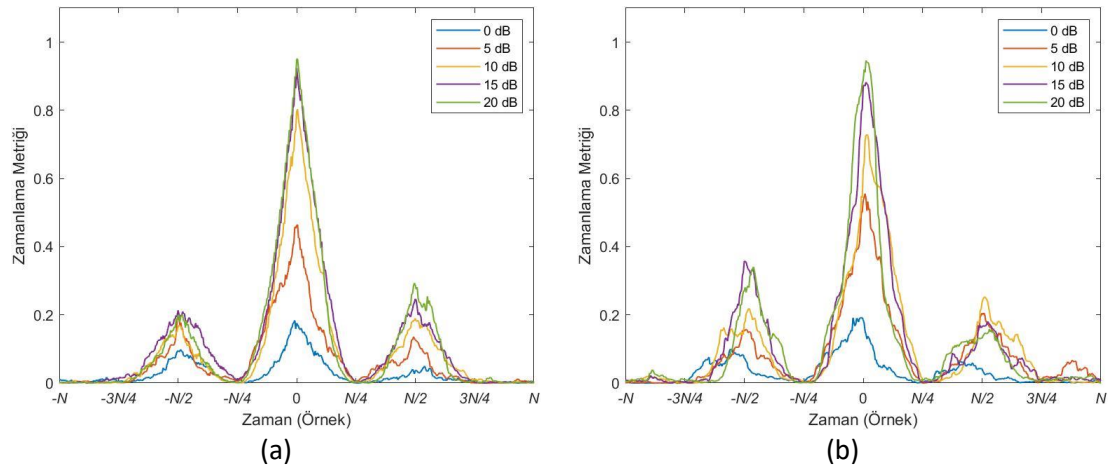
Şekil 5.8. Farklı SNR değerlerinde Park'ın yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal



Şekil 5.9. Farklı SNR değerlerinde Kim'in yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal



Şekil 5.10. Farklı SNR değerlerinde Ren'in yöntemi ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal



Şekil 5.11. Farklı SNR değerlerinde önerilen yöntem ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ ) (a) AWGN kanal (b) Rayleigh çok yollu kanal

Schmidl'in yöntemine alternatif olarak sunulan Minn'in yönteminde Şekil 5.7(a)-5.7(b)'den görülebileceği üzere daha küçük bir zamanlama varyansı sunulmaktadır. Ancak, Rayleigh çok yollu kanalda ana lob ve yan lobların oluşturduğu tepe değerlerindeki zayıflama daha fazla olmaktadır. Şekil 5.8(a)-5.8(b)'de önceki yöntemlere göre daha keskin zamanlama sunmak amacıyla ortaya konulan Park'ın yöntemi verilmiştir. AGWN kanalda yüksek varyansa sahip zamanlama senkronizasyonu tamamen elimine edilerek dürtü benzeri bir metrik çıktısı elde edilmiştir. Doğru sembol başlangıç noktasında elde edilen çıktı, gözlem aralığı içerisinde bulunan diğer noktalardan elde edilen çıktıdan oldukça ayırt edilebilirdir. Ancak, bu yöntemin çok yollu kanala karşı oldukça hassas olduğu gözlemlenmiştir. Kim'in yöntemi Şekil 5.9(a)-5.9(b)'de verilmiştir. AWGN kanalda özellikle SNR'nin 10dB'den düşük olduğu durumlarda  $\hat{d} - N/4$  noktasında oluşan tepe ile  $\hat{d}$  noktasında oluşan ana tepenin genliği birbirine oldukça yakın çıkmaktadır. Şekil 5.10(a)-5.10(b)'de verilen CAZAC tipi başlangıç eki örüntüsüne sahip olan Ren'in yönteminde dürtü benzeri çıktı veren Park ve Kim'in yöntemlerine benzer olarak AWGN kanalda metrik çıktısı tatmin edicidir. Ancak, Rayleigh çok yollu kanalda  $\hat{d}$  noktasında oluşan metrik çıktısının genliği çok daha küçüktür.

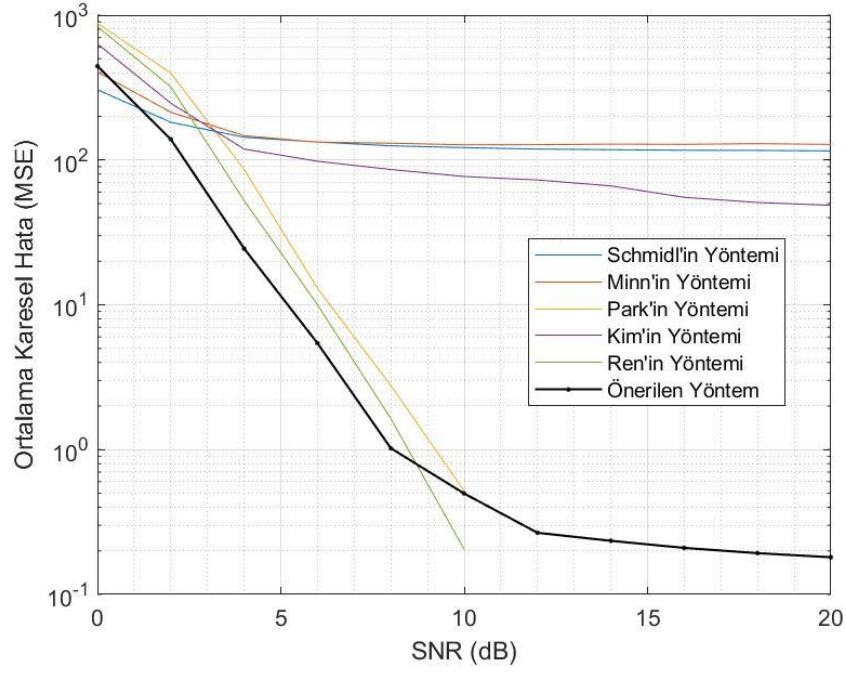
Önerilen yöntemin zamanlama metriği çıktıları Şekil 5.11(a)-5.11(b)'de AWGN ve Rayleigh çok yollu kanal için verilmiştir. Schmidl'in yöntemindeki plato etkisinden dolayı her iki kanal koşullarında da zamanlama metriğinin tepe noktası etrafında maksimum değere yakın birçok örnek bulunması ve Minn'in yöntemindeki  $\hat{d} - N/4$  ve  $\hat{d} + N/4$  noktaları etrafında oluşan yan lobların engellenmesi sağlanmıştır. Bunun sonucunda Rayleigh çok yollu kanalın bozucu etkilerine karşı daha güçlü bir yöntem sunulmuştur.

Son olarak, sembol başlangıç noktası kestirim performansı ortalama karesel hata (MSE, mean square error) açısından değerlendirilmiştir. Kullanılan başlangıç eki ve CP uzunluğunun yöntemlerin performansına olan etkisini görmek amacıyla farklı  $N$  ve  $N_{CP}$  uzunlukları seçilmiştir. Zamanlama algoritmalarının MSE değeri, gerçek başlangıç noktası ( $d_g$ ) ve her bir döngüde kestirilen sembol başlangıç noktası ( $\hat{d}_i$ ) ile Eşitlik (5.1)'de verildiği üzere  $m=10^4$  bağımsız Monte-Carlo döngüsü üzerinden hesaplanmıştır.

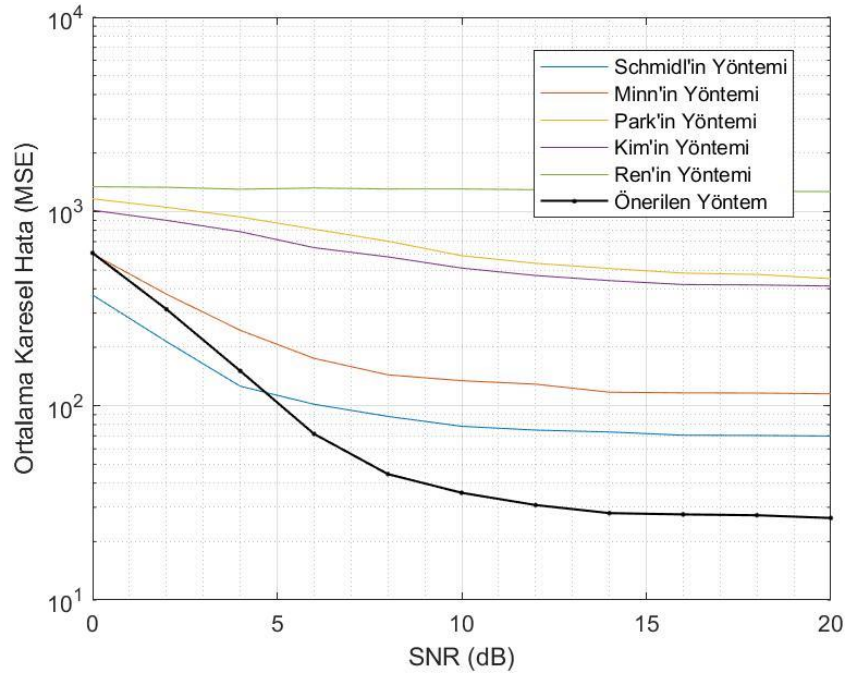
$$MSE = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (d_g - \hat{d}_i)^2 \quad (5.1)$$

Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’de sırasıyla AWGN ve Rayleigh çok yollu kanal için  $N=64$ ,  $N_{CP} = 16$  seçilerek elde edilen MSE performansı gösterilmektedir. AWGN kanalda  $N_{CP} = N/4$  seçildiği bu durumda Minn ve Kim’in yönteminde görülen çift tepe noktası Schmidl’in yöntemindeki plato etkisine benzer bir etki gösterdiği için, dürtü benzeri metrik çıktısına sahip Park ve Ren’in yöntemi ile önerilen yöntem daha başarılı bir performansa sahiptir (10 dB için yaklaşık  $MSE=0.5$ ). (Schmidl ve Cox, 1997)’ye göre Rayleigh çok yollu kanalda, çok yollu kanal gecikme yayılımının CP örneklerine girişim oluşturmasından dolayı Schmidl’in zamanlama metriğinin platosu AWGN kanala göre daha kısa olmaktadır. Şekil 5.13’de Schmidl’in yönteminin Rayleigh çok yollu kanalda AWGN kanala göre daha küçük MSE’ye sahip olduğu görülmüştür. Park, Ren ve Kim’in yöntemlerinin çok yollu kanalın bozucu etkisine karşı hassas olduğu gözlemlenmiştir. Diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında, yaklaşık 5 dB’den sonra en başarılı MSE performansını önerilen yöntem göstermiştir.

$N=128$ ,  $N_{CP} = 16$  seçildiğinde elde edilen MSE performansı ise Şekil 5.14 ve Şekil 5.15’te sırasıyla AWGN ve Rayleigh çok yollu kanal için gösterilmektedir. Şekil 5.14’teki AWGN kanaldaki performans Şekil 5.12 ile karşılaştırıldığında tüm yöntemler için MSE performansının iyileştiği görülmektedir. Bunun nedeni kullanılan başlangıç ekinin uzunluğunun artmasıdır. Başlangıç ekinin uzunluğuna bağlı olarak ilinti hesabı için kullanılan pencerenin boyutu artmaktadır. Bu, zamanlama senkronizasyonu için yapılan işlem sayısını artırmaktadır ancak daha başarılı bir MSE performansı elde edilmesine neden olmaktadır. Yöntemlerin MSE performansındaki en az değişim Schmidl’in yönteminde elde edilmiştir. Çünkü bu yöntemde elde edilen performans CP uzunluğu ile ilişkilidir. Minn ve Kim’in yöntemlerinin performansında, CP uzunluğunun  $N/4$  seçilmediği bu durumda büyük bir artış olduğu gözlemlenmektedir. Park’ın zamanlama metriği 2 dB’den sonra, Ren’in zamanlama metriği ise 4 dB’den sonra sembol başlangıç noktasını hatasız bir şekilde bulmaktadır. Önerilen yöntem 6 dB’den sonra 1’den küçük MSE sonucu vererek güvenilir bir zamanlama performansı sunmaktadır. Rayleigh çok yollu kanalda ise önerilen yöntem 4 dB’den sonra en başarılı performansı göstermiştir. 20 dB’de 25’e yakın bir MSE sonucu hesaplanmıştır.



Şekil 5.12. AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=64$ ,  $N_{CP} = 16$ )

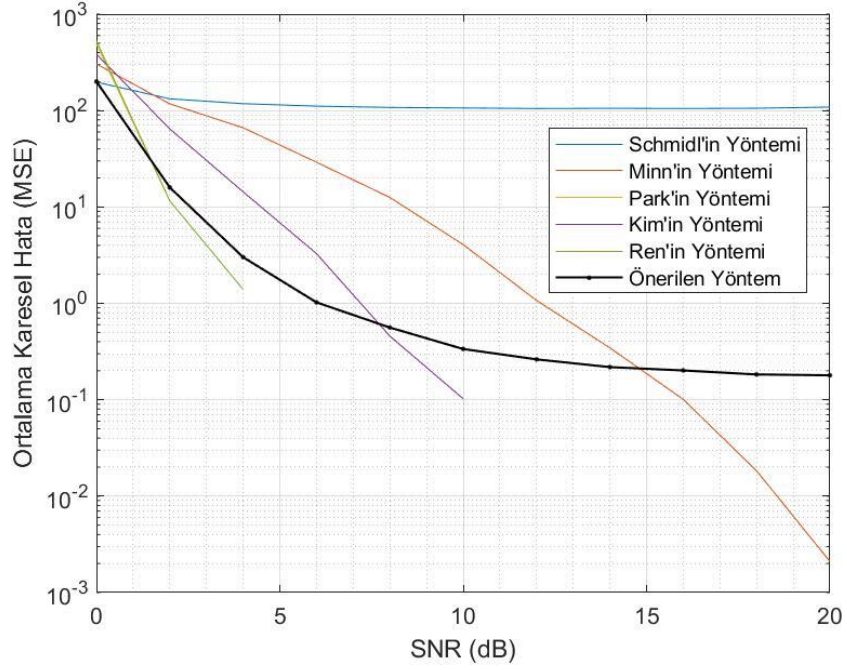


Şekil 5.13. Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=64$ ,  $N_{CP} = 16$ )

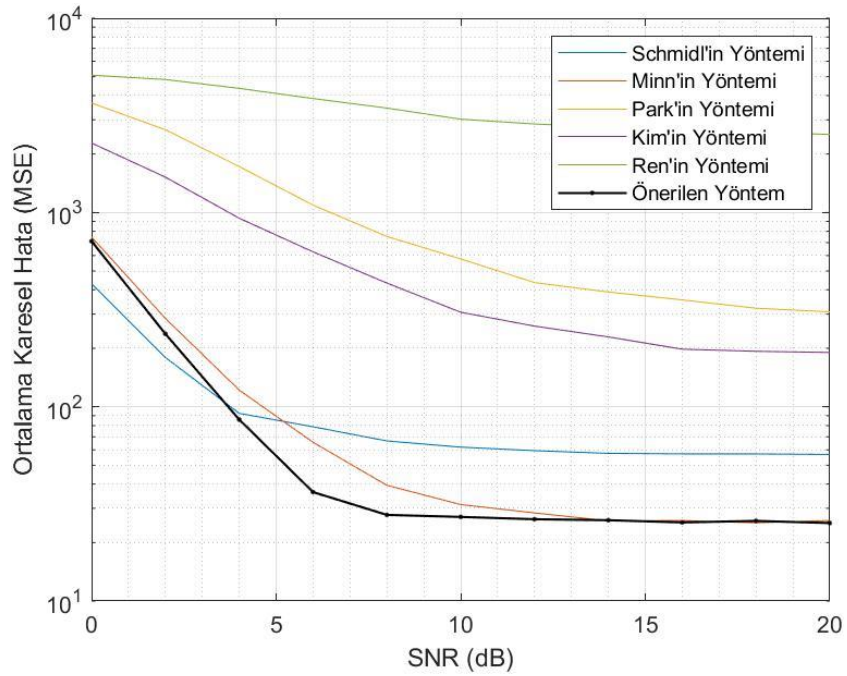
Şekil 5.16 ve Şekil 5.17’de sırasıyla AWGN ve Rayleigh çok yollu kanal için  $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$  seçilerek elde edilen MSE performansı gösterilmektedir. AWGN kanalda Park ve Ren’in zamanlama metriği tüm SNR değerleri için sembol başlangıç noktasını hatasız bir şekilde bulmaktadır. Önerilen yöntem 2 dB’de yaklaşık 5, 20 dB’de ise yaklaşık 0.2



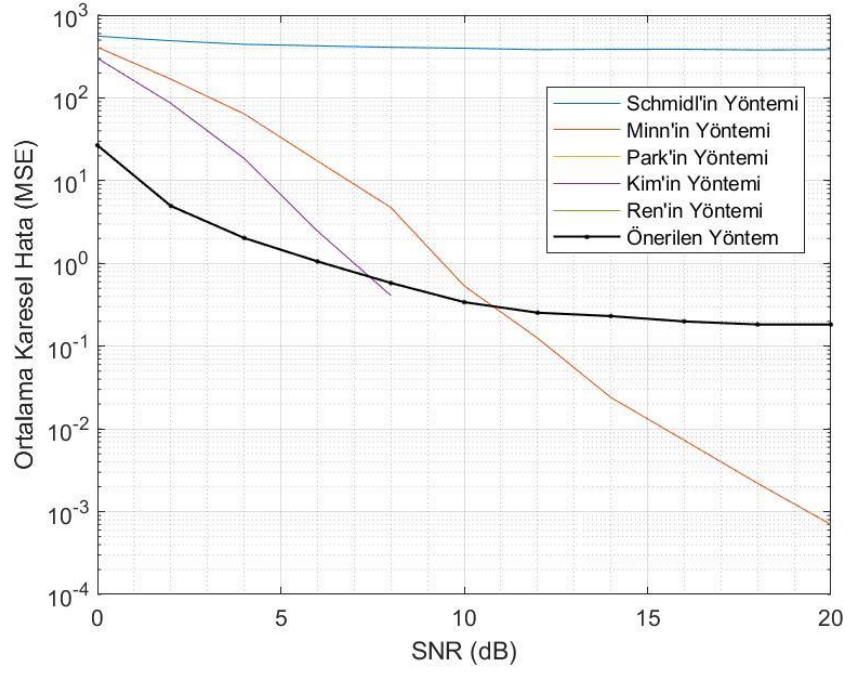
MSE sonucu vermektedir. Rayleigh çok yollu kanal için  $SNR < 10$  dB olduğu durumda en başarılı performansı vererek 20 dB için Minn'in yöntemi ile birlikte yaklaşık 25 MSE sonucu alınmıştır.



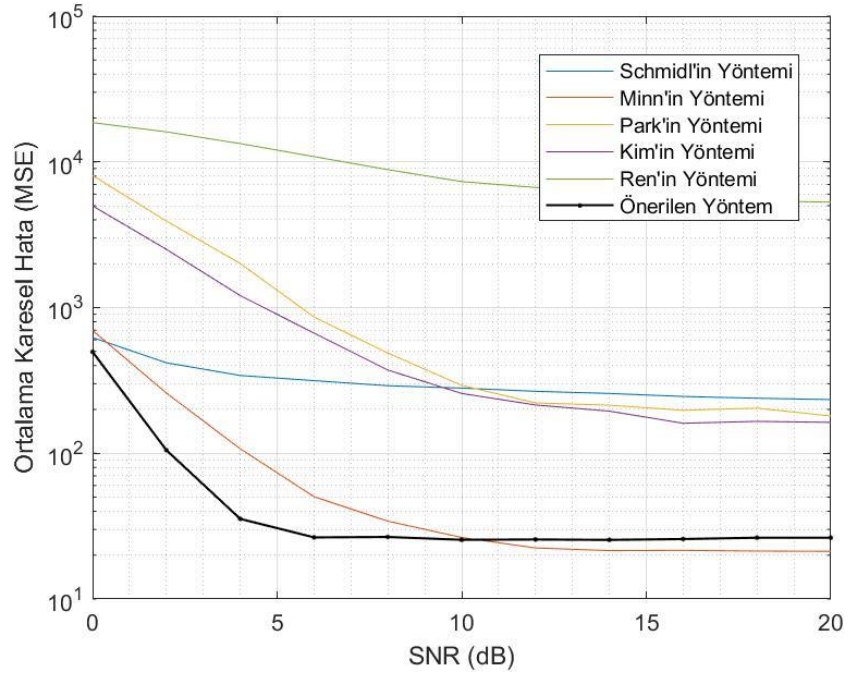
Şekil 5.14. AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=128$ ,  $N_{CP} = 16$ )



Şekil 5.15. Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=128$ ,  $N_{CP} = 16$ )



Şekil 5.16. AWGN kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )



Şekil 5.17. Rayleigh çok yollu kanalda yöntemlerin MSE karşılaştırması ( $N=256$ ,  $N_{CP} = 32$ )

## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, OFDM sistemlerinde zamanlama senkronizasyonuna olan ihtiyaç, zamanlama ve frekans kaymalarının etkileri ve çeşitli zamanlama algoritmalarının AWGN ve çok yollu kanal koşullarında performansları araştırılmıştır. İlk olarak OFDM'nin temelleri ve senkronizasyon hatalarının oluşturduğu etkiler tanıtılmıştır. İki OFDM tabanlı standart olan IEEE 802.11a (IEEE, 1999) ve LTE standartlarında (3GPP, 2010; 3GPP, 2022) senkronizasyon için kullanılan başlangıç eki yapılarına yer verilmiştir. Sembol zamanlama tahmini için literatürde bulunan beş farklı zamanlama yöntemi tanıtılmıştır. Buna ek olarak, CAZAC dizisi ile çevrimsel olarak kaydırılmış versiyonu arasındaki sıfır öz ilinti özelliğini kullanan yeni bir başlangıç eki yapısı tasarlanmıştır. MATLAB kullanılarak yazılım ortamında bir OFDM sistemi tasarlanmış ve zamanlama yöntemlerinin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Zamanlama yöntemlerinin performansı MSE çıktılarını gözlemleyerek incelenmiştir. Sonuçlar, hangi yöntemin hangi kanal koşullarında ve benzetim değişkenlerinde daha iyi performans gösterdiğinin belirlenmesini sağlamıştır. Genel olarak, benzetim sonuçları ile önerilen başlangıç eki tabanlı yöntemin Rayleigh çok yollu kanal için daha başarılı bir performans sergilediği görülmüştür. Dolayısıyla bu yöntemin diğer zamanlama algoritmalarına göre performansını arttırarak OFDM sistemlerinde sembol zamanlaması için kullanılabileceği düşünülmektedir.

Gelecekte yapılacak olan çalışmalarda, önerilen başlangıç ekini kullanarak ya da yeni bir yapı kullanarak frekans senkronizasyonunun gerçekleştirilmesi sağlanabilir. OFDM tabanlı bir standart dikkate alınarak önerilen başlangıç eki yapısı adapte edilebilir ve değişen parametrelere göre sembol başlangıç noktası tespiti performansı değerlendirilebilir. İncelenen yöntemlerin performansını daha gerçekçi bir ortamda gözlemlemek için yazılım tanımlı radyo (software defined radio, SDR) platformu uygulaması yapılabilir.

## KAYNAKLAR

- Astely, D., Dahlman, E., Furuskär, A., Jading, Y., Lindström, M., Parkvall S. (2009). LTE: the evolution of mobile broadband. *IEEE Communications Magazine*, 47(4), 696-709.
- Awoseyila, A.B., Kasparis, C., Evans, B.G. (2008). Improved preamble-aided timing estimation for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 12(11), 825-827.
- Awoseyila, A.B., Kasparis, C., Evans, B.G. (2009). Robust Time-Domain Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 55(2), 391-399.
- Herrera-Bustamante J., Rodríguez-Ludeña, V., Correa-Mena A.G., Barragán-Guerrero, D. (2020). Design and implementation in USRP of a preamble-based synchronizer for OFDM systems. *2020 IEEE ANDESCON*, Quito, Ecuador, 2020.
- Berggren F., Popovic, B.M. (2022). Waveform Based on ZAC Sequences. *2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring)*, Helsinki, Finland, 2022.
- Bomer L., Antweiler, M. (1992). Perfect N-phase sequences and arrays (spread spectrum communication). *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 10(4), 782-789.
- Cho, Y.S., Kim, J., Yang, W.Y., Kang, C.G. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.
- Cho, Y.H., Park, D.J. (2013). Timing Estimation Based on Statistical Change of Symmetric Correlator for OFDM System. *IEEE Communications Letters*, 17(2), 397-400.
- Chu, C.Y., Lai, I.W., Lan, Y.Y., Chiueh, T.D. (2014). Efficient Sequential Integer CFO and Sector Identity Detection for LTE Cell Search. *IEEE Wireless Communications Letters*, 3(4), 389-392.
- Chu, D. C. (1972). Polyphase Codes with Good Periodic Correlation Properties. *IEEE Transaction on Information Theory*, 18, 531-532.
- Chung, W., Kim, C., Choi, S., Hong, D. (2016). Synchronization Sequence Design for FBMC/OQAM Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(10), 7199-7211.
- Dahlman, E., Parkvall, S., Skold, J. (2011). *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*, Academic Press.
- Du, X., Kam, P. Y., Yu, C. (2019). Joint timing and frequency synchronization in coherent optical OFDM systems. *Frontiers of Optoelectronics*, 12(1), 4-14.

- Ertürk, S., (2005). *Sayısal Haberleşme* (3.Baskı), Birsen Yayınevi.
- Fan, X., Yang, J., Zhang, W. (2020). Time-Frequency Synchronization Design of OFDM Systems Based on CAZAC Sequence. *2020 International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 3-5 Temmuz 2020.
- Frank, R., Zadoff, S., Heimiller, R. (1962). Phase Shift Pulse Codes with Good Periodic Correlation Properties. *IEEE Transaction on Information Theory*, 8(6), 381-382.
- Fazel, K., Kaiser, S. (2008). *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons.
- Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications*, Cambridge University Press.
- Golnari, A., Shabany, M., Nezamalhosseni, A., Gulak, G. (2015). Design and Implementation of Time and Frequency Synchronization in LTE. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 23(12), 2970-2982.
- Gong, G., Huo, F., Yang, Y. (2013). Large Zero Autocorrelation Zones of Golay Sequences and Their Applications. *IEEE Transactions on Communications*, 61(9), 3967-3979.
- Gul, M. M. U., Ma, X., Lee, S. (2015). Timing and Frequency Synchronization for OFDM Downlink Transmissions Using Zadoff-Chu Sequences. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(3), 1716-1729.
- Heiskala, J., Terry, J. (2001). *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*. Sams Publishing.
- IEEE. (1999). *IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band in IEEE Std 802.11a-1999*, 1(102).
- İnce, M. (2010). FPGA Based Implementation of IEEE 802.11a Physical Layer. Yüksek Lisans Tezi, Bilkent Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 277008.
- Jian, D., Wu, H., Gao, W., Jiang, R. (2018). A Novel Timing Synchronization Method Based on CAZAC Sequence for OFDM Systems. *2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Qingdao, China, 14-16 Eylül 2018.
- Jung, Y. A., Byun, S. B., Shin, H. J., Han, D. C., Cho, S. H., Lee, S. H. (2021). Frequency and Symbol Timing Offset Estimation Method for CP-OFDM Based System. *2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju Island, Korea, 20-22 Ekim 2021.

- Kebo, A., Konstantinidis, I., Benedetto, J. J., Dellomo, M. R., Sieracki J. M. (2007). Ambiguity and sidelobe behavior of CAZAC coded waveforms. *2007 IEEE Radar Conference*, Waltham, MA, USA, 17-20 Nisan 2007.
- Kim, J. J., Noh, J. H. Chang, K. H. (2005). Robust Timing & Frequency Synchronization Techniques for OFDM-FDMA Systems. *IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation*, Athens, Greece 2-4 Kasım 2005.
- Kung, T. L., Parhi, K. K. (2011). Frequency Domain Symbol Synchronization for OFDM Systems. *2011 IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, Mankata, MN, USA, 2011.
- Larsson, G., Liu, G., Li, J., Giannakis, G. (2001). Joint Symbol Timing and Channel Estimation for OFDM Based WLANs. *IEEE Communications Letters*, 5(8), 325-327.
- Li, P., Jia, Y. J., Chen, F., He P., Fan H. (2016). The Synchronization Design and Implementation of LTE-Advanced Real-Time Test Platform Based on Software Defined Radio. *International Journal of Smart Home*, 149(158).
- Li, H. (2020). Principle of OFDM and Multi-carrier Modulations. Shen, X., Lin, X., Zang, K., (Ed.), *Encyclopedia of Wireless Networks* (1st ed.) içinde (1093–1097). Basım Yeri: Springer, Cham.
- Ma, Y., Zhou, C., Yan, C., Liu T., Fu L. (2016). Design of OFDM Timing Synchronization Based on Correlations of Preamble Symbol. *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 1(5), Nanjing, China.
- Malik, A., Shah, A., Dar, H., Shahzad, Q., Saqib, M., Khan, A. (2010). Evaluation of the Impact of Higher Order Modulation and MIMO for LTE Downlink. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 4(9), 4499-4508.
- Manolakis, K., Gutierrez Estevez, D. M., Jungnickel, V., Xu, W., Drewes C. (2009). A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems. *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Budapest, Hungary, 5-8 Nisan 2009.
- Milewski, A. (1983). Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization. *IBM J. Res. Develop.*, 27(5), 426-431.
- Minn, H., Zeng, M., Bhargava, V. K. (2000). On timing offset estimation for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 4(7), 242-244.
- Minn, H., Bhargava, V. K., Letaief, K. B. (2003). A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(4), 822-839.

- Mišić, J., Mišić, V. B., Khan, N. (2017). Sharing It My Way: Efficient M2M Access in LTE/LTE-A Networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(1), 696-709.
- Mo, R., Chew, Y., Tjhung, T., Ko, C. (2008). A New Blind Joint Timing and Frequency Offset Estimator for OFDM Systems Over Multipath Fading Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(5), 2947-2957.
- Morelli, M., Jay Kuo, C., Pun, M. O. (2007). Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): A Tutorial Review. *Proceedings of the IEEE*, 95(7), 1394-1427.
- Nasir, A.A., Durrani, S., Mehrpouyan, H., Blostein, D., Kennedy, A. (2016). Timing and carrier synchronization in wireless communication systems: a survey and classification of research in the last 5 years. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*.
- Nasraoui, L., Atallah, L.N., Siala, M. (2015). Robust Synchronization Approach for MIMO-OFDM Systems with Space-Time Diversity. *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 1(5).
- Nasraoui, L. (2015). Advanced Synchronization Techniques for OFDM Systems. Doktora Tezi, Université de Carthage, Carthage.
- Nguyen, C. L., Mokraoui, A., Pierre, D., Linh-Trung, N. (2012). Time Synchronization Algorithm in IEEE 802.11A Communication System. *20<sup>th</sup> European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2012)*, Bucharest, Romania, 27-31 Ağustos 2010.
- Öz, E. (2004). A Comparison of Timing Methods in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Systems. Yüksek Lisans Tezi, Naval Postgraduate School, Monterey, California.
- Özkan, L. (2009). OFDMA Sistemlerinde Alternatif Modülasyon Teknikleri. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 244028.
- Park, B., Cheon, H., Kang, C., Hong, D. (2003). A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*, 7(5), 239-241.
- Peng, G., Li, R., He, Y., Han, Z. (2023). Timing and Frequency Synchronization Using CAZAC Sequences for OFDM Systems. *Sensors* 2023.
- Prasad, R. (2004). *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House
- Proakis, J.G., Salehi, M. (2007). *Digital Communications 5th Edition*. McGraw Hill.
- Rappaport, T.S. (2001). *Wireless Communications: Principles and Practice 2nd Edition*, Prentice Hall.

- Rice, M., Tretter, S., Mathys, P. (2001). On differentially encoded M-sequences. *IEEE Transactions on Communications*, 49(3), 421-424.
- Ren, G., Chang, Y., Zhang, H., Zhang, H. (2005). Synchronization Method Based on a New Constant Envelop Preamble for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 51(1), 139-143.
- Schmidl, T. M., Cox, D. C. (1997). Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12), 1613–1621.
- Sklar, B. (2001). *Digital Communications: Fundamentals and Applications 2nd Edition*, Prentice Hall.
- Van de Beek, J. J., Sandell, M., Borjesson, P. O. (1997). ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7), 1800-1805.
- Victor, J. (2012). Timing-Based Location Estimation for OFDM Signals with Applications in LTE, WLAN and WiMAX. Yüksek Lisans Tezi, Tampere University of Technology, Finland.
- Yang, Z., Dai, L., Wang, J., Wang, J., Wang, Z. (2011). Transmit Diversity for TDS-OFDM Broadcasting System Over Doubly Selective Fading Channels. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 57(1), 135-142.
- Yıldız, A.Ş. (2015). 4G (LTE) Haberleşme Sistemlerinin Matematiksel Modellenmesinin MATLAB Simülasyonu ve Performans Analizi. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 397053.
- Yuan, H., Hu, X., Ling, Y. (2008). New Symbol Synchronization Algorithms for OFDM Systems Based on IEEE 802.11a. *The IEEE Conference on Industrial Informatics (INDIN 2008)*, Daejeon, Korea, 13-16 Temmuz 2008.
- Zhang, Z., Liu, J., Long, K. (2012). Low-Complexity Cell Search With Fast PSS Identification in LTE. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(4), 1719-1729.
- Xu, W., Manolakis, K. (2010). Robust Synchronization for 3GPP LTE System. *2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010*, Miami, FL, USA, 6-10 Kasım 2010.
- Wang, W., Tian, Y., Ahn, J. (2015). A novel time synchronization scheme for OFDM systems based on variational Pseudo-noise preamble. *2015 10th Asia-Pacific Symposium on Information and Telecommunication Technologies (APSITT)*, Colombo, Sri Lanka, 2015.



Wu, F., Guo, P., Yang, A., Qiao, Y. (2019). Chromatic Dispersion Estimation Based on CAZAC Sequence for Optical Fiber Communication Systems. *IEEE Access*, 7, 139388-139393.

3GPP. (2010). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 8.9.0 Release 8)*

3GPP. (2022). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 17.2.0 Release 17)*

URL-1: <https://www.nxp.com/docs/en/white-paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf>, (Ziyaret tarihi: 6 Aralık 2022).

URL-2: <https://www.mathworks.com/help/lte/ug/synchronization-signals-pss-and-sss.html>, (Ziyaret tarihi: 6 Aralık 2022).

URL-3: <https://github.com/jiandahao/ofdm>, (Ziyaret tarihi: 6 Aralık 2022).

URL-4: <https://forum.huawei.com/enterprise/en/hcia-lte-%E4%B8%A809-lte-cell-search-and-downlink-synchronization/thread/838927-100305>, (Ziyaret tarihi: 17 Mayıs 2023).

URL-5: [https://www.sharetechnote.com/html/Handbook\\_LTE\\_SSS.html](https://www.sharetechnote.com/html/Handbook_LTE_SSS.html), (Ziyaret tarihi: 19 Mayıs 2023).

## KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

**Yağlı, K.**, Aldırmaz Çolak, S., (2022). Preamble-Based Symbol Timing Algorithms in OFDM Systems. *The European Journal of Research and Development*, 2(2), 445–458.

## **ÖZGEÇMİŞ**

İlk, orta ve lise öğrenimini Antalya’da tamamladı. 2015 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden 2019 yılında Elektronik ve Haberleşme Mühendisi olarak mezun oldu. 2019 yılından beri Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans eğitimine devam etmektedir.