

**ANALİTİK MODELLEME VE BİLGİSAYAR
BENZETİMİ İLE GEZGİN İLETİM KANAL
DEĞİŞKENLERİNİN ÇT-KBÇE SİSTEM
BAŞARIMINA ETKİSİNİN İNCELENMESİ**

DOKTORA TEZİ

ÇETİN KURNAZ

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

T. C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ANALİTİK MODELLEME VE BİLGİSAYAR
BENZETİMİ İLE GEZGİN İLETİM KANAL
DEĞİŞKENLERİNİN ÇT-KBÇE SİSTEM
BAŞARIMINA ETKİSİNİN İNCELENMESİ**

ÇETİN KURNAZ

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

AKADEMİK DANIŞMAN

Yrd. Doç.Dr. HÜLYA GÖKALP

SAMSUN-2009

T. C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Bu çalışma jürimiz tarafından 23/01/2009 tarihinde yapılan sınav ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda DOKTORA tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Hasan DİNÇER



Üye: Doç.Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR



Üye: Yrd. Doç.Dr. Hülya GÖKALP



Üye: Yrd. Doç.Dr. Hatice SEZGİN



Üye: Yrd. Doç.Dr. Mustafa ULUTAŞ



ONAY:

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

...../...../.....

Prof. Dr. Hasan GÜMÜŞ
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ANALİTİK MODELLEME VE BİLGİSAYAR BENZETİMİ İLE GEZGİN İLETİM KANAL DEĞİŞKENLERİNİN ÇT-KBÇE SİSTEM BAŞARIMINA ETKİSİNİN İNCELENMESİ

ÖZ

Yüksek veri hızlarındaki gezgin iletişim hizmetlerine olan talebin artması iletim bandını etkin kullanan çok taşıyıcılı iletişime olan ilgiyi de beraberinde getirmiştir. Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-KBÇE) bina dışı ortamlardaki frekans seçici sönümlenmelere karşı dayanıklı olduğundan yüksek veri hızlarını destekleyen sistemler için çoklu erişim tekniği olarak düşünülmektedir. ÇT-KBÇE frekans çeşitliliğinden yararlanmasına rağmen sistem başarımı frekans seçicisi kanal tarafından kısıtlanmaktadır. Frekans seçici kanalın etkisi çok sayıda alt taşıyıcı ve geniş tampon zamanı kullanımı ile azaltılabilir. Çok sayıda alt taşıyıcı kullanıldığında tepe gücünün ortalama güce oranı (TOGO) büyür, geniş tampon zamanı için ise tayfsal verimlilik düşer ve tampon zamanı kullanım kayıpları artar. Dolayısıyla ÇT-KBÇE sistem verimliliğini ve kapasitesini artırmak için; frekans seçici kanalın ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi belirlenmelidir.

Bu çalışmada gezgin iletim kanalının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi benzetimsel ve kuramsal olarak incelendi. Kanalın tutarlı bant genişliği (B_T) ile etkin yankı gecikmesinin (τ_{etkin}) ters orantılı olduğu varsayılmaktadır. Son yıllarda yapılan çalışmalar, bu iki kanal değişkeni arasında kesin bir bağıntı olmadığı yönündedir. Bu ise τ_{etkin} değeri kullanılarak kanalın tutarlı bant genişliğinin kesin olarak belirlenemeyeceği anlamına gelir. Bu çalışmada τ_{etkin} ya da B_T değişkenlerinden hangisinin ÇT-KBÇE sistemi için kanal özelliklerini en iyi yansıttığı araştırıldı. Ayrıca, hangi ilinti katsayısı için olan B_T değerinin sistem başarımı ile ilişkilendirilebileceği incelendi.

Aşağı hat ÇT-KBÇE sistem başarım değerlendirme bina dışı ortamlarda ölçülen, üstel olarak azalmayan, büyük yankı gecikmeli ve Doppler kaymalı gerçek kanal verileri kullanılarak yapıldı. ÇT-KBÇE sistem başarımına alt taşıyıcı sayısının, kullanıcı sayısının, iletim bant genişliğinin ve tampon zamanının etkisi incelendi.

Gerekli alt taşıyıcı sayısı ile B_T ilişkilendirildiğinde; frekans ilinti katsayısının 0.5 değerinin ÇT-KBÇE sistemi için kanal özelliklerini yansıtmadığı, 0.9 ve 0.75 değerlerinin ise kanal özelliklerini daha iyi yansıttığı görüldü. 0.9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliğinin ($B_{T,0.9}$) gerekli alt taşıyıcı sayısı için kanal özelliklerini en iyi gösterdi.

Alıcıya geç ulaşan yankı bileşenleri τ_{etkin} değerini artırmasına rağmen çoklu erişim girişimine (ÇEG) katkıları azdır. Frekans seçiciliğinin yüksek olduğu kanallarda başarımlar ÇEG nedeniyle düşer. Genellikle güçlü yankı bileşeninin olması sonucunda geniş $B_{T,0.5}$ değeri elde edilir. Benzetim sonuçlarından $B_{T,0.5}$ değerinin çoklu erişim girişiminin şiddetini belirlemede kullanılabileceği görüldü.

İletim bant genişliğinin sistem başarımına etkisi incelendiğinde; düşük frekans seçiciliğindeki kanallar için sistem başarımının iletim bant genişliğine bağlı olmadığı görüldü. Yüksek frekans seçiciliğindeki kanallar için ise, bir alıcı-verici konumunda bile sistem başarımının kullanılan frekans aralığına bağlı olarak değişebileceği görüldü.

Son olarak tampon zamanının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendi. Sinyal-gücü gürültü-gücü oranındaki (SGO) değişim bağıntısı türetildi. SGO'daki kötüleşmeyi en az yapan tampon zamanı en uygun tampon zamanını olarak belirlendi. 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için bulunan en uygun tampon zamanının $[3\tau_{\text{etkin}} - 6\tau_{\text{etkin}}]$ arasında değiştiği görüldü. Kullanılan E_b/N_0 değerine bağlı olarak toplam yankı gücünün belirli bir yüzdesini içeren yankı güç pencere genişliği kabul edilebilir tampon zamanı olarak belirlendi. 10 ve 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için toplam yankı gücünün sırasıyla %95 ve %99'unu içeren yankı güç pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılabileceği vargısına ulaşıldı.

Anahtar Kelimeler: Çok taşıyıcılı iletişim, ÇT-KBÇE, bina dışı ortamlar için iletim kanalı, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, tutarlı bant genişliği, yankı güç pencere genişliği, en uygun tampon zamanı.

INVESTIGATING EFFECT OF WIRELESS CHANNEL PARAMETERS ON MC-CDMA SYSTEM PERFORMANCE VIA USING ANALYTICAL MODELLING AND COMPUTER SIMULATION

ABSTRACT

With the rapid growth in the demand for high data rates for mobile communications services multicarrier transmission has gained increasing popularity. Multi carrier CDMA (MC-CDMA) is among the techniques considered for such high data rate systems due to its capability for supporting wireless communication in outdoor environments with diverse frequency selective fading. Although an MC-CDMA system can exploit frequency diversity through transmitting the chips of a symbol over multiple subcarriers, its performance is prone to frequency selectivity of the channel. In order to alleviate the effect of frequency selectivity, an increased number of subcarriers and longer guard intervals can be used. However, the price paid for a higher number of subcarriers is low power efficiency; and that for a longer guard interval is a loss in bandwidth and power efficiencies. In order to increase the MC-CDMA system efficiency and capacity, a through understanding of the effect of the channel frequency selectivity on the MC-CDMA system performance is essential.

This thesis investigates the effect of frequency selectivity of the wireless channel on the performance of MC-CDMA system via theoretical analysis and computer simulation. It has been assumed that channel coherence bandwidth is inversely proportional to the root-mean-square (rms) delay spread, τ_{rms} , however, recent work using channel modeling has shown that there is no exact relationship between τ_{rms} and the coherence bandwidth (B_c). This work investigates whether τ_{rms} or B_c better represents the channel properties for MC-CDMA systems.

The performance analysis of the downlink in MC-CDMA systems was undertaken on channel data previously measured in an outdoor environment. The channel profiles used included channels with large delay spread and Doppler shift, and with non-exponentially decaying profile. The effect of transmission bandwidth, number of users, number of sub-carriers and guard interval on system performance was analyzed.

The work shows that the coherence bandwidth for correlation levels of 0.75 (i.e., $B_{c,0.75}$) or 0.9 ($B_{c,0.9}$) can be used to predict the required number of subcarriers, whereas reducing to correlation level of 0.5, i.e., $B_{c,0.5}$, no longer was able to reflect the channels properties for MC-CDMA system. It can, therefore, be concluded that, in terms of required number of subcarriers, $B_{c,0.9}$ better reflects the properties of the channel.

Presence of a dominant path, irrespective of its excess delay, alleviated the effect of multiple access interference (MAI). The performance decrease due to MAI was significant for highly frequency selective channels. The simulation results showed that the value of $B_{c,0.5}$ may be used as a measure of the severity of the multiple access interference.

Analysis of the effect of transmission bandwidth on system performance showed that in the case of low frequency selectivity, performance did not depend on the transmission bandwidth. Whereas in the case of a highly frequency selective channel, some performance improvement can be achieved by using narrower transmission bandwidth and employing an adaptive bandwidth allocation scheme.

Degradation in the SNR for a given E_b/N_0 value and symbol duration was evaluated for varying guard intervals, and the guard interval that gave the minimum degradation in SNR was determined to be the optimum guard interval. The results show that the optimum value for the guard interval for $E_b/N_0=20$ dB is within the range $[3\tau_{\text{rms}} - 6\tau_{\text{rms}}]$. For E_b/N_0 levels of 10 dB and 20 dB, the optimum guard interval is equal to the length of delay window that contains 95% and 99% of the multipath energy, respectively.

Keywords: multicarrier transmission, multi carrier CDMA (MC-CDMA), outdoor mobile radio channel, root-mean-square (rms) delay spread, coherence bandwidth, delay window, optimum guard interval.

TEŞEKKÜR

Doktora çalışmam sırasında yakın ilgi ve desteğini gördüğüm danışmanım değerli hocam Yrd. Doç.Dr. Hülya GÖKALP'e teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince benden yardımlarını esirgemeyen değerli arkadaşlarım Arş. Gör. Seda ÜSTÜN, Arş. Gör. Begüm KORUNUR ENGİZ ve Arş. Gör. Gökhan KAYHAN'a teşekkür ederim.

Hayatımın her evresinde olduğu gibi Doktora çalışmam boyunca da bana her türlü desteği veren aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bana her konuda destek olan ve çalışmalarım sırasında her türlü özveriyi gösteren değerli eşime ve biricik oğluma teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı.....	5
2. GENEL BİLGİLER	6
2.1. Giriş	6
2.2. Kod Bölmeli Çoklu Erişim	7
2.2.1. Tırmık Alıcı	11
2.2.2. Genişletme Kodları	11
2.3. Semboller ve Alt Kanallar Arası Girişim	16
2.4. Çok Taşıyıcılı İletişim	18
2.4.1. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama.....	26
2.4.2. Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim	28
2.4.2.1. ÇT-KBÇE Vericisi.....	29
2.4.2.2. ÇT-KBÇE Alıcısı.....	31
2.4.2.3. Kazanç Birleştirme Yöntemleri	32
2.4.2.3.1. Dikgenlik Onarmalı Birleştirme	32
2.4.2.3.2. Eşit Kazançlı Birleştirme	33
2.4.2.3.3. En Yüksek Oranlı Birleştirme.....	33
2.4.2.3.4. En Küçük Ortalama Karesel Hata Birleştirme.....	34
2.5. Gezgin İletişim İçin Dalga Yayınımı.....	34
2.5.1. Bina Dışı Ortamlar İçin Gezgin İletim Kanalı.....	35
2.5.2. Kanal Özellikleri.....	41
2.5.3. Deterministik Kanalin Özelliklerinin Belirlenmesi	41
2.5.3.1. Zaman Düzlemi Fonksiyonu.....	42
2.5.3.2. Frekans Düzlemi Fonksiyonu	44
2.5.3.3. Zamanla Değişen Geçiş İşlevi	44
2.5.3.4. Saçılım Fonksiyonu	45
2.5.3.5. Sistem Fonksiyonları Arasındaki İlişki.....	46
2.5.4. Zamanla Rastsal Değişen Doğrusal Kanallar	46
2.5.4.1. Kanal İlinti Fonksiyonları.....	47
2.5.4.2. İlinti Fonksiyonları Arasındaki İlişki.....	49

2.5.5.	Pratik Kanal Modelleri.....	49
2.5.5.1.	Geniş Anlamda Durağan Kanal	50
2.5.5.2.	İlintisiz Saçılma Kanalı.....	51
2.5.5.3.	Durağanımsı İlintisiz Saçılma Kanalı	52
2.5.6.	Gezgin İletim Kanal Özelliklerinin Belirlenmesi	53
2.5.6.1.	Zaman Düzlemi Tanımı	54
2.5.6.2.	Frekans Düzlemi Tanımı	59
2.5.6.3.	Tutarlı Bant Genişliği	61
2.5.6.4.	Tutarlı Zaman Aralığı	62
2.6.	Tampon Zamanı Ve Alt Taşıyıcı Sayısının Belirlenmesi.....	63
2.6.1.	Semboller Arası Girişim Ve Tampon Zamanı Kullanımı.....	63
2.6.2.	ÇT İletişimde Tampon Zamanı Ve Çevrimsel Ön-Ek Eklenmesi	65
2.6.3.	En Uygun Alt Taşıyıcı Sayısı Ve Tampon Zamanının Belirlenmesi.....	72
3.	MATERYAL VE YÖNTEM	81
3.1.	Giriş	81
3.2.	Alt Taşıyıcı Sayısı Ve Ön-Ek Uzunluğunun Belirlenmesi	82
3.3.	En Uygun Tampon Zamanının Belirlenmesi	84
3.4.	ÇT-KBÇE Sistemi İçin Güç İfadelerinin Çıkartımı	90
3.5.	ÇT-KBÇE Sistem Benzetimcisi.....	95
3.5.1.	Sistem Parametrelerinin Seçimi.....	95
3.5.2.	Frekans Düzleminde Serpiştirme.....	101
3.5.3.	Benzetimcinin Sınanması	103
3.6.	Gezgin İletim Kanal Benzetimi	107
3.7.	Rayleigh Kanal Gerçeklemesi	114
4.	BULGULAR.....	118
4.1.	Alt Taşıyıcı Sayısının Etkisi	118
4.2.	Kullanıcı Sayısının Etkisi	121
4.3.	İletim Bant Genişliğinin Etkisi	123
4.4.	Tampon Zamanının Etkisi	124
4.4.1.	Tampon Zamanının Etkisinin Benzetimsel İncelenmesi	124
4.4.2.	En Uygun Tampon Zamanı İle Etkin Yankı Gecikmesi Arasındaki İlişki	128

4.4.2.1.	Gerçek Kanal Verileriyle Yapılan İncelemeler	128
4.4.2.2.	Benzetim Sonuçları.....	136
4.4.2.3.	Test Kanal Verileriyle Yapılan İncelemeler	137
4.4.2.3.1.	Kentsel Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar	138
4.4.2.3.2.	Banliyö Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar.....	139
4.4.2.3.3.	Taşıt-A Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar	141
4.4.3.	En Uygun Tampon Zamanı İle Yankı Güç Pencere Genişliği Arasındaki İlişki.....	143
5.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	159
6.	KAYNAKLAR	162
EKLER		
EK.A.	(Hara ve Prasad, 1999)'ların Çalışmasındaki En Uygun Tampon Zamanı Ve Alt Taşıyıcı Sayısının Bulunması İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program	171
EK.B.	$P_{y\text{ararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} Güçlerinin Bulunması İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program.....	174
EK.C.	ÇT-KBÇE Benzetimcisi İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program.....	178
EK.D.	Rayleigh Örneklerinin Bulunması MATLAB Dilinde Yazılmış Program.....	183
EK.E.	AWGN Kanalını Gerçeklemek İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program.....	184
EK. F.	Ch.1- Ch.20 Kanalları İçin Ortalama Yankı Profilleri.....	185
ÖZGEÇMİŞ		189

SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ

SİMGELER

a^u	u uncu kullanıcı için giriş ikili verisi
$a_i(q)$	i inci sembolün q uncu bilgi biti
$a_i^u(\varphi)$	u uncu kullanıcı i inci sembol için S/P dönüştürücünün φ inci çıkışı
$b_i^u(q)$	u uncu kullanıcı i inci sembol ve φ inci S/P dönüştürücü çıkış verisi ile PN kodunun n inci çipinin çarpımı
B	Bant genişliği
$B_{\text{ÇT}}$	Çok taşıyıcılı sistemin bant genişliği
$B_{\text{DFBÇ}}$	DFBÇ sisteminin bant genişliği
B_T	Tutarlı bant genişliği
B_{TT}	Tek taşıyıcılı iletişimdeki iletilen sinyalin bant genişliği
B_q	q uncu alt taşıyıcının frekans bandı
$C^u(n)$	u uncu kullanıcı genişletme kodunun n inci çipi
d	İki nokta arasındaki hareket mesafesi
$E[.]$	Beklenen değer
E_b	Bit başına düşen enerji
E_b/N_0	Bit başına düşen enerjinin gürültü gücü tayf yoğunluğuna oranı
f_c	Taşıyıcı frekans
f_d	Doppler frekansı
$f_{d,\text{max}}$	En büyük Doppler frekansı
f_q	q uncu alt taşıyıcının frekansı
$F_q(f,t)$	q uncu alt taşıyıcının frekans tayfı
$g_{\varphi,n}^u$	Alıcıda birleştirme aşamasındaki kazanç değeri
$G_{\text{Ç}}$	Genişletme çarpanı
$G_{\text{SAG,TT}}$	Tek taşıyıcılı bir sistemde girişim yapan sembollerin sayısı
$G_{\text{SAG,ÇT}}$	Çok taşıyıcılı bir sistemde girişim yapan sembollerin sayısı
$h^{u*}(t,\tau)$	$h^u(t,\tau)$ 'nin karmaşık eşleniği
$h^u(t,\tau)$	u uncu kullanıcı için iletim kanalın zamanla değişen birim vuruş tepkesi
$h(\tau)$	Ortalama birim vuruş tepkesi

H	Walsh – Hadamard dikgen kodlarının ana matrisi
$H(f,t)$	Frekans seçici kanal
$H_q(f,t)$	q uncu alt taşıyıcının frekans bandına karşılık gelen frekans geçiş işlevi
$H_{\varphi,n}^u$	$(N\varphi+n)$ inci alt taşıyıcının karmaşık zarfı
$H_{\varphi,n}^{u*}$	$H_{\varphi,n}^u$ 'nin karmaşık eşleneği
$H(f,\nu)$	Doppler yayılım fonksiyonu
L	Seri/paralel dönüştürücü çıkışındaki bit sayısı
M	İletim kanalındaki toplam yankı sayısı
$n_i(q)$	q uncu alt kanalın Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
$n_{\varphi,n}$	$(N\varphi+n)$ inci alt taşıyıcının Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
N	Genişletme kodu uzunluğu
N_0	Gürültü tayf yoğunluğu
$p(t)$	Darbe şekillendirici
$P(\ell)$	Alıcıdaki ℓ inci bite ait toplam güç ifadesi
P_{AWGN}	Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
$P_{\text{ÇEG}}$	Çoklu erişim gücü
$P_h(\tau_m)$	m inci yankının güç seviyesi
$P_h(\tau)$	Ortalama yankı profili
P_{ort}	Ortalama güç
P_r	Alınan sinyalin ortalama gücü
P_{SAG}	Semboller arası girişim gücü
P_{TAG}	Alt taşıyıcılar arası girişim gücü
P_{tepe}	Tepe gücü
P_{top}	Toplam yankı gücü
$P_{\text{yararlı}}$	Yararlı güç
q	Alt taşıyıcı indeksi
Q	Alt taşıyıcı sayısı
Q_{uyg}	En uygun alt taşıyıcı sayısı
Q_{gerekli}	Gerekli alt taşıyıcı sayısı
$r(t)$	Alıcıya ulaşan toplam sinyal
$r^u(t)$	u uncu kullanıcı için alınan sinyal
R_b	Bit hızı

R_{ϕ}	Çip hızı
$R_h^u(\tau)$	Kanal birim vuruş tepkesinin öz ilinti fonksiyonu
$R_T(\Omega)$	Frekans ilinti fonksiyonu
R_q	q uncu alt taşıyıcı için en yükseğe oranlanmış öz ilinti fonksiyonu
R_s	Sembol hızı
s	Verici çıkışındaki temel bant sinyali
$s^u(t)$	u uncu kullanıcı için verici çıkışındaki ÇT-KBÇE sinyali
$s_{t,\text{ÇT}}(f,t)$	ÇT sinyalinin frekans tayfı
$S(f)$	Alınan işaretin güç tayfı
$S(\tau,\nu)$	Saçılım fonksiyonu
$\left(\frac{S}{G}\right)_{\text{değişim}}$	SGO'daki değişim
t_s	Sembol süresinin kullanışlı bölgesi
$T(f,t)$	Kanalın zamanla değişen geçiş işlevi
T_b	Bit süresi
T_{ϕ}	Çip süresi
T_G	Tampon zamanı
$T_{G_{\text{uyg}}}$	En uygun tampon zamanı
T_s	Sembol süresi
T_T	Tutarlı zaman aralığı
u	Kullanıcı indeksi
U	Kullanıcı sayısı
ν	Frekans kayması değişkeni
ν	Kullanıcının hareket hızı
$w(t)$	Gezgin iletim kanalının zaman düzlemindeki çıkışı
$W(f)$	Gezgin iletim kanalının frekans düzlemindeki çıkışı
W_p	Toplam yankı gücünün %p kadarını içeren yankı güç pencere genişliği
$y_{\phi,n}$	Alıcıdaki demodülatör çıkışları
$z(t)$	Gezgin iletim kanalının zaman düzlemindeki girişi
$Z(f)$	Gezgin iletim kanalının frekans düzlemindeki girişi
τ_{etkin}	Kanalın yankı gecikme dağılımının etkin değeri
τ_{max}	Kanalın en yüksek yankı gecikmesi

τ_{ort}	Ortalama yankı gecikmesi
Δf	Alt taşıyıcılar arası mesafe
σ_n^2	Gürültünün varyansı
$\Delta \ell$	Alıcıya gelen iki sinyal arasındaki yol farkı
θ	Alıcıya gelen sinyalin açısı
Δt	Zaman aralığı
$\Delta \phi$	Faz değişimi
λ	Dalga boyu
τ	Kanalın yankı gecikmesi
τ_m	m inci yankı gecikmesi
δ	Birim dürtü fonksiyonunu
$\alpha_m(t)$	m inci yankının t anındaki kazancı
τ_{ort}	Ortalama yankı gecikmesi
α_G	Tampon zamanı çarpanı
Δf	Komşu alt taşıyıcılar arası mesafe
β	Bant genişliği verimi
σ_m^2	m inci yankının varyansı
$\Delta \tau$	Yankı profilindeki bir gecikme dilimi süresi
$\Gamma(t)$	Rayleigh sönümlü zarf

KISALTMALAR

ACF	Auto Correlation Function
ADSL	Asymmetric Digital Subcarrier Line
AFD	Ayrık Fourier Dönüşümü
AGS	Alçak Geçiren Süzgeç
AT	Alt Taşıyıcı Sayısı
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BHO	Bit Hata Oranı
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCF	Cross Correlation Function
CDMA	Code Division Multiple Access
ÇEG	Çoklu Erişim Girişimi
ÇT	Çok Taşıyıcı
ÇT-DD-KBÇE	Çok Taşıyıcılı Doğrudan Dizi Kod Bölmeli Çoklu Erişim
ÇT-KBÇE	Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DAB	Digital Audio Broadcasting
DDGÇ	Dikgen Değişken Genişletme Çarpanı
DD-KBÇE	Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DFBÇ	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
DFT	Discrete Fourier Transform
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
DVB-T	Digital Video Broadcasting Standard for Terrestrial broadcasting
DVB-T	DVB-Interactive Terrestrial Return Channel
EGC	Equal Gain Combining
EOKHB	En Küçük Ortalama Karesel Hata Birleştirme
ETSI	European Telecommunication Standard Institute
FBÇE	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FCF	Frequency Correlation Function
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FİF	Frekans İlinti Fonksiyonu

FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
GAD	Geniş Anlamda Durağan
GB-KBÇE	Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim
HFD	Hızlı Fourier Dönüşüm
HIPERLAN	High Performance Local Area Network
HIPERMAN	High Performance Metropolitan Area Network
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT-2000	International Mobile Telecommunications-2000
IS-95	Interim Standard 95
ISI	Inter Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
İS	İlintisiz Saçılma
KAG	Komşu Kanallar Arası Girişim
KBÇE	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
K1	Birinci Kanal
K2	İkinci Kanal
K3	Üçüncü Kanal
LOS	Line of Sight
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multi Carrier Code Division Multiple Access
MC-DS-CDMA	Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access
MMSEC	Minimum Mean Square Error Combining
MRC	Maximum Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
ORC	Orthogonality Restoring Combining
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PN	Pseudo Noise
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SAG	Semboller Arası Girişimi
SDFM	Sürekli Dalga Frekans Modülasyonu

SNR	Signal to Noise Ratio
SGO	Sinyal Gürültü Oranı
TAG	Alt Taşıyıcılar Arası Girişim
TAFD	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
TDMA	Time Division Multiple Access
THFD	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
TOGO	Tepe Gücünün Ortalama Güce Oranı
TT	Tek Taşıyıcı
TU	Typical Urban
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
US	Uncorrelated Scattering
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WLL	Wireless Local Loop
WSS	Wide Sense Stationary
WSS-US	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZBÇE	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
2G	Second Generation (2K)
3G	Third Generation (3K)
4G	Fourth Generation (4K)
2K	2 inci Kuşak
3K	3 üncü Kuşak
4K	4 üncü Kuşak

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. DD-KBÇE sisteminde verici-alıcı yapısı	9
Şekil 2.2. Sinyalin geniş banda yayılması ve sonrasında tekrardan dar banda dönüştürülmesi	10
Şekil 2.3. Genişletme ve çırpma arasındaki ilişki	12
Şekil 2.4. Dikgen değişken genişletme çarpanlı kodlar	13
Şekil 2.5. Semboller arası girişim	17
Şekil 2.6. Kanalin birim vuruş tepkisi ve frekans geçiş işlevi	18
Şekil 2.7. Tek/çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin karşılaştırılması a) iletilen, b) alınan sinyalin tayfi	20
Şekil 2.8. Çok taşıyıcı üzerinden veri iletimi	21
Şekil 2.9. Zaman düzleminde dikgenlik	23
Şekil 2.10. Frekans düzleminde dikgenlik	23
Şekil 2.11. ÇT-KBÇE ve ÇT-DD-KBÇE sistemlerinin genel prensibi	25
Şekil 2.12. DFBC ve ÇT-KBÇE sistemlerinde alt taşıyıcıların frekansta yerleşimi	26
Şekil 2.13. Dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin üretilmesi	27
Şekil 2.14. ÇT-KBÇE verici yapısı	30
Şekil 2.15. ÇT-KBÇE alıcı yapısı ($g_{\phi,0}^u, \dots, g_{\phi,N-1}^u$ alt taşıyıcılar için ideal kanal tahminleri)	32
Şekil 2.16. Hücre sel sistemlerde sinyal yayını	35
Şekil 2.17. Doppler etkisi	37
Şekil 2.18. Yankılı gezgin iletim kanalı	40
Şekil 2.19. Gezgin iletim kanalının zaman ve frekans düzlemindeki giriş ve çıkışları	41
Şekil 2.20. Zamanla değişen gezgin iletim kanalı	42

ŞEKİLLER LİSTESİ (devamı)

Şekil 2.21. Yankılı iletim kanalı için zamanla değişen ayrık birim vuruş tepkesi	43
Şekil 2.22. Yankılı bir kanalın zaman düzlemi gösterimi	44
Şekil 2.23 Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki	46
Şekil 2.24. Kanal ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki	49
Şekil 2.25. Yankı güç profili	56
Şekil 2.26. Kanal frekans ilinti fonksiyonunun bir örneği	60
Şekil 2.27. Yankılı kanalda veri iletimi ve semboller arası girişim	64
Şekil 2.28. Üç yankılı kanal durumu için tampon zamanı a) yokken b) varken semboller arası girişime etkisi	65
Şekil 2.29. Tampon zamanında sinyal verilmemesi durumunda yankının etkisi	66
Şekil 2.30. Çevrimsel ön-ek eklenmiş DFBÇ sembolü	67
Şekil 2.31. İki yankılı ve üç alt taşıyıcılı DFBÇ sinyal örneği (noktalı çizgiler yankı bileşenlerini göstermektedir).	68
Şekil 2.32. DFBÇ sisteminde a) çevrimsel ön-ek ekleme, b) darbe şekillendiricinin frekans tayfı, c) DFBÇ sinyalinin frekans tayfı	69
Şekil 2.33. 256 alt taşıyıcılı DFBÇ sinyalinin güç tayfı (Hara ve Prasad, 2003)	70
Şekil 2.34. ÇT-KBÇE sistemine tampon zamanı eklenmesi	71
Şekil 2.35. Tampon zamanı eklendiğinde ÇT-KBÇE alıcı yapısı	72
Şekil 2.36. En uygun alt taşıyıcı sayısının (Q_{uyg}) belirlenmesi (Nee ve Prasad, 2000)	73
Şekil 2.37. En uygun tampon zamanının (T_G) belirlenmesi (Nee ve Prasad, 2000)	74
Şekil 3.1. DFBÇ sisteminde çevrimsel ön-ek eklendikten sonraki zaman düzlemi gösterimi	87

ŞEKİLLER LİSTESİ (devamı)

Şekil 3.2. DFBC sisteminde verici çıkışı ile kanalın birim vuruş tepkesinin katlaması	87
Şekil 3.3. DFBC sisteminde alıcıda elde edilen bir bite ait yararlı, SAG ve TAG bileşenleri	89
Şekil 3.4. Benzetimlerde kullanılan ÇT-KBÇE sistem modeli	97
Şekil 3.5. ÇT-KBÇE Benzetimci çalışmasının akış diyagramı	98–100
Şekil 3.6. Frekans düzleminde serpiştirme a) yokken; b) varken çiplerin frekans düzleminde yerleşimi	101
Şekil 3.7. Frekans seçici kanal durumunda frekans düzleminde serpiştirme a) varken; b) yokken çiplerin frekans düzleminde yerleşimi	102
Şekil 3.8. (Nassar ve Wu, 2000) ile benzetimci sonucunun karşılaştırılması	104
Şekil 3.9. AWGN kanalında, kanal kodlamasız, BPSK modülasyonlu sinyalin, kuramsal-benzetimci sonuçları	105
Şekil 3.10. (Hara ve Prasad, 1999) ile benzetimci sonucunun karşılaştırılması	106
Şekil 3.11. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın a) K1, b) K2, c) K3 birim vuruş tepkesi	110
Şekil 3.12. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın a) K1, b) K2, c) K3 frekans geçiş işlevi	111
Şekil 3.13. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın a) K1, b) K2, c) K3 frekans ilinti fonksiyonu	112
Şekil 3.14. Temel bant Rayleigh sönümlenme benzetimcisi (Rappaport, 1996)	115
Şekil 3.15. Doppler güç yoğunluk tayfı (Rappaport, 1996)	116
Şekil 3.16. Rayleigh sönümlemesinin yankılara etkisi (Rappaport, 1996)	116
Şekil 3.17. 3 km/saat için Rayleigh sönümlenme zarfı	117
Şekil 3.18. 50 km/saat için Rayleigh sönümlenme zarfı	117

ŞEKİLLER LİSTESİ (devamı)

Şekil 4.1. 256, 512, 1024, 2048 ve 4096 alt taşıyıcı, K1 (noktalı çizgiler), K2 (sürekli çizgi), K3 (kesikli çizgiler) ve AWGN kanal (noktalar) için E_b/N_0 'a bağlı BHO grafiği	119
Şekil 4.2. a) Tek kullanıcı (kareler) 16 kullanıcılı (içi dolu kareler) için E_b/N_0 'a bağlı BER grafiği, b) 18 dB'lik E_b/N_0 için aktif kullanıcıya bağlı BHO grafiği	122
Şekil 4.3. 40 MHz (çemberler) ve 20 MHz (içi dolu çerçeveler), K1 (noktalı çizgiler), K2 (sürekli çizgi), K3 (kesikli çizgiler) için E_b/N_0 'a bağlı BER grafiği	124
Şekil 4.4. a) K1, b) K2, c) K3 için farklı tampon sürelerine bağlı ÇT-KBÇE sistem başarımı	125
Şekil 4.5. a) K1, b) K2, c) K3 için farklı tampon zamanlarında benzer sistem başarımı ($BHO=10^{-3}$) elde etmek için gerekli E_b/N_0 değerleri	126
Şekil 4.6. K1 için tampon zamanına bağlı normalize a) $P_{yararlı}$, b) P_{SAG} , c) P_{TAG} güç değerleri	129
Şekil 4.7. K1 kanal profilinde 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için en uygun tampon zamanının gösterilimi	131
Şekil 4.8. K2 için tampon zamanına bağlı normalize a) $P_{yararlı}$, b) P_{SAG} , c) P_{TAG} güç değerleri	132
Şekil 4.9. K3 için tampon zamanına bağlı normalize a) $P_{yararlı}$, b) P_{SAG} , c) P_{TAG} güç değerleri	135
Şekil 4.10 a) $E_b/N_0=10$ dB, b) $E_b/N_0=20$ dB için yedi yankılı üstel azalan kentsel kanal modelinde farklı tampon zamanları için SGO'daki değişim	149

ÇİZELGELER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 2.1 Farklı konumlarda ölçülen τ_{etkin} değerleri	57
Çizelge 3.1. (Nassar ve Wu, 2000)'da kullanılan sistem parametreleri	103
Çizelge 3.2. (Nassar ve Wu, 2000)'de kullanılan kanal profili	104
Çizelge 3.3. (Hara ve Prasad,1999)'da kullanılan sistem parametreleri	106
Çizelge 3.4. Benzetimlerde kullanılan kanalların gecikme dağılımının etkin değeri buna bağlı tampon zamanı ve tutarlı bant genişlikleri	113
Çizelge 4.1. Alt taşıyıcı sayısının sistem başarımına etkisinin benzetimci ile incelenmesinde kullanılan sistem parametreleri ve kanal özellikleri	119
Çizelge 4.2. Tutarlı bant genişliği başına düşen alt taşıyıcı sayısı	120
Çizelge 4.3. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için K1 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı	130
Çizelge 4.4. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için K2 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı	133
Çizelge 4.5. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için K3 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı	134
Çizelge 4.6. K1, K2 ve K3 için en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s süresi ile olan ilişkisi	136
Çizelge 4.7. Kentsel kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri	138
Çizelge 4.8. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için Kentsel kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı	139
Çizelge 4.9. Banliyö kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri	140
Çizelge 4.10. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için banliyö kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı	140
Çizelge 4.11. Taşıt-A kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri	141

ÇİZELGELER LİSTESİ (devamı)

Çizelge 4.12.	0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için taşıt-A kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı	142
Çizelge 4.13.	Kentsel, Banliyö ve Taşıt-A kanalları için en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s süresi ile olan ilişkisi	143
Çizelge 4.14.	K1, K2 ve K3 kanal profilleri için E_b/N_0 değerine bağlı en uygun tampon zamanının yankı güç pencere genişliği ile ilişkisi	145
Çizelge 4.15.	Kentsel kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki	146
Çizelge 4.16.	Banliyö kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki	147
Çizelge 4.17.	Taşıt-A kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki	148
Çizelge 4.18.	10 dB’lik E_b/N_0 değerinde Ch.1 - Ch.20 kanal profillerindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı ve en uygun tampon zamanının karşılık geldiği W_p değeri	151–154
Çizelge 4.19.	20 dB’lik E_b/N_0 değerinde Ch.1 - Ch.20 kanal profillerindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı ve en uygun tampon zamanının karşılık geldiği W_p değeri	155–158

1. GİRİŞ

2.Kuşak (2K) sistemlerin kapasite sınırlamaları, yüksek veri hızı gerektiren video, elektronik posta gibi geniş kullanım alanlı servislere olan talebin artması nedeniyle 3.Kuşak (3K) gezgin iletişim sistemleri ortaya çıkmaya başlamıştır. Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunications Union, ITU) tarafından Uluslararası gezgin haberleşme (International Mobile Telecommunication, IMT-2000) olarak adlandırılan 3K sistemler, 2 Mbit/s veri hızına varan geniş bantlı servis uygulamalarına erişimi desteklemek için geliştirilmiştir (Special Issue, 1997). Evrensel gezgin iletişim sistemi (Universal Mobile Telecommunication System, UMTS) 3K gezgin iletişim sisteminin Avrupa standardıdır. 5 MHz bant genişlikli geniş bant kod bölmeli çoklu erişim (Wideband Code Division Multiple Access, WCDMA) UMTS'nin hava bağlantısı olarak kullanılır (ETSI UMTS, 1998; Moradi ve ark, 2002). 3K sistemlerinde Tırmık alıcı (rake receiver) kullanımı ile öngörülen 5 MHz'lik bant genişliğindeki sinyalin iletim (radyo) kanalından alınan yankılarından yararlanır.

Hücreli iletişimdeki yoğunluğun ses iletişiminden veri iletişimine doğru kaydığı göz önüne alınırsa ileride 3K sistemler için ayrılan bantların hızlı internet erişimi, yüksek kalitede hareketli görüntü iletişimi gibi hizmetleri karşılamayacağı görülmektedir. Daha yüksek veri hızlarında ve daha kaliteli iletişim sağlayabilmek için 4.Kuşak (4K) sistemler tasarlanmaya başlamıştır. 4K sistemler 3K sistemlere göre iletim bandını daha etkin kullanmayı, ayrılan bir bantta daha hızlı bilgi aktarmayı amaçlar. 4K sistemlerin kullanımıyla birlikte 100 Mbit/s'ye varan veri hızlarına ulaşılması beklenmektedir. Hedeflenen bu yüksek hızlara erişebilmek için ayrılan bant genişliğinin etkin bir biçimde kullanılması gerekir. Bundan dolayı araştırmalar iletim bandını etkin kullanılabilecek modülasyon ve çoklu erişim yönteminin seçimi üzerinde yoğunlaşmıştır.

Hücreli sistemlerde frekans seçici kanal düşük hata oranlarında yüksek bit hızlarına erişmeyi kısıtlamaktadır. Çok taşıyıcılı (Multi Carrier, MC) iletişim; frekans seçici sönmülmeye, dar bant girişimine ve semboller arası girişime (Inter Symbol Interference, ISI) dayanıklıdır. Dikgen frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiple, OFDM), çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (Multi Carrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA) ve çok taşıyıcılı doğrudan dizi

kod bölmeli çoklu erişim (Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access, MC-DS-CDMA) yüksek hızda iletme olanak sağlamaları, iletim hattını verimli kullanmaları, hatta meydana gelebilecek girişimlere ve çoklu yol kayıplarına karşı olan dayanıklılıklarından dolayı 4K sistemlerde kullanılması planlanan erişim yöntemlerindendir (Nee ve Prasad, 2000).

Dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ) sisteminde S/P dönüşümden sonraki her bir sembol farklı dikgen alt taşıyıcı ile iletilir. Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-KBÇE) sisteminde sözde gürültü kodları ile genişletilen her bit (çip) farklı dikgen alt taşıyıcı ile iletilir. Çok taşıyıcılı doğrudan dizi kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-DD-KBÇE) sisteminde ise S/P dönüşümü sonrasındaki her bir sembol, zaman düzleminde genişletilir ve genişletilmiş sinyaldeki her bir çip aynı alt taşıyıcı ile farklı zaman anlarında iletilir. ÇT-KBÇE frekans düzleminde ÇT-DD-KBÇE ise zaman düzleminde seçicilik sağlamaktadır. ÇT-KBÇE, yüksek tayfsal verimliliği ve düşük alıcı karmaşıklığı nedeniyle eş zamanlı aşağı hat için uygun iken, ÇT-DD-KBÇE düşük tepe gücünün ortalama güce oranı (Peak to Average Power Ratio, PAPR) ile çok kullanıcı eş zamansız yukarı hat sistemi için uygundur. ÇT-KBÇE sisteminde bir bit birden fazla taşıyıcı üzerinden aktarıldığından bazı alt taşıyıcılar çok zayıflamış olsa bile hala güçlü alınacak alt taşıyıcılar olacağından bitlerin hatalı algılanma olasılığı azalır (Nee ve Prasad, 2000). Bu bir tür frekans çeşitliliği olarak düşünülebilir ve ÇT-KBÇE'nin diğer çoğullama yöntemlerine göre esas üstünlüğünü oluşturur.

Kanalın yankı güç profil genişliği sembol süresine oranla ihmal edilemeyecek bir büyüklükte ise ard arda gelen semboller birbirlerine karışacak ve semboller arası girişim (SAG) oluşacaktır. SAG indirgenemez bit hatalarına neden olmaktadır. İndirgenemeyin anlamı ise verici gücünü artırarak BHO'nun düşürülebilmesidir. Yüksek veri hızlarına çıkıldığında sembol süresi azalacak ve SAG'ın etkisi daha da artacaktır. Bu nedenle yüksek veri hızı gerektiren 4K uygulamalarında SAG'ın kötü etkisi mutlaka giderilmesi gerekmektedir.

SAG'ı azaltmak için çok taşıyıcılı (ÇT) iletişimde ve dolayısıyla ÇT-KBÇE sisteminde her bir sembolün başına tampon zamanı yerleştirilir. Tampon zamanı bir sembole ait yankı bileşenlerinin sonraki sembole girişim yapmaması için en yüksek yankı gecikmesinden daha büyük seçilir. ÇT-KBÇE sisteminde tampon zamanı kullanımı ile SAG engellenebilir fakat tampon zamanında sinyal verilmediğinde alt

taşıyıcılar arası girişim (Intercarrier Interference, ICI) meydana gelir. Alt taşıyıcılar arası girişim (TAG) farklı alt taşıyıcılar arasındaki çapraz girişimdir ve alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin bozulmasından kaynaklanır. TAG'ı gidermek için her bir ÇT-KBÇE sembolünün tampon zamanı içine çevrimsel ön-ek (cyclic prefix) ilave edilir. Bu işlem vericide Ters Ayırık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) çıkışındaki sinyalin tampon zamanı kadar olan parçasını kopyalayıp ÇT-KBÇE sembolünün başına yerleştirilerek yapılır. ÇT-KBÇE sisteminde tampon zamanı ve çevrimsel ön-ek kullanımı sonucunda iletim bant genişliği artmakta, tayfsal verimlilik düşmekte ve sinyal gürültü oranında (Signal to Noise Ratio, SNR) azalma meydana gelmektedir.

ÇT-KBÇE sisteminde frekans seçici kanalın etkisi çok sayıda alt taşıyıcı ve tampon zamanı kullanımı ile azaltılabilir. Artan alt taşıyıcı sayısı ile frekans düzleminde alt taşıyıcılar arası mesafe azalır, sistemin Doppler kaymasına karşı dayanıklılığı düşer. Ayrıca alt taşıyıcı sayısının büyümesi ile tepe gücünün ortalama güce oranı (TOGO) sorunu çıkar. Azalan alt taşıyıcı sayısı ile sembol süresi kısalır ve alt taşıyıcıların frekans seçici sönümlenmeye karşı dayanıklılıkları düşer. Bunun yanında tampon zamanındaki sinyal iletimi güç kaybı gibi ifade edildiğinden tampon zamanının büyümesiyle birlikte gereksiz yere harcanan güç miktarı da artar ve sistem başarımı düşer. Örneğin tampon zamanı olarak sembol süresinin (T_s) %20'si kadar olan süre kullanıldığında sinyal gürültü oranında (SGO) yaklaşık 1 dB güç kaybı olmaktadır. Azalan tampon zamanı ile birlikte sistem, frekans seçiciliğe daha fazla duyarlı hale gelir ve SAG oluşur. Dolayısıyla ÇT-KBÇE sistem verimliliğini ve kapasitesini artırmak için; frekans seçici kanalın ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi belirlenmelidir.

4K sistemler için düşünülen ÇT-KBÇE sistem başarımları başlıca; bina içi ortamlar (küçük yankı gecikmesi ve Doppler kayması), üstel olarak azalan yankı profili, farklı alt taşıyıcı ve kullanıcı sayıları için incelenmiş, kanalın frekans seçiciliği yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin}) ile ifade edilmiştir. Tampon zamanı ise kanalın τ_{etkin} değeri veya sembol süresi ile ilişkilendirilmiştir. Literatürde tampon zamanının seçimi üzerine birçok çalışma ve kabul görmüş değer vardır. Bunlardan bazıları;

- (Hara ve Prasad, 1999)'da yapılan çalışmada verilen bit hızı (R_b), Doppler frekansı (f_d) ve kanalın τ_{etkin} değeri için bit hata oranını (Bit Error Rate, BER) en aza

indiren en uygun tampon zamanının (T_{Guyg}) olduğu belirlenmiştir. Farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için bu yöntem ile en uygun tampon zamanını tahmin etmek uzunca bir süre almaktadır. Kanalin değişiminin bu süreye oranla çok daha hızlı olduğu düşünüldüğünde bu yöntem ile en uygun tampon zamanını elde etmek kullanışsız olabilmektedir.

- (Nee ve Prasad, 2000; Engels, 2002)'de kanalın yankı güç profil genişliği kanalın τ_{etkin} değerinin yaklaşık dört katı olduğu için tampon zamanı olarak $4\tau_{etkin}$ alınması gerektiği söylenmiştir.
- (Morrison ve ark, 2001) DFBC sistemi için (McCormick ve Al-Susa,2002) ÇT-KBÇE sistemi için tampon zamanının sembol süresinin %10 ile %20'si kadar olması gerektiği söylenmiştir.
- (Lee ve Park, 2003)'de yapılan çalışmada frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanal kullanılmış ve tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değerinin 4 katı olması gerektiği sonucuna ulaşılmıştır.
- Sayısal ses yayını (Digital Audio Broadcasting, DAB) için $T_s/5$ 'i, kablosuz yerel ağ (Wireless Local Loop, WLL) ve sayısal karasal yayıncılık (Digital Video Broadcasting Standard for Terrestrial broadcasting, DVB-T) için $T_s/32$ ile $T_s/4$ arasındaki değerler tampon zamanı olarak kullanılmaktadır (Fazel ve Kaiser, 2003).
- IEEE 802.11a/g için tampon zamanı olarak sinyalin kullanışlı parçasının %25'i kullanılmaktadır (IEEE Std, 2003).
- (Nours ve ark., 2004)'de kullanışlı sembol süresinin %25'i tampon zamanı olarak kullanılmıştır.
- (Kunnari ve Iinatti, 2006)'da yapılan çalışmada; üstel olarak azalan kanalda sistem başarımının SAG'dan etkilenmemesi için tampon zamanının kullanışlı sembol süresinin %20'si kadar olması gerektiği sonucuna varılmıştır.

Görüldüğü gibi literatürdeki çalışmalarda genel kabul gören yaklaşım tampon zamanı olarak $4\tau_{etkin}$ 'lik sürenin ya da sistem başarımında 1 dB'lik azalma yaratacak sürenin alınmasıdır.

1.1. Tezin Amacı

Bu çalışmada ÇT-KBÇE sistem başarımı; gerçek kanal verisi, bina dışı ortamlar (büyük yankı gecikmesi ve Doppler kayması), üstel olarak azalmayan kanal profili için incelendi. Çalışmanın amacı iki ana başlık altında toplanabilir. Bunlardan ilki gezgin iletim kanal değişkenlerinin ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisini incelemek, kanalın τ_{etkin} değeri ya da tutarlı bant genişliğinden (B_T) hangisi ÇT-KBÇE sistemi için en iyi kanal özelliklerini yansıtır ve hangi ilinti katsayılı B_T değeri sistem başarımı ile en iyi ilişkilendirilebilir sorularına yanıt aramaktır. İkincisi ise en uygun tampon zamanını (Hara ve Prasad, 1999)'ların önerdiği yöntemle oldukça yakın değerler veren ama daha basit ve kanalın τ_{etkin} değerinden farklı bir kanal parametresi ile ifade etmektir.

Bu amaçlara ulaşmak için; MATLAB programlama dili kullanılarak verici, iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşan çok kullanıcılı tek hücreli eş zamanlı aşağı hat ÇT-KBÇE sistem benzetimcisi yapıldı. Oluşturulan benzetimcinin doğruluğu literatürde yayınlanmış makalelerde kullanılan değişken ve kanal özelliklerini kullanarak sınıandı. Farklı frekans seçicilikli kanal yapılarının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkileri incelendi. B_T değeri ile sistem başarımı arasındaki ilişki belirlendi. Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak alt taşıyıcı ve kullanıcı sayıları kanalın B_T değeri ile ilişkilendirildi. ÇT-KBÇE sistem başarımındaki değişim kuramsal olarak ifade edildi. Bu kuramsal ifade kullanılarak farklı tampon zamanları için sistem başarımındaki değişim belirlendi. Sistem başarımındaki değişimi (azalmayı) en az yapan tampon zamanı en uygun tampon zamanı olarak adlandırıldı. Bu sürenin; sembol süresi, kanalın τ_{etkin} ve yankı güç pencere genişliği değeri ile ilişkisi belirlendi.

2. GENEL BİLGİLER

2.1. Giriş

Gezgin hücresel iletişime olan ilginin giderek artması ve gezgin kullanıcıların yüksek veri hızlı hizmetleri talep etmeleri 3K sistemlerin doğmasına neden olmuştur. 3K iletişim sistemleri ITU tarafından geliştirilmiş ve IMT-2000 olarak adlandırılmıştır. UMTS ve CDMA2000 (Code Division Multiple Access 2000) standartları kod bölme çoklu erişim (Code Division Multiple Access, CDMA) tekniği üzerine kurulan 3K sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. UMTS Avrupa’da kullanılan 3K iletişim sistemidir ve geniş bantlı kod bölme çoklu erişim (GB-KBÇE) tekniğini kullanarak yüksek bit hızlarını desteklemektedir. 5 MHz bant genişlikli UMTS sisteminde belirlenen çip hızı 3.84 Mçip/s’dir. Bu sistemde, Tırmık alıcı kullanımı ile iletim kanalından alınan ve bağıl gecikmeleri en az bir çip süresi kadar olan yankılar ayrı ayrı işlenebilecek ve sonrasında enerjileri birleştirilerek daha güçlü sinyal elde edilecektir.

Çok sayıda kullanıcının yüksek veri hızlarını ve daha kaliteli iletişimi talep etmesi 4K sistemlerin geliştirilmesine neden olmuştur (Berg ve Chitamu, 2005). 4K iletişim sistemleri daha yüksek veri hızlarını sağlamayı, iletim bandını daha etkin kullanmayı, ayrılan bir bantta daha hızlı bilgi aktarmayı, yüksek kaliteli ses, daha net görüntü, daha yüksek hızlı kablosuz kanallar vb. uygulamalar gibi çok sayıda yeni servisi desteklemeyi amaçlamaktadır (İbrahim, 2002).

4K sistemlerde amaç 100 Mbit/s’ye varan veri hızlarına erişebilmektir. Bu hızları elde etmek için yüksek frekanslarda geniş bantların kullanılması gerekmektedir (Miki ve ark., 2005). Sinyalin frekans bandı (B) kanalın tutarlı bant genişliğinden büyük ise bu sinyal geniş bantlı olarak adlandırılır. Geniş bantlı sinyaller için kanal yankılıdır ve frekans seçici sönmelenme söz konusudur. Yankılı kanalın kötü etkisi ÇT sistemlerde çok sayıda alt taşıyıcı kullanılarak en aza indirgenebilir. ÇT iletişimde alt taşıyıcı sayısının seçimi önemlidir. Çünkü artan alt taşıyıcı sayısı ile frekans düzleminde alt taşıyıcılar arası uzaklık azalır ve sistemin Doppler kaymasına karşı dayanıklılığı düşer. Buna karşılık azalan alt taşıyıcı sayısı ile sembol süresi azalır ve alt taşıyıcıların frekans seçici sönmelenmeye karşı dayanıklılıkları düşer.

Yüksek veri hızlarında sembol süresi kanalın en yüksek yankı gecikmesinden ($\tau_{\max}$) küçük olmakta ve komşu veri sembolleri arasında girişim meydana gelmektedir. ÇT iletişimde tampon zamanı kullanımı ile SAG'ın etkisi azalır. SAG'ı tamamen ortadan kaldırmak için tampon zamanının $\tau_{\max}$ 'dan daha büyük olması gerekir. Buna karşılık büyüyen tampon zamanı ile birlikte gereksiz yere harcanan güç de artmakta, sistem başarımı azalmakta ve bant genişliği verimi düşmektedir.

ÇT iletişim frekans seçici sönmelenmeye, dar bant girişimine ve SAG'a dayanıklı (Yee ve ark., 1993; Kondo ve Milstein, 1996; Prasad ve Hara, 1997; Yang ve Hanzo, 2003) olduğu için yüksek veri hızı gerektiren uygulamalar için büyük ilgi çekmektedir. DFBC, ÇT-KBÇE ve ÇT-DD-KBÇE 4K sistemlerde kullanılması düşünülen erişim yöntemleridir (Nee ve Prasad, 2000).

2.2. Kod Bölmeli Çoklu Erişim

Çoklu erişim teknikleri, sonlu miktardaki iletim tayfını çok sayıdaki kullanıcıya anlık olarak ayırmak için kullanılır. Yüksek kalitede iletişim için bu erişim, sistem başarımında herhangi bir azalmaya neden olmayacak şekilde yapılmalıdır. Gezgın hücresel iletişime olan ilginin giderek artması ve gezgın kullanıcıların yüksek veri hızlı hizmetleri talep etmeleri kullanılacak çoklu erişim yönteminin seçimini önemli kılmıştır. Frekans bölmeli çoklu erişim (Frequency Division Multiple Access, FDMA), zaman bölmeli çoklu erişim (Time Division Multiple Access, TDMA) ve kod bölmeli çoklu erişim (KBÇE), kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılan başlıca erişim yöntemleridir. Frekans bölmeli çoklu erişim (FBÇE) sisteminde kullanıcılar frekansta birbirlerinden ayrılırken zaman bölmeli çoklu erişim (ZBÇE) sisteminde kullanıcılar arasındaki ayırım zamandadır.

KBÇE sistemi ZBÇE ve FBÇE sistemlerine oranla daha yüksek veri hızlarını destekler (Viterbi, 1995; Glisic ve ark., 2004) çok fazla kullanıcıya hizmet verir (Lee, 1991) ve dar bant girişimine dayanıklıdır. Bu nedenlerden dolayı birçok gezgın iletişim teknolojisinde KBÇE kullanılmaktadır. UMTS (Bekkers, 2001; Walke ve ark., 2001), CDMA2000 (Korowajczuk ve ark., 2004) ve IS-95 (Interim Standard-95) (Harte ve ark., 2000) bu teknolojilere örnektir.

KBÇE yönteminde tüm kullanıcılar frekans bandını aynı zamanda kullanır (Viterbi, 1967) ve birbirlerinden kodlar ile ayrılır. Her bir kullanıcı için özel kod ayrılmıştır. Bu durum aynı odada birçok kişinin aynı zaman diliminde farklı dillerde konuşması şeklinde açıklanabilir. Oda içerisinde herhangi bir konuşmayı anlamak için o konuşmacının dilini bilmek gerekir.

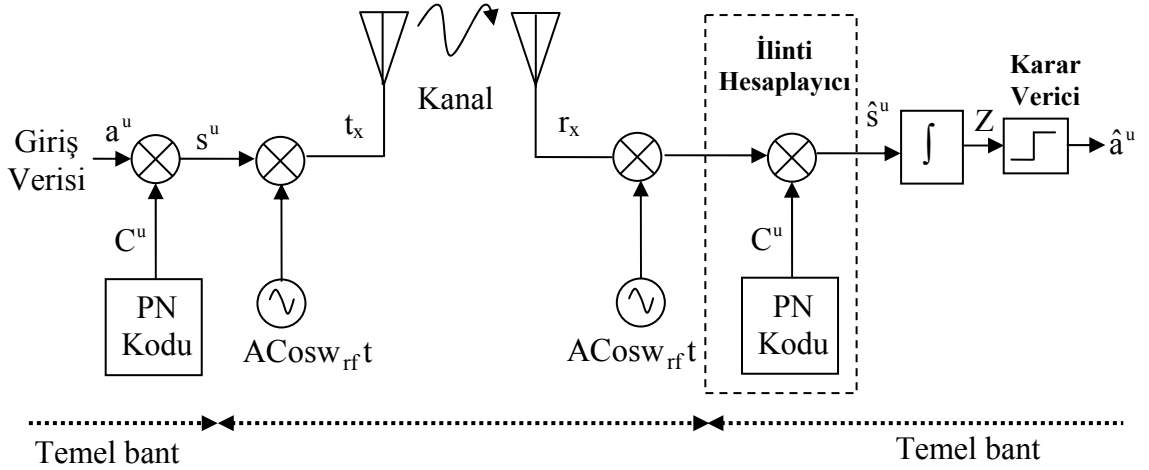
KBÇE sisteminde, iletim için gerekli olan en az bant genişliği bildiri sinyalinin bant genişliğinden daha geniştir. KBÇE’de kullanıcı verisinin her bir biti o kullanıcıya ait olan sözde gürültü (pseudo noise, PN) kodu ile kodlanır. Bu kodlama ile sinyalin bandı genişletilmiş olur. Genişletme ya da geniş banda yayma, bilgi bitlerinden bağımsız, bilgi sinyalinin bant genişliğinden çok daha geniş bir bandı olan sözde-gürültü kodları ile çarpılarak sinyalin bandının genişletilmesi işlemidir (Glisic ve Leppanen, 1995).

Genişletme işleminde iletilen sembol genişletme kodu ile doğrudan çarpılıp bu işlem zaman düzleminde yapılırsa böyle bir sistem doğrudan dizi KBÇE (Direct Sequence CDMA) olarak adlandırılır. KBÇE sistemlerinde tayf yayma işlemi doğrudan dizi veya frekans atlama (frequency hopping) yöntemleri kullanılarak yapılır. KBÇE teknolojisi daha çok doğrudan dizi (DD-KBÇE) yöntemi üzerinde yoğunlaşmış durumdadır.

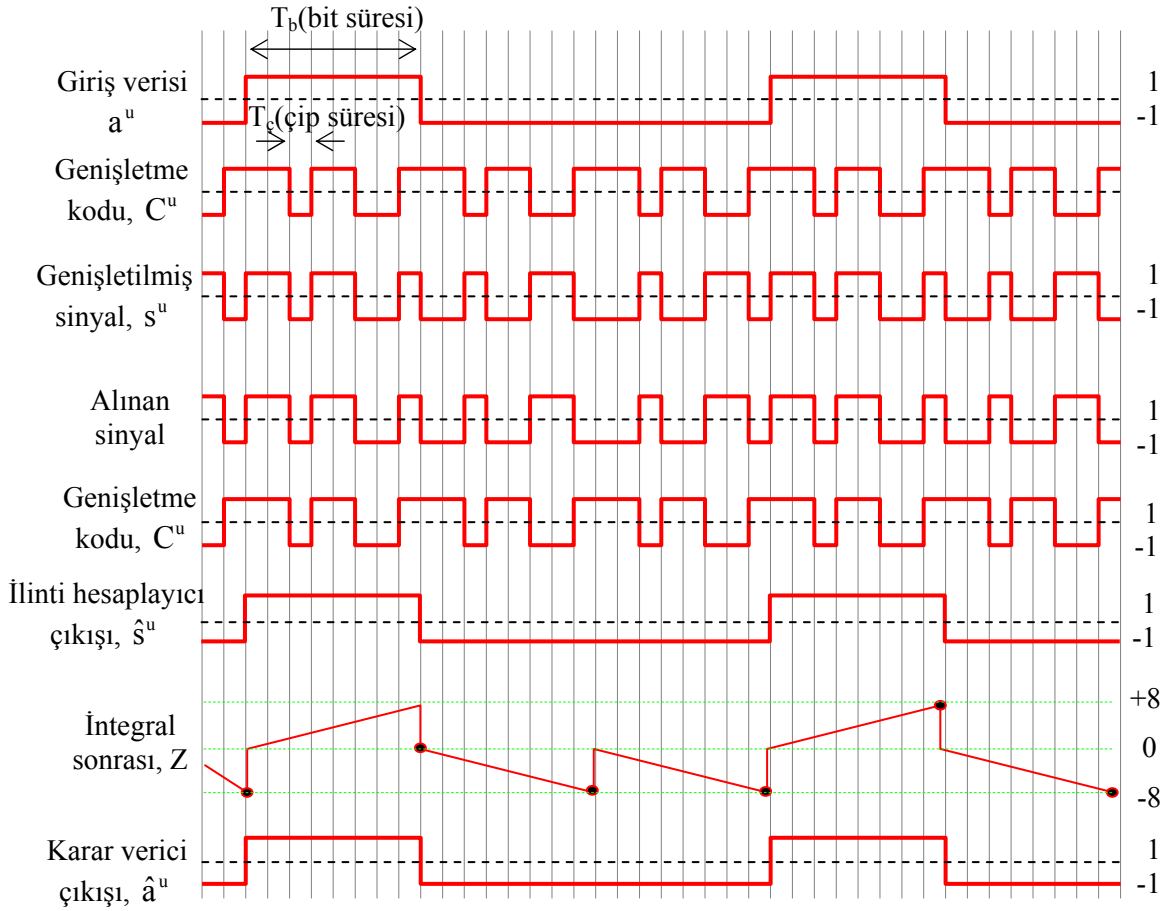
Bandı genişletilmiş sinyaldeki her bir bit ‘çip’ olarak adlandırılır. DD-KBÇE’de aynı iletim bandını kullanan kullanıcılar birbirlerinden kodlar ile ayrılır. PN kodunun uzunluğu ya da veri sembolü başına düşen çiplerin sayısı bant genişletme çarpanı veya işleme kazancı (processing gain) olarak adlandırılır (Holma ve Toskala, 2001). Verilen bir bant genişliği veya çip hızı için düşük işleme kazancı yüksek veri hızı; yüksek işleme kazancı ise düşük veri hızı anlamına gelir. Yüksek veri hızı, büyük verici gücü veya dar kapsama alanı demektir. Alıcıya gelen sinyal vericide kullanılan PN kodu ile çarpılarak tekrardan dar banda dönüştürülür. Her bir kullanıcı için farklı PN kodu ayrılmıştır. Bu kodlar dikgen seçilerek birbirlerine olan girişimleri engellenir. DD-KBÇE sisteminde, sistem başarımını sınırlayan en büyük etken çoklu erişim girişimidir (Multiple Access Interference, MAI). DD-KBÇE sisteminde çoklu erişim girişimi (ÇEG) kullanıcılara tahsis edilen genişletme kodlarının dikgen olmaması nedeniyle oluşur (Gold, 1967; Sarwate ve Pursley, 1980).

DD-KBÇE yönteminin çalışma ilkesi Şekil 2.1’de gösterilmiştir (Meel, 1999). Bit hızı $R_b = 1/T_b$ olan u uncu kullanıcı için giriş ikili verisi (a^u) ile çip hızı

$R_c = 1/T_c$ olan sözde gürültü kodu (C^u) ile kodlanır ve verici temel bant sinyali (S^u) elde edilir. Sonrasında havada iletileceği frekans bandına taşınır (f_{rf}) ve antene beslenir. Havadan anten yardımıyla alınan sinyal (r_x) $ACosw_{rf}t$ sinyali ile çarpılarak temel bandına geri taşınır. Alınan temel bant sinyali vericideki aynı kod ile çarpılıp daraltılarak giriş verisi elde edilir. Alıcıda, vericide kullanılan farklı bir kod kullanıldığında giriş verisi doğru şekilde tekrardan elde edilemez. Şekil 2.2’de tek kullanıcı, yankısız kanal ve gürültünün olmadığı durum için vericide sinyalin bandının genişletilip alıcıda tekrardan daraltılması işlemi gösterilmiştir.



Şekil 2.1. DD-KBÇE sisteminde verici-alıcı yapısı



Şekil 2.2. Sinyalin geniş banda yayılması ve sonrasında tekrardan dar banda dönüştürülmesi

Hücrel DD-KBÇE sisteminde hücre içinde her kullanıcının gücü kontrol edilmelidir. Eğer bu sağlanmaz ise baz istasyonuna farklı güçte sinyaller ulaşır. Bu ise yakın-uzak (near-far) probleminin oluşmasına neden olur. Yakın-uzak problemi çok sayıda gezgin birimin aynı kanalı kullanmasından kaynaklanır. Yakın-uzak probleminin üstesinden gelebilmek için DD-KBÇE uygulamalarında güç kontrolü yapılır. Böylece hücre içindeki her kullanıcının baz istasyonuna aynı güçte sinyal göndermesi sağlanır. Hücre içinde güç kontrolü yapılırken hücreler arasında bu sağlanamamakta ve hücreler arası girişim oluşmaktadır. Hücreler arası girişim ise sistem kapasitesini düşürmektedir (Rappaport, 1996; Rosenberg ve Kemp, 2003).

2.2.1. Tırmık Alıcı

Tırmık alıcı, KBÇE tabanlı sistemlerde (IS-95 ve UMTS) kullanılır ve iletilen sinyalin zamanda gecikmiş biçimleri olan yankıları birleştirir. Tırmık alıcı, DD-KBÇE sistemlerinde yankılı kanal için bir çözümdür. Eğer yansıma bileşenleri arasındaki gecikme farkı bir çip süresini geçerse bu yansıma bileşenleri alıcıda birbirinden ayrı olarak alınır ve fazları aynılaştırılıp birleştirilir (Price ve Gren, 1958; Proakis, 1995; Haykin, 2000). Gezgini iletim kanalında, her bir yansıma bileşeninin farklı sönümlenme özellikleri sergilemesinden dolayı bu tür bir alıcı ile elde edilen sinyalin daha iyi olma olasılığı yüksektir. Çünkü yansıma bileşenlerinden hepsinin aynı biçimde sönümlenme olasılığı zayıftır. Dolayısıyla bu tür alıcılar ayrıştırılabildikleri yansıma bileşenlerinden yararlanarak çoklu yansımanın bir sonucu olan hızlı sönümlemenin istenmeyen etkilerini ortadan kaldırabilirler.

Tırmık alıcıda kullanılacak parmak sayısı sistem başarımını etkilemektedir (Kurnaz ve Gökalp, 2006). Yüksek veri hızı gerektiren uygulamalarda çip hızı yükselir. Yüksek çip hızı geniş frekans bandı ve yüksek yankı çözünürlüğü anlamına gelir. Bu durumda kanalın tüm enerjisini almak için çok sayıda Tırmık alıcı parmağı gerekir. Birleştirme işlemi alıcıdaki sinyal/gürültü oranını artırıcı yönde yapıldığından çok sayıda parmak birleştirme kayıplarına ve gerçekte uygulama sorunlarına neden olur. O nedenle parmak sayısının belirlenmesi önemlidir. Tırmık alıcıdaki parmak sayısı iletim bant genişliğinin yanında kanalın yankı profiline, veri hızına ve gezgini birimin hareketine de bağlıdır.

2.2.2. Genişletme Kodları

DD-KBÇE sisteminde kullanıcılar aynı frekans bandını aynı zaman diliminde kullanır ve birbirlerinden kodlar ile ayrılır. Kodlar dikgen seçilerek kullanıcıların birbirlerine girişim yapmaları önlenir. Dikgen kodlar birbirleri ile çarpılıp toplandıklarında sıfır verecek biçimde yerleştirilmiş bit dizileridir. Aynı kod diğerinin kaymış haliyle kodlanırsa sonuç sıfırdan farklıdır ve eş zamanlama gereklidir. Genişletme kodları seçilirken farklı yankıları ayırmak için iyi öz ilinti (Auto Correlation Function, ACF) özelliğinin farklı kanalları ayırmak için ise iyi çapraz ilinti (Cross Correlation Function, CCF) özelliğinin olması istenir.

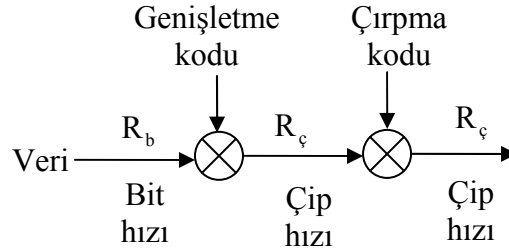
Genişletme kodları her bir kullanıcı için farklıdır ve birbirleri ile dikgen olmaları istenir. Dikgenlik koşulu aşağıdaki bağıntı ile verilir.

$$\langle C^m, C^k \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} C^n(n) C^k(n) \equiv \begin{cases} N, & m = k \\ 0, & m \neq k \end{cases} \quad (2.1)$$

Burada N genişletme kodunun kaç adet çipten oluştuğunu gösterir ve kısaca kod uzunluğu olarak bilinir, m ve k kullanıcı indisleri, n çip değeridir.

DD-KBÇE sisteminde genişletme işlemi iki ayrı aşamadan oluşmaktadır. Şekil 2.3’de görüldüğü gibi bunlardan ilki *genişletme (channelization)* diğeri ise *çarpma (scrambling)* aşamasıdır. Genişletme kısmında sinyalin bandı genişletilip bit hızı R_b ’ye çıkarken çarpma kısmında ise çip hızı sabit kalmaktadır. Genişletilmiş sinyaldeki çip hızının, verideki asıl bit hızına oranı genişletme çarpanı olarak bilinir ve (2.2) eşitliği ile verilir.

$$GC = \frac{R_c}{R_b} \quad (2.2)$$



Şekil 2.3. Genişletme ve çarpma arasındaki ilişki

Genişletme kodları kanallama kodları olarak da bilinir. Bu kodlar yukarı hatta aynı kaynaktaki veri ve kontrol bilgisini ayırmak, aşağı hatta ise hücre içindeki kullanıcıları ayırmak için kullanılır. Farklı hızda veri iletimi için farklı uzunluklu genişletme kodu kullanılır. Bu kodlara örnek dikgen değişken genişletme çarpanı (Orthogonal Variable Spreading Factor, OVSF) ve Walsh-Hadamard kodlardır. Bu kodlar alıcı ile vericinin eş zamanlı olması durumunda kullanılır ve iyi çapraz ilinti özelliği gösterir.

Çarpma işlemi yukarı hatta hücre içi kullanıcı ayırımı, aşağı hatta ise baz istasyonlarını ayırmak için kullanılır. Çarpma işlemi bant genişliğini

değiştirmemektedir. Çarpma kısmında *uzun kodlar (long code)* kullanılır. Bu kodlara örnek sözde gürültü kodu, en yüksek ardışıklıklı (maximum sequence) ve altın (gold) koddur. Bu kodların iyi öz ilinti özelliği vardır.

Eş zamanlı DD-KBÇE sistemlerinde dikgen Walsh-Hadamard kodları kullanılırken eş zamanlı olmayan DD-KBÇE sistemlerinde uzun kodlar kullanılır. Yukarı hat eş zamanlı olmadığı durumda kullanıcılar sinyallerini farklı zamanlarda iletirler ve bunun sonucunda kullanıcıları birbirinden ayırmak için dikgen kodlar kullanılamaz. Uzun kodlar bu durumda kullanıcı ayrımı için kullanılır.

Walsh-Hadamard kodları farklı genişletme çarpanlı dikgen kodların temel biçimidir. Bu kodlar aynı frekans bandını paylaşan farklı genişletme çarpanlı sinyalleri almaya olanak verir. Bu özelliği olan kodlar dikgen değişken genişletme çarpanlı (DDGÇ) kodlardır. Şekil 2.4’de verilen ağaç yapısı, DDGÇ kodlar için aynı veya farklı çip uzunluklarındaki kodlar arasındaki dikgenlik ilişkisini açıklamaktadır. Örneğin dört çip uzunluklu $C^{2,4}$ kodu ile $C^{3,4}$ kodu çip çip çarpılıp toplanırsa sonuç değeri sıfırdır

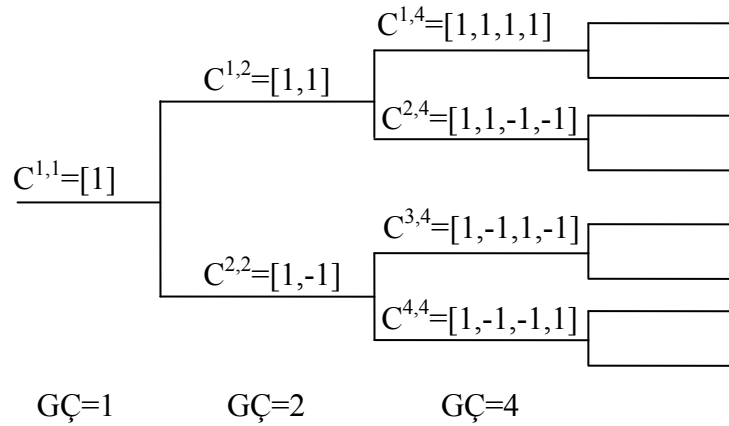
$$\left(\sum_{n=1}^4 C^{2,4}(n) C^{3,4}(n) = 0 \right).$$

Dolayısıyla bu iki kod birbirleri ile dikgendir. İki çip

uzunluklu $C^{2,2}$ kodu ile dört çip uzunluklu $C^{2,4}$ kodu çip çip çarpılıp toplanırsa ($C^{2,2}$ kodunun bir çip süresi $C^{2,4}$ kodunun bir çip süresinin iki katıdır) sonuç yine sıfırdır

$$\left(\sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 C^{2,2}(m) C^{2,4}[2(m-1)+n] = 0 \right) \text{ ve bu farklı uzunluklu iki kod da dikgendir.}$$

Dikgen kodlar her iki hatta da kullanılan değişken genişletme çarpanına bağlı değişken hızları destekler.



Şekil 2.4. Dikgen değişken genişletme çarpanlı kodlar

Walsh-Hadamard dikgen kodlarının ana matrisi kod uzunluğu ve kod sayısı iki olan H_2 'dir ve aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$H_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Dört kod uzunluklu H_4 'ü elde etmek için (2.4) eşitliğinde verildiği gibi H_2 'nin dört adet kopyasından yararlanılır.

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}$$

H_4 matrisinin herhangi iki satırı birbiri ile dikgendir. Dolayısıyla H_4 matrisi dikgen matris olarak adlandırılır. H_8 'i elde etmek için (2.5) eşitliğinde olduğu gibi H_4 'ün dört adet kopyasından yararlanılır.

$$H_8 = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Sonrasında H_8 matrisi kullanılarak H_{16} matris elde edilir ve bu matris türetme işlemi istenilen kod uzunluğu elde edilinceye kadar devam eder.

Dikgen 4'lü Walsh kodu aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} C^0 \\ C^1 \\ C^2 \\ C^3 \end{bmatrix} = H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Walsh kodu ile DD-KBÇE sinyali üretmek için gürültüsüz durum ve birim genlikli yankısız kanal göz önüne alındığında; 4'lü Walsh kodu anlık olarak 4 tane kullanıcının veri iletmesine olanak verir. i inci semboldeki sıfıncı bilgi bitleri $a_i^0(0)$, $a_i^0(1)$, $a_i^0(2)$, $a_i^0(3)$ ve kullanıcı kodlarının n inci çipleri $C^0(n)$, $C^1(n)$, $C^2(n)$, $C^3(n)$ olmak üzere iletilen temel bant sinyalin n inci çipi, (2.6) eşitliğindeki gibidir.

$$r(n) = C^0(n)a_i^0(0) + C^1(n)a_i^1(0) + C^2(n)a_i^2(0) + C^3(n)a_i^3(0) \quad (2.6)$$

Sıfıncı kullanıcı için alıcıda elde edilen sıfıncı bit değeri (2.7) eşitliğindeki gibidir.

$$\hat{a}_i^0(0) = \text{signum} \left(\sum_{n=0}^3 C^0(n)r(n) \right) \quad (2.7)$$

Signum fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\text{signum}(x) = \begin{cases} 1 & x = \sum_{n=0}^{N-1} C^0(n)r(n) > 0 \\ -1 & x = \sum_{n=0}^{N-1} C^0(n)r(n) < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Burada N genişletme kodu uzunluğu, $\hat{a}_i^0(0)$ sıfıncı kullanıcının sıfıncı biti için alıcıda elde edilen bit değeridir.

$$\hat{a}_i^0(0) = \text{signum} \left(\sum_{n=0}^3 C^0(n)C^0(n)a_i^0(0) + C^0(n)C^1(n)a_i^1(0) + C^0(n)C^2(n)a_i^2(0) + C^0(n)C^3(n)a_i^3(0) \right)$$

Kodlar arasındaki dikgenlikten dolayı aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\sum_{n=0}^3 C^0(n)C^0(n) = 4, \sum_{n=0}^3 C^0(n)C^1(n) = 0, \sum_{n=0}^3 C^0(n)C^2(n) = 0, \sum_{n=0}^3 C^0(n)C^3(n) = 0$$

Böylece elde edilen bit aşağıdaki gibidir.

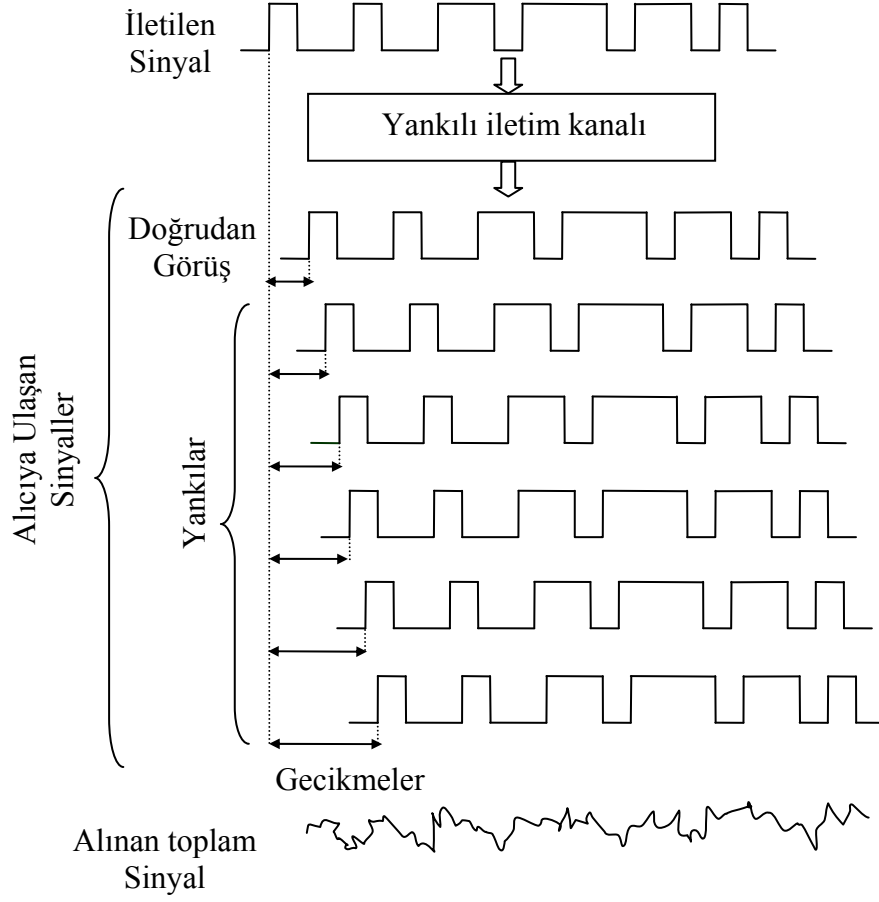
$$\hat{a}_i^0(0) = \text{signum}[N a_i^0(0)] = \begin{cases} +1 & N a_i^0(0) > 0 \\ -1 & N a_i^0(0) < 0 \end{cases}$$

2.3. Semboller ve Alt Kanallar Arası Girişim

Yüksek veri hızı gerektiren uygulamalarda sembol süresi kanalın en yüksek yankı gecikmesinden küçük olmakta ve komşu veri sembolleri arasında girişim meydana gelmektedir. Bu olgu Şekil 2.5’de gösterilmiştir. SAG indirgenemez bit hatalarına neden olmakta ve sistem başarımını düşürmektedir (Parsons, 1992). Tek taşıyıcılı (TT) bir sistemde girişim yapan sembollerin sayısı (2.9) eşitliği ile verilir.

$$G_{\text{SAG,TT}} = \frac{\tau_{\text{max}}}{T_s} \quad (2.9)$$

Burada τ_{max} en yüksek yankı gecikmesi, T_s sembol süresidir. Örneğin veri hızı 8 Mbit/s ve kanalın en yüksek yankı gecikmesi 10 μs için girişim yapan sembollerin sayısı 80’dir. TT sistemlerde SAG’ı gidermek için karmaşık alıcı yapısına gereksinim duyulur. SAG’nin etkisi zaman ve frekans düzleminde denkleştirme yapılarak azaltılır. Yayıllı tayflı sistemlerde SAG’yi önlemek için yankı çeşitliliğinden yararlanan Tırmık alıcı kullanılır.



Şekil 2.5. Semboller arası girişim

Eğer sembol süresi en yüksek yankı gecikmesinden çok daha büyük ise ihmal edilebilir ölçüde SAG oluşur. ÇT iletişim bu durumdan yararlanır. Dolayısıyla iletilen sembol süresi alt taşıyıcı sayısı kadar büyütülür ve SAG'ın etkisi azaltılır. ÇT sistemde girişim yapan sembollerin sayısı (2.10) eşitliği ile verilir.

$$G_{\text{SAG},\text{ÇT}} = \frac{\tau_{\text{max}}}{T_s} = \frac{\tau_{\text{max}}}{QT_b} \quad (2.10)$$

Burada Q alt taşıyıcı sayısıdır. Örneğin veri hızı 8 Mbit/s kanalın en yüksek yankı gecikmesi 10 μs ve 256 alt taşıyıcı için girişim yapan sembollerin sayısı yaklaşık olarak 0.3'dür. Yani bir sembolün sadece %30'luk kısmı diğer sembole girişim yapmaktadır.

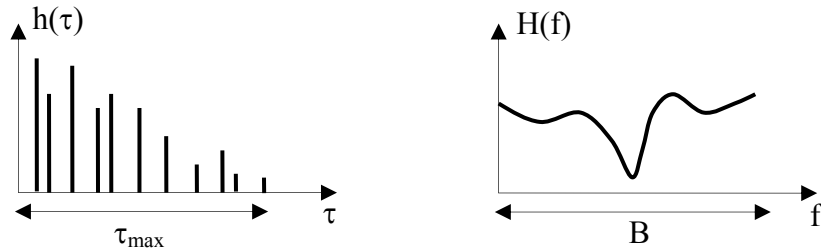
TT sistemler için gezgin iletişim uygulamalarında en yüksek Doppler yayılımı komşu kanallar arası mesafeden çok küçüktür. Dolayısıyla Doppler yayılımı nedeniyle oluşacak olan komşu kanallar arasındaki girişim TT sistemlerde sorun yaratmaz. ÇT sistemlerde alt taşıyıcılar arası mesafe (Δf) oldukça küçülmektedir. Dolayısıyla Doppler kayması (f_d) ile birlikte komşu kanallar arasında girişim (KAG) oluşmakta ve sistem başarımı azalmaktadır. Doppler kaymasını denkleştirmek için karmaşık alıcı yapısı kullanılabilir ya da Doppler kaymasının yol açtığı KAG'ı azaltmak için alt taşıyıcılar arası mesafe (2.11) eşitliğindeki gibi seçilebilir.

$$\Delta f \gg f_{d,\max} \quad (2.11)$$

Burada $f_{d,\max}$ en yüksek Doppler kaymasıdır. Böylece Doppler yayılımının etkisi ihmal edilebilir.

2.4. Çok Taşıyıcılı İletişim

Yüksek veri hızlı iletişim elde edebilmek için temel olarak iletilen sinyalin kapladığı frekans bandının (B) geniş olması gerekmektedir. Sinyalin frekans bandı kanalın tutarlı bant genişliğinden büyük ise ($B \gg B_T$), bu sinyal geniş bantlı olarak adlandırılır. Geniş bantlı sinyaller için kanal yankılıdır ve Şekil 2.6'da gösterildiği gibi frekans seçici sönmülenme söz konusudur. Dar bantlı sinyaller için ($B \ll B_T$) veri hızı düşük olmasına rağmen kanal yankısızdır ve semboller arası girişim yoktur.



Şekil 2.6. Kanalin birim vuruş tepkisi ve frekans geçiş işlevi

ÇT modülasyon, yüksek bit hızlı bir veri akışını birkaç adet paralel düşük bit hızlı veri akışına bölen ve bu düşük bit hızlı veri akışlarını birkaç taşıyıcıyı modüle etmek için kullanan bir veri iletim yöntemidir (Alard ve Lassalle, 1987; Bingham, 1990;

Cimini, 1990; Nee ve Prasad, 2000). Çok sayıda alt taşıyıcının kullanılması ile her bir veri akışının sembol süresi, yankılı kanalın yankı gecikmesinden daha büyük olacağından yankılı kanalın bozucu etkisi engellenmiş olur.

ÇT iletişimde geniş frekans bandı, daha dar olan alt bantlara bölünerek sembol süresi uzatılır. Böylelikle SAG ve frekans seçici sönmelenme önlenir (Fazel ve Kaiser, 2003). Alt kanallarda iletilen düşük veri hızlarının toplamıyla da yüksek veri hızlarına ulaşılmış olur. Tek bir taşıyıcının kullanıldığı sistemlerde bir sönmelenme veya girişim sonucunda bütün hat zayıflamaya uğrarken çok taşıyıcılı sistemlerde alt taşıyıcıların çok azı bu durumdan etkilenir.

TT ve ÇT iletişim sistemlerinin karşılaştırması Şekil 2.7’de gösterilmiştir (Hara ve Prasad, 2003). B_{TT} ve $B_{ÇT}$ sırasıyla tek ve çok taşıyıcılı iletişimdeki iletilen sinyalin bant genişliğini ifade etmektedir. ÇT sistem için, f_q q uncu alt taşıyıcının frekansını, $F_q(f,t)$ q uncu alt taşıyıcının frekans tayfını, Q alt taşıyıcı sayısını, Δf alt taşıyıcılar arası tayfsal mesafeyi göstermektedir. ÇT sinyalinin frekans tayfı (2.12) bağıntısındaki gibidir.

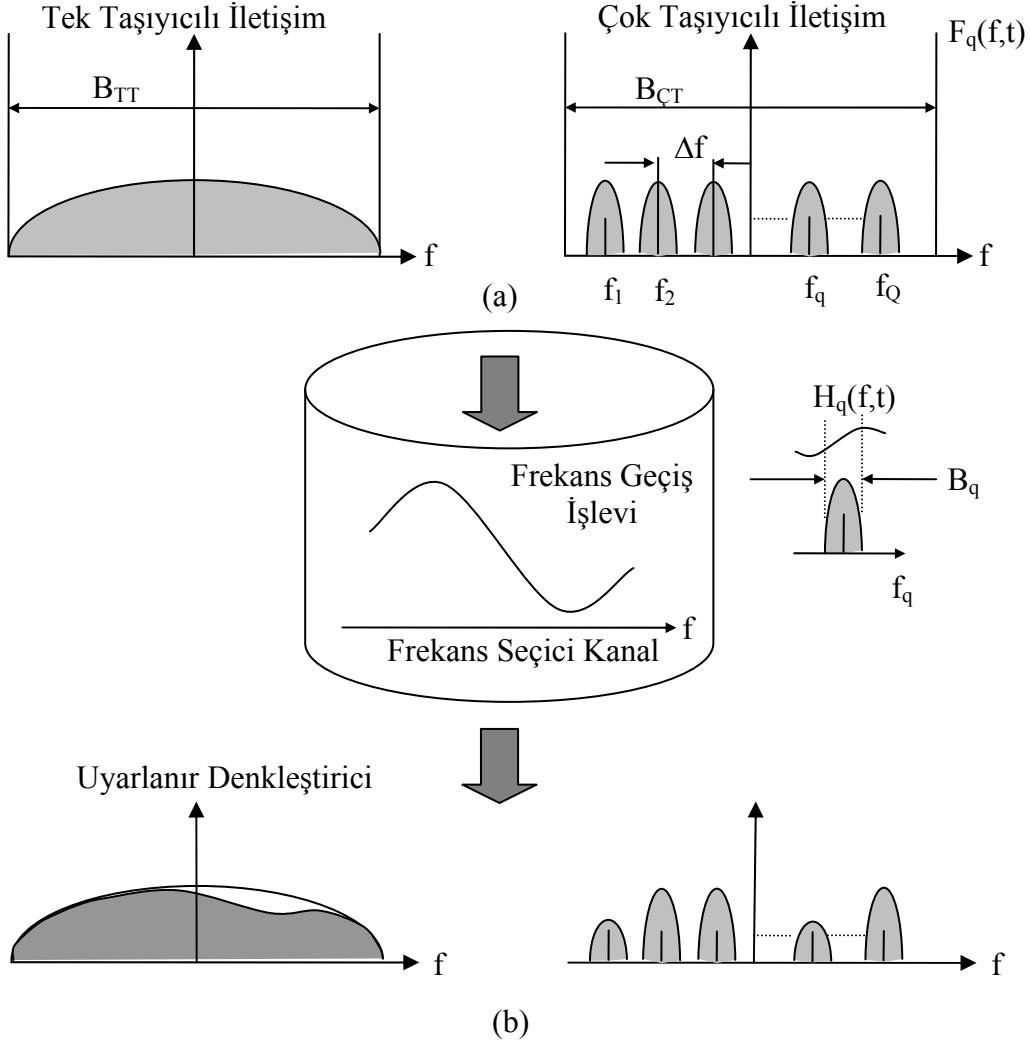
$$s_{t,ÇT}(f,t) = \sum_{q=0}^{Q-1} F_q(f,t) \quad (2.12)$$

Frekans seçici kanaldan $[H(f,t)]$ geçerek alıcıya ulaşan TT ve ÇT sinyallerin frekans tayfları (2.13) ve (2.14) eşitliklerindeki gibidir.

$$s_{r,TT}(f,t) = H(f,t)s_{t,TT}(f,t) \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} s_{r,ÇT}(f,t) &= H(f,t)s_{t,ÇT}(f,t) \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} H_q(f,t)F_q(f,t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

$s_{t,TT}$ iletilen TT sinyalin frekans tayfını, $H_q(f,t)$ q uncu alt taşıyıcının frekans bandına (B_q) karşılık gelen frekans geçiş işlevini, $s_{r,TT}$ ve $s_{r,ÇT}$ ise alınan sinyallerin frekans tayflarını göstermektedir.



Şekil 2.7. Tek/çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin karşılaştırılması
a) iletilen, **b)** alınan sinyalin tayfı

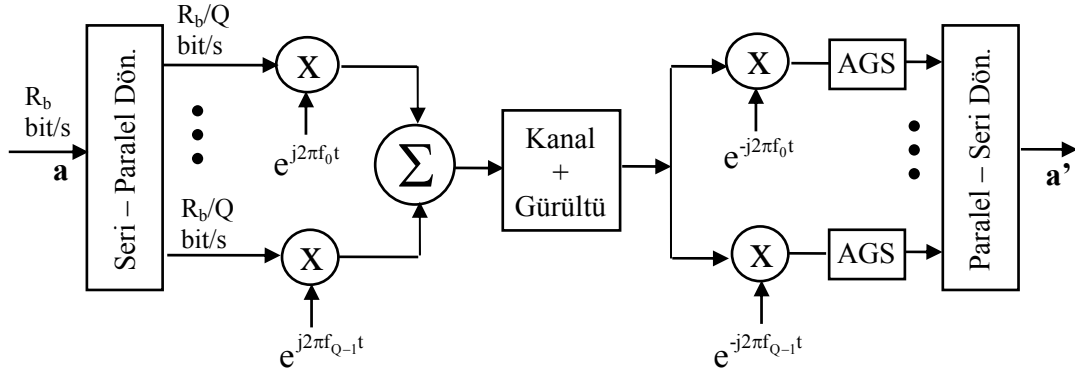
Eğer alt taşıyıcı sayısı yeterince büyük ise $H_q(f, t)$ 'in genlik ve faz cevabı B_q boyunca sabit varsayılabilir. Bu durumda $r_{ÇT}(f, t)$ 'nin yaklaşık değeri aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$r_{ÇT}(f, t) \cong \sum_{q=0}^{Q-1} H_q(t) F_q(f, t) \quad (2.15)$$

$H_q(t)$, B_q 'ya karşılık gelen geçiş işlevidir. (2.15) eşitliğinden ÇT iletişimin frekans seçici sönümlenmeli kanal için dayanıklılığı görülmektedir. ÇT iletişimde alt

taşıyıcılar denkleştirmeye gerek duyulmazken TT iletişim karmaşık yapılı uyarlanabilir denkleştirmeye ihtiyaç duyulmaktadır.

Çok taşıyıcı üzerinden veri aktarımı Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Toplam bant genişliği Q tane alt banda bölündüğünde, giriş verisi Q tane veri akışına dönüşür. Alt taşıyıcılar arası mesafe $\Delta f = B/Q$ ’dur. Her bir alt kanalın genişliği B/Q , veri iletim hızı $R_s = R_b/Q$ kadardır.



Şekil 2.8. Çok taşıyıcı üzerinden veri iletimi

Alt taşıyıcı sayısının artması ile sembol süresi artacağından zamanla değişen kanal zaman seçicilik özelliği gösterir. Bu ise sistem başarımı düşürür. Eğer kanalın tutarlı zaman aralığı (T_T) sembol süresinden küçük ise bir sembol süresince kanalın frekans cevabı değişmekte ve iletilen sinyali tekrardan elde etmek imkansız hale gelmektedir. Dolayısıyla tutarlı zaman aralığı alt taşıyıcı sayısının üst sınırını belirlemektedir. Alt taşıyıcılar frekansta düz sönümlenecek şekilde yerleştirilerek frekans seçici sönümlenmenin etkisi giderilir. Alt taşıyıcıların frekansta düz sönümlenir olmaları için her bir alt kanalın frekans genişliğinin kanalın tutarlı bant genişliğinden daha küçük olması gerekir. Tutarlı bant genişliği ise alt taşıyıcı sayısının alt sınırını belirler. Alt taşıyıcı sayısının kanalın tutarlı zaman aralığına ve tutarlı bant genişliğine bağlı ifadesi (2.16) eşitliği ile verilir (Engels, 2002).

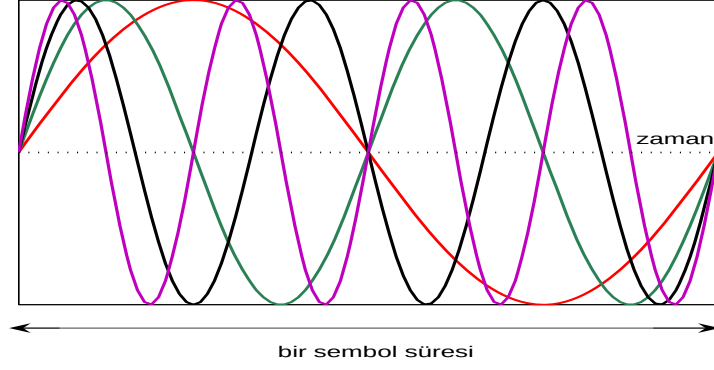
$$\frac{B}{B_T} \ll Q \ll R_b T_T \quad (2.16)$$

ÇT sistemlerde bir sembol süresince kanalın zamanla değişmez özellikte ve alt kanalların frekansta düz sönümlenmeli olması gerekir. Bu durumda ÇT sembol süresi kanalın tutarlı zaman aralığından küçüktür ve her bir alt taşıyıcının bant genişliği kanalın tutarlı bant genişliğinden daha küçüktür. Bu koşullar sağlandığı sürece düşük karmaşıklık alıcı gerçeklemesi mümkün olmaktadır.

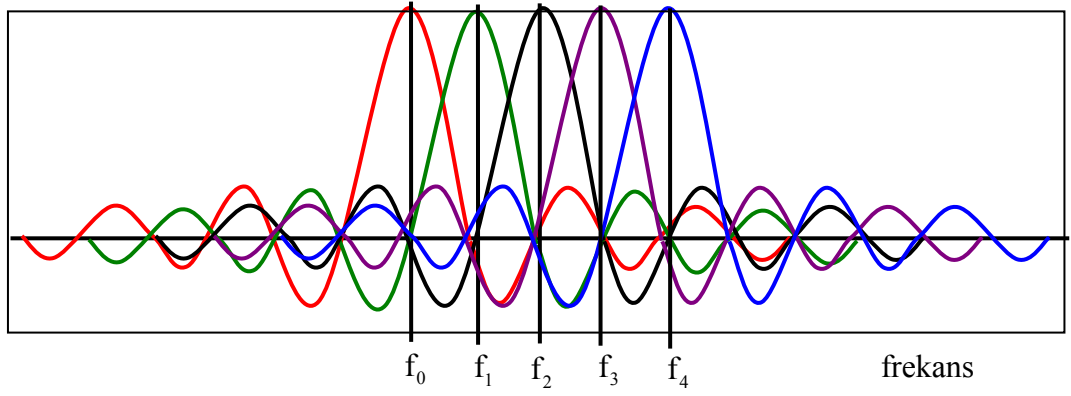
Geleneksel ÇT iletişimde toplam frekans bandı Q tane birbirleri ile örtüşmeyen alt kanala bölünür. Frekans bölmeli çoğullama yöntemi ile her bir alt kanal ayrı bir bildiri biti iletimi için kullanılır. Alıcıda alt kanallar geleneksel filtreler ve demodülatörlerle birbirinden ayrılır. Çok fazla alt taşıyıcı kullanıldığı zaman bir o kadar da filtre ve osilatör gerekeceğinden sistem karmaşıklığı artar. Geleneksel ÇT sistemlerde alt kanallar tayfta örtüşmediklerinden alt kanallar arası girişimin etkisi çok azdır. Fakat bu durumda toplam frekans bandı etkin bir şekilde kullanılmaz. Bant genişliği, alt kanallar arası mesafe azaltılarak etkin bir şekilde kullanılabilir. Bu durumda ise alt kanallar arası girişimin etkisi artmakta ve ideal filtrelerle ihtiyaç duyulmaktadır.

DFBÇ sistemlerinde alt kanalların frekans tayfında örtüşmeli olarak yerleştirilmesiyle tayfsal verimlilik sağlanır. Alt kanalların frekansta örtüşmeli olarak yerleşmesiyle birlikte geleneksel ÇT sistemlere göre bant genişliğinden yaklaşık olarak %50 kazanç sağlanmaktadır. Örtüşmeli ÇT yöntemi gerçeklemek için alt taşıyıcılar arasındaki girişimi azaltmak gerekmektedir. Bu ise alt taşıyıcılar arasında dikgenlik sağlanarak gerçekleşir. DFBÇ yönteminde alt taşıyıcılar biri diğerine göre matematiksel olarak dik olacak biçimde seçilir. Böylece tayfsal verimlilik artar ve yüksek veri hızlarından kaynaklanan SAG engellenir.

Zaman düzleminde dikgenlik Şekil 2.9'da görüldüğü gibi her bir alt taşıyıcının bir sembol süresince tam sayıda periyodunun olmasıdır. Frekans düzleminde dikgenlik Şekil 2.10'da görüldüğü gibi her bir taşıyıcı tayfının, sistemdeki diğer taşıyıcıların merkez frekansında değerinin sıfır olmasıdır. Bunun sonucunda taşıyıcılar arasında tayfsal olarak üst üste binme olmasına rağmen herhangi bir girişim meydana gelmemektedir (Cimini, 1994). Taşıyıcılar arasındaki bu ayrıklık kuramsal olarak en az olacak ve tayfsal verimlilik sağlanacaktır.



Şekil 2.9. Zaman düzleminde dikgenlik



Şekil 2.10. Frekans düzleminde dikgenlik

Dikgen ÇT iletişimin geçmişi 1960'lı yıllara kadar gitmektedir (Chang, 1966; Chang ve Gibby, 1968). Chang zaman düzleminde, SAG ve TAG olmadan sınırlı bant genişliği olan kanalda anlık veri iletiminin temellerini açıklamıştır. Sonrasında Saltzberg (Saltzberg, 1967) ilave başarımlar incelemelerinde bulunmuştur. Weinstein ve Ebert temel bant işlemlerinde alt taşıyıcı osilatörler yerine Fourier dönüşümünü uygulayarak ÇT iletişime en büyük katkıyı yapmışlardır (Weinstein ve Ebert, 1971). Yine aynı çalışmada SAG ve TAG ile mücadele etmek için iletilen sembolün önüne tampon zamanı eklenmesi fikri atılmıştır. ÇT modülasyonun özel bir biçiminin sayısal gerçekleştirilmesi olan dikdörtgensel darbe şekilli, tampon zaman aralıklı DFBÇ (Alard ve Lassalle, 1987)'de önerilmiş ve hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) ve ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) kullanılarak işlem karmaşıklığı azaltılmıştır.

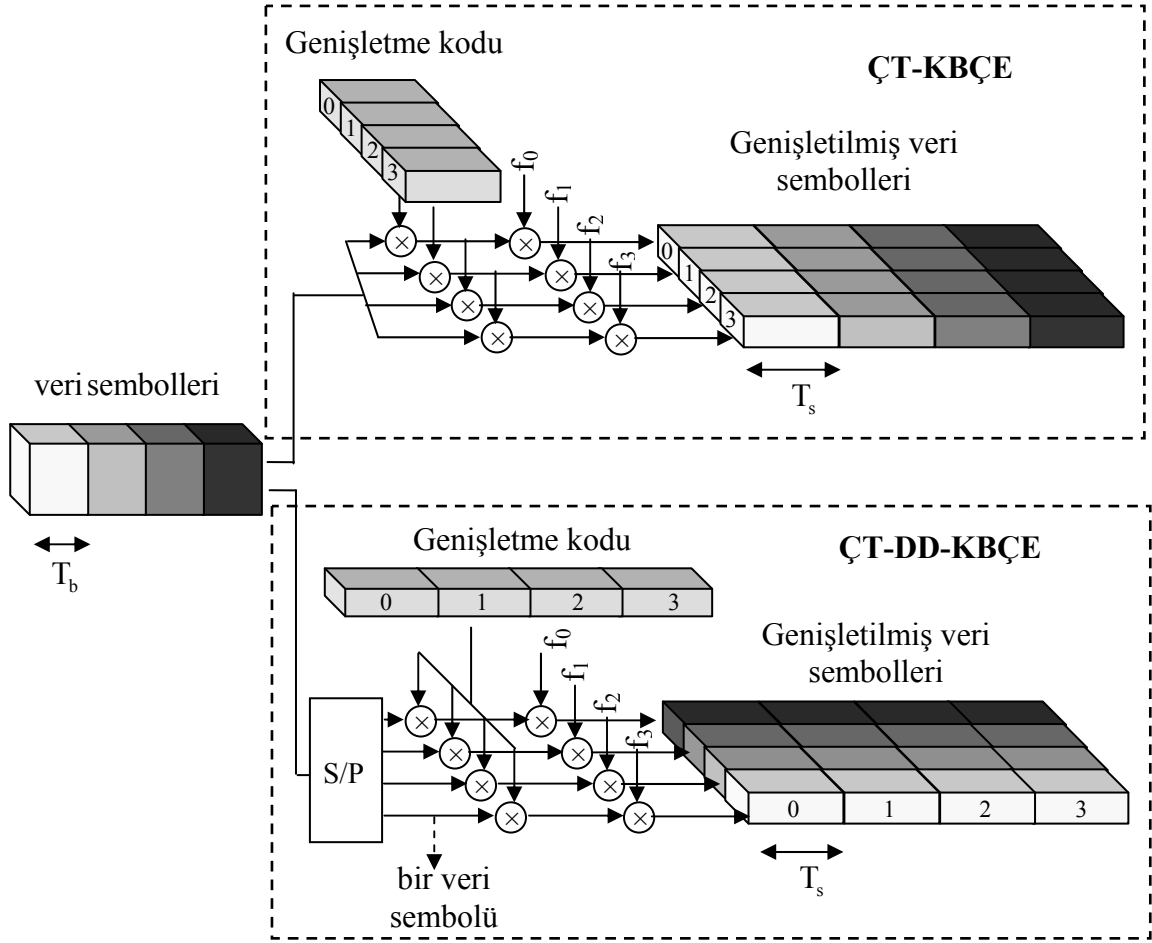
Sayısal teknolojideki gelişmeler çok sayıda (binler düzeyinde) alt taşıyıcı için ayrıık Fourier dönüşümünün (Discrete Fourier Transform, DFT) gerçekleşmesine olanak vermiş ve DFBC önem kazanmıştır. DFBC, 1990'lı yıllarda Amerika'da asimetrik sayısal abone hattı (Asymmetric Digital Subcarrier Line, ADSL) (Chow ve ark., 1991) ve Avrupa'da sayısal ses yayını standardı (ETSI, 2000) için modülasyon yöntemi olarak kullanılmasıyla önemini arttırmıştır. 1995 yılında Avrupa sayısal karasal yayıncılık (ETSI, 1999a) sonrasında kablosuz yerel alan ağı (Wireless Local Area Network, WLAN), yüksek başarılı yerel alan ağı (High Performance Local Area Network HIPERLAN/2) ve IEEE802.11.a (ETSI, 1999b; IEEE-802.11, 1999) standardı ve yakın zamanda etkileşimli karasal geri dönüşüm kanal (Interactive Terrestrial Return Channel, DVB-RCT) (ETSI, 2001) DFBC kullanarak bu yöntemin başarısını perçinlemiştir. Ayrıca geleceğin sabit kablosuz standartları (High Performance Metropolitan Area Network, HIPERMAN) ve IEEE802.16.a içinde DFBC potansiyel adaydır (ETSI, 2002; IEEE-802, 2000).

ÇT modülasyon ile yayılı tayf tekniklerinin birleşimi olan ve ÇT yayılmış tayf olarak bilenen yöntem birçok araştırmacıyı bu alana itmştir. Bu birleşim 1993 yılında birçok araştırmacı tarafından gündeme getirilmiş (DaSilva ve Sousa, 1993; Fazel, 1993; Fazel ve Papke, 1993; Kondo ve Milstein, 1993; Vandendorpe, 1993; Yee ve Fettweis, 1993) ÇT-KBÇE ve ÇT-DD-KBÇE yeni çoklu erişim teknikleri olarak adlandırılmıştır. Bu teknikler ÇT modülasyon ile yayılı tayf sistemlerinin esneklik, yüksek tayfsal verimlilik, basit ve dayanıklı algılama, dar bant girişimine karşı dayanıklılık gibi iyi taraflarının kullanılmasına olanak tanır.

Gerek ÇT-KBÇE'de gerekse ÇT-DD-KBÇE'de kullanıcılar birbirlerinden kodlar ile ayrılırlar ve aynı bant genişliğini aynı zaman diliminde kullanırlar. İki yöntem arasındaki fark çiplerin alt taşıyıcılar ile DFBC sembollerindeki yerleşimidir. Genişletme kod uzunluğu ve alt taşıyıcı sayısının 4 değeri için ÇT-KBÇE ve ÇT-DD-KBÇE sistemlerinin genel prensibi Şekil 2.11'de verilmiştir.

ÇT-KBÇE sisteminde sözde gürültü kodları ile genişletilen çip farklı dikgen alt taşıyıcı ile iletilir. ÇT-KBÇE'de genişletme frekans düzlemindedir ve frekans düzleminde seçicilik sağlar. ÇT-KBÇE, yüksek tayfsal verimliliği ve düşük alıcı karmaşıklığı nedeniyle eş zamanlı aşağı hat için uygundur.

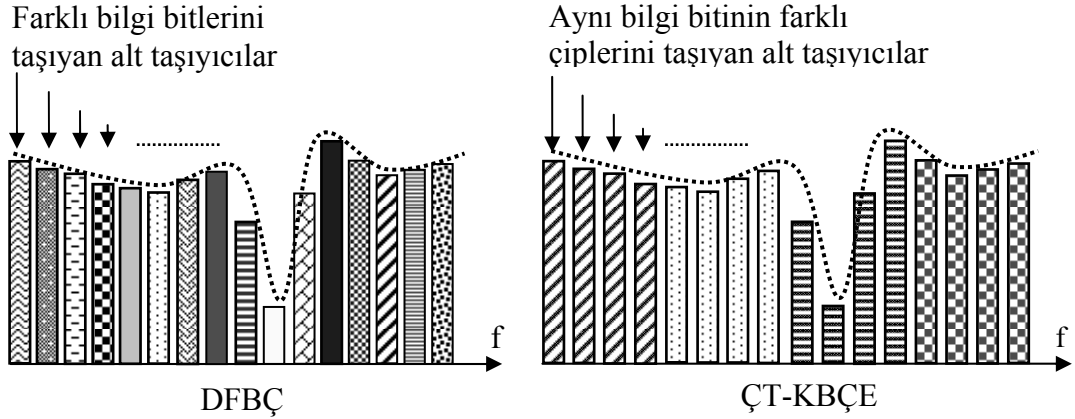
ÇT-DD-KBÇE sisteminde ise S/P dönüşümü sonrasındaki her bir sembol, zaman düzleminde genişletilir ve genişletilmiş sinyaldeki her bir çip aynı alt taşıyıcı ile farklı zaman anlarında iletilir. ÇT-DD-KBÇE’de genişletme zaman düzleminde ve zaman düzleminde seçicilik sağlamaktadır. ÇT-DD-KBÇE düşük tepe gücünün ortalama güce oranı (TOGO) ile eş zamansız yukarı hat çok kullanıcılı sistem için uygundur.



Şekil 2.11. ÇT-KBÇE ve ÇT-DD-KBÇE sistemlerinin genel prensibi

ÇT yayılı tayflı sistemlerde alt taşıyıcı sayısı 1 genişletme kod uzunluğu 4 seçilirse 4 kod uzunluklu geleneksel DD-KBÇE elde edilir. Şekil 2.11’de görüldüğü gibi kod uzunluğu 1 alt taşıyıcı sayısı 4 seçildiğinde ise 4 alt taşıyıcılı DFBC sistemi elde edilir.

ÇT-KBÇE, KBÇE temeli üzerine kurulan DFBC olarak nitelendirilebilir. DFBC kanalın frekans seçiciliğinden yararlanarak frekans çeşitliliği sağlarken; ÇT-KBÇE hem yankı çeşitliliği (multipath diversity) hem de frekans çeşitliliği (frequency diversity) sağlamaktadır. Sağlanacak frekans çeşitliliği kanalın frekans seçiciliğinin ne ölçüde olduğuna bağlıdır; kullanılan banttaki frekanslar arasındaki ilinti yüksek ise erişilecek frekans seçiciliği düşük olacaktır (Yang ve Hanzo, 2003). ÇT-KBÇE sisteminde bir bit birden fazla taşıyıcı üzerinden aktarıldığından kimi alt taşıyıcılar çok zayıflamış olsa da güçlü alınacak alt taşıyıcılar olacağından bitlerin hatalı algılanma olasılığı azalacaktır (Nee ve Prasad, 2000). Şekil 2.12’de görüldüğü gibi bu bir tür frekans çeşitliliği olarak düşünülebilir ve ÇT-KBÇE’nin diğer çoğullama yöntemlerine göre esas üstünlüğünü oluşturur.

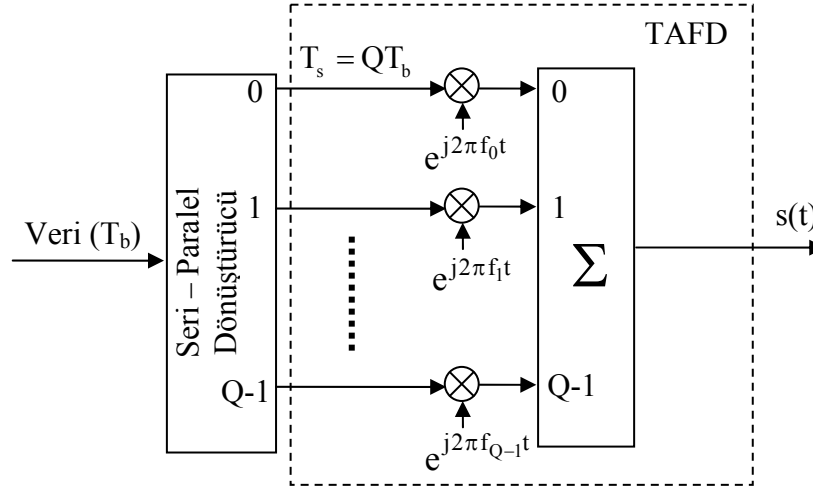


Şekil 2.12. DFBC ve ÇT-KBÇE sistemlerinde alt taşıyıcıların frekansta gösterimsel yerleşimi

2.4.1. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama

DFBC ÇT iletişimin özel bir halidir. DFBC frekans seçici sönümlenme ile dar bant girişimine karşı dayanıklıdır ve yüksek hızlı veri iletişime olanak verir. DFBC’de yüksek bit hızlı bir veri akışı birkaç adet paralel düşük bit hızlı veri akışına bölünür ve böylece sembol süresi uzatılır. Bunu gerçekleştirmek için seri veri paralel veriye

dönüştürülür ve Şekil 2.13'deki gibi her bir sembol farklı alt taşıyıcılar üzerinden iletilir. Her bir alt taşıyıcı sembol süresinden daha uzun süreli bitleri taşıdığı için yankılı kanalda meydana gelen SAG sorunu giderilebilir. Yüksek hızlı $\left(R_b = \frac{1}{T_b}\right)$ seri verinin düşük hızlı $\left(R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{QT_b}\right)$ paralel veriye dönüştürülmesiyle her bir taşıyıcıdaki daha az sayıdaki sembol bozulmaya uğrar. DFBC kullanıldığında zaman ve frekans eş zamanlamasının düzgün bir biçimde yapılabilmesi önemlidir (Marcos ve Frank, 2005). Bu tür sistemlerin kötü yanları ise yüksek TOGO probleminin olması, zaman seçici sönmümlenme ve Doppler kaymalarına karşı olan duyarlılıklarıdır (Fazel ve Kaiser, 2003).



Şekil 2.13. Dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin üretilmesi

Sistemin verici çıkışında elde edilen sinyalin matematiksel ifadesi (2.17) eşitliğindeki gibidir.

$$s(t) = \frac{1}{Q} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=0}^{Q-1} a_i(q) e^{j2\pi f_q(t-iT_s)} p(t-iT_s) \quad (2.17)$$

Burada $a_i(q)$ i inci sembolün q uncu bilgi biti, T_s alt taşıyıcıdaki sembol süresi ($T_s = QT_b$), $p(t)$ darbe şekillendiricidir. Dikdörtgen darbe şekillendiricinin bağıntısı eşitlik (2.18)'deki gibidir.

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T_s \\ 0 & \text{Diğer yerlerde} \end{cases} \quad (2.18)$$

Burada $f_q = \frac{q}{T_s}$, $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ dir.

Vericiden dış ortama iletilen sinyal, (2.19) eşitliğinde verildiği gibi zamanla değişen iletim kanalından $[h(t, \tau)]$ geçip toplanır beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) eklenmiş şekilde alınır.

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.19)$$

q uncu alt taşıyıcı için i inci bitin alıcıdaki ayrık Fourier dönüşümü (AFD) çıkışı ($[iT_s, (i+1)T_s]$ aralığında) (2.20) eşitliğindeki gibidir.

$$R_i(q) = \frac{1}{T_s} \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} r(t) e^{-2\pi f_q(t - iT_s)} dt \quad (2.20)$$

$$R_i(q) = H(q) a_i(q) + n_i(q)$$

Alıcıda AFD bloğunu çıkışında her bir kanalın verisi üretilir. Eşitlik (2.20)'de $H(q)$ q uncu alt kanalın geçiş işlevini, $n_i(q)$ q uncu alt kanalın toplanır beyaz Gauss gürültüsünü göstermektedir.

2.4.2. Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim

Kablosuz kanallarda düşük hata oranlarında yüksek bit hızlarına ulaşmak frekans seçici kanal tarafından kısıtlanmaktadır. Frekans seçici kanalın kötü etkisi ÇT iletişim ile azaltılabilir. ÇT iletişimde alt taşıyıcı sayısı arttıkça frekans bandı daha etkin kullanılırken taşıyıcıların eş zamanlaması güçleşmekte ve TOGO yükselmektedir

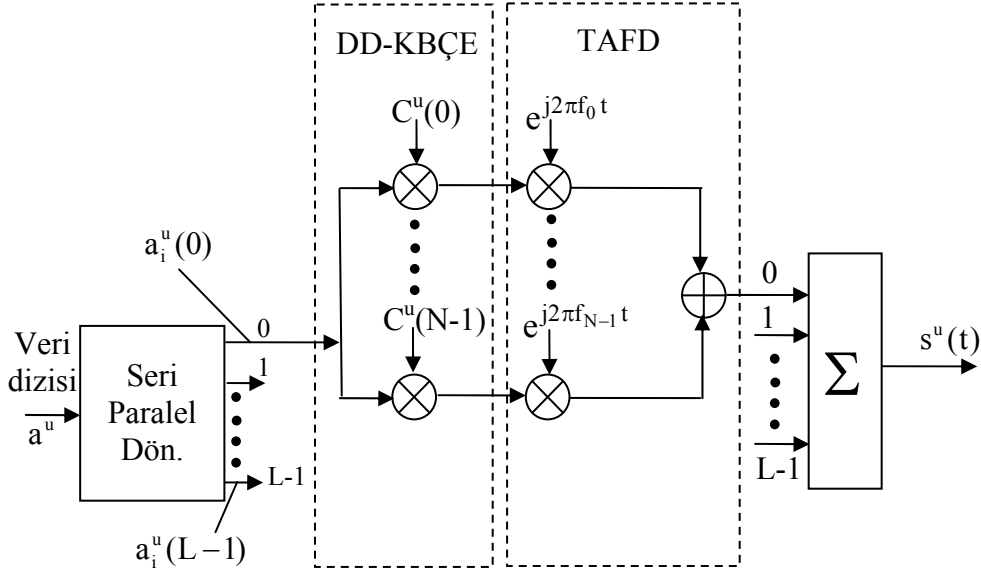
(Fazel ve Kaiser, 2003). TOGO sorunu olmayan DD-KBÇE yüksek hareket hızlarının da olduğu 3K gezgin iletişim sistemleri için seçilmiştir. DD-KBÇE farklı hızlarda veri aktarımını kolaylıkla destekler, girişime dayanıklıdır ve kapasite artışı getirir. Ancak 4K sistemler 100 Mbit/s'ye varan veri hızlarını gerçeklemek için daha yüksek çip hızları gerektirir. Yüksek çip hızlarında çözünebilecek yankı sayısı artacağından bina dışı ortamlar için çok sayıda Tırmık alıcı parmağına gerek duyulacaktır. Bu ise alıcı yapısını karmaşıktırır. ÇT-KBÇE çip hızında azalma sağlar ve DFBÇ iyi yanlarını kullanır (Kondo ve Milstein, 1996). Bu iyi yanlarından dolayı ÇT-KBÇE 4K gezgin iletişim sistemleri için düşünülen çoğullama yöntemlerinden biridir.

ÇT-KBÇE, DFBÇ ile DD-KBÇE arasında bir yöntemdir. ÇT-KBÇE'de S/P dönüşümle sembol süresi uzatılmış veri DD-KBÇE yöntemi kullanarak zaman düzleminde genişletilmekte ve DFBÇ kullanılarak her bir alt bant dikgen alt taşıyıcılar ile dış ortama verilmektedir. ÇT-KBÇE'de genişletme çarpanının değeri 1 seçilirse sistem DFBÇ yöntemine dönüşmektedir. ÇT-KBÇE, DFBÇ'nin frekans seçici sönümlenmeye karşı dayanıklılığından, DD-KBÇE'nin ise frekans çeşitliliğinden yararlanmaktadır.

ÇT-KBÇE frekans çeşitliliğinden yararlandığından bina dışı ortamlardaki frekans seçici sönümlenmelere karşı dayanıklıdır. ÇT-KBÇE sisteminde alıcı ve verici karmaşıklığını azaltan AFD-ters AFD kullanılır. Dikgen alt taşıyıcılar birbirlerine yakın yerleştirilerek tayf etkinliği artırılabilir. ÇT sistemlere özgü TOGO sorunu nedeniyle bu sistemler doğrusal yükseltmenin gerçekleştirilebileceği aşağı hat için uygundur. Ayrıca bu sistemler faz ve frekans kaymasına karşı duyarlıdır.

2.4.2.1. ÇT-KBÇE Vericisi

Vericide her bir veri sembolü, Şekil 2.14'deki gibi uzunluğu N ve her bir kullanıcı için farklı olan genişletme kodu (C^u) ile çarpılır. Elde edilen çipler ters ayrık Fourier dönüşüm (TAFD) bloğuna beslenir. TAFD bloğunun işlevi her bir çipin komşu alt taşıyıcı mesafesi Δf olacak biçimde BPSK (Binary Phase Shift Keying) modülasyonunu gerçeklemek ve farklı alt taşıyıcılardaki sinyali toplamaktır (Hara ve Prasad, 1999). Sembol hızı frekans seçici kanal sönümlenmesi için yeterince yüksek ise sinyale, frekans düzleminde genişletme yapılmadan önce seri-paralel dönüşüm uygulanır.



Şekil 2.14. ÇT-KBÇE verici yapısı

Tampon zamanı kullanılmadığı ($T_G = 0$) ve frekans düzleminde serpiştirme yapılmadığı durumda; vericide u uncu kullanıcı için TAFD çıkışındaki sinyal (2.21) eşitliği ile verilir.

$$s^u(t) = \frac{1}{NL} \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \sum_{\varphi=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\varphi) C^u(n) p(t - iT_s) e^{j2\pi f_q(t - iT_s)} \quad (2.21)$$

Burada; L seri/paralel (S/P) dönüştürücü çıkışındaki bit sayısı, T_s sembol süresi ($T_s = L T_b$), Δf alt taşıyıcılar arası mesafe ($\Delta f = 1/T_s$), $a_i^u(\varphi)$ S/P dönüştürücünün φ inci çıkışı ($a_i^u(0), a_i^u(1), \dots, a_i^u(L-1)$), $C^u(n)$ u uncu kullanıcı genişletme kodunun n inci çipi, q alt taşıyıcı indeksi ($q = N\varphi + n$), $p(t)$ sembol süresine karşılık gelen darbedir.

2.4.2.2. ÇT-KBÇE Alıcısı

Vericiden dış ortama iletilen ÇT-KBÇE sinyali, yankılı iletim kanalından geçip sıfır ortalamalı toplanır beyaz Gauss gürültüsü eklenip alıcıya gelir. u uncu kullanıcı için alınan sinyal (2.22) eşitliği ile, alıcıya ulaşan toplam sinyal (2.23) eşitliğiyle verilir.

$$r^u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^u(t-\tau) h^u(t, \tau) d\tau + n(t) \quad (2.22)$$

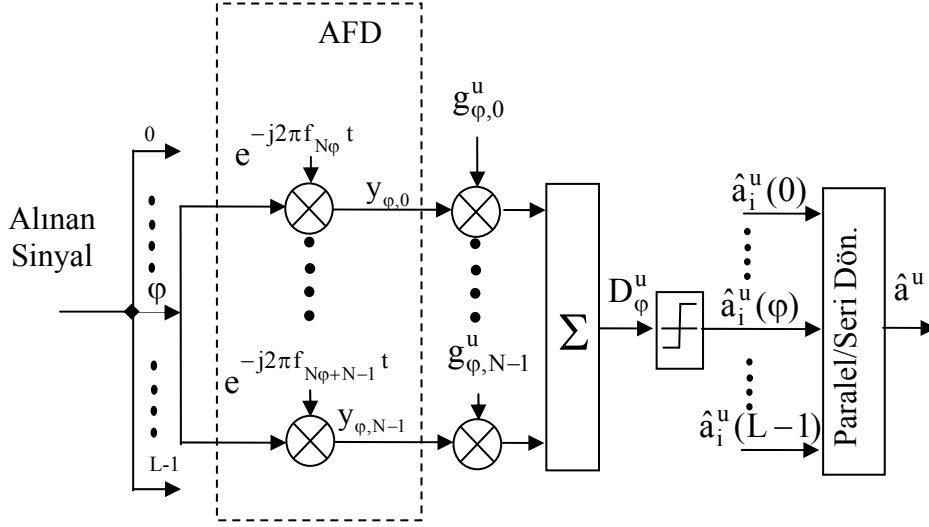
$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} r^u(t) \quad (2.23)$$

ÇT-KBÇE alıcısı frekans düzleminde saçılmış olarak aldığı sinyali birleştirir. ÇT-KBÇE alıcı yapısı Şekil 2.15’de verilmektedir. Alıcıya ulaşan temel bant sinyalinin AFD dönüşümü alınarak demodülasyon işlemi gerçekleştirir. Demodülatör çıkışlarının matematiksel bağıntısı eşitlik (2.24)’de verilmektedir.

$$y_{\varphi,n} = \sum_{u=0}^{U-1} H_{\varphi,n}^u(iT_s) a_1^u(\varphi) C^u(n) + n_{\varphi,n}(iT_s) \quad (2.24)$$

Burada $H_{\varphi,n}^u$ ve $n_{\varphi,n}$ sırasıyla $(N\varphi + n)$ inci alt taşıyıcının karmaşık zarfı ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü ($n=0,1, \dots, N-1$, $\varphi=0,1,\dots,L-1$), U toplam kullanıcı sayısıdır. Alt taşıyıcılar ile gelen enerjiyi almak için demodülatör çıkışları (2.25) eşitliğinde verilen $g_{\varphi,n}^u$ kazanç değeri ile çarpılarak toplanır.

$$D_{\varphi}^u(t = iT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} g_{\varphi,n}^u y_{\varphi,n} \quad (2.25)$$



Şekil 2.15. ÇT-KBÇE alıcı yapısı ($g_{\phi,0}^u, \dots, g_{\phi,N-1}^u$ alt taşıyıcılar için ideal kanal tahminleri)

Kazanç değerleri farklı yöntemlerle elde edilebilir. Bunlardan bazıları; dikgenlik onarmalı birleştirme (Orthogonality Restoring Combining, ORC), eşit kazançlı birleştirme (Equal Gain Combining, EGC), en yükseğe oranlı birleştirme (Maximum Ratio Combining, MRC) ve en küçük ortalama karesel hata birleştirme (Minimum Mean Square Error Combining, MMSEC)'dir.

2.4.2.3. Kazanç Birleştirme Yöntemleri

2.4.2.3.1. Dikgenlik Onarmalı Birleştirme

Bu birleştirme yönteminde kazanç değeri (2.26) bağıntısı ile verilir.

$$g_{\phi,n}^u = \frac{C^u(n) H_{\phi,n}^*}{|H_{\phi,n}|^2} \quad (2.26)$$

Dikgenlik onarmalı birleştirme yönteminde alıcı çoklu erişim girişimini mükemmel şekilde gidermektedir (Chouly ve ark., 1993). Fakat düşük seviyeli alt

taşıyıcılar yüksek kazanç değeri ile çarpılırlar ve güçsüz alt taşıyıcılardaki gürültü bileşenlerinin değeri yükselir. Gürültüdeki bu artış bit hata oranını (BHO) düşürür. Dikgenlik onarmalı birleştirme sadece aşağı hatta kullanılmaya uygundur.

2.4.2.3.2. Eşit Kazançlı Birleştirme

Bu yöntemde kazanç değeri aşağıdaki bağıntı ile belirlenir (Yee ve Fettweis, 1993).

$$g_{\varphi,n}^u = \frac{C^u(n) H_{\varphi,n}^{u*}}{|H_{\varphi,n}^u|} \quad (2.27)$$

Eşit kazançlı birleştirme kanalın neden olduğu faz dönmesini düzeltmektedir. Bu yöntem en basit tek kullanıcı algılama yöntemidir. Bu yöntemde sadece kanalın faz bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır.

2.4.2.3.3. En Yüksek Oranlı Birleştirme

Bu yöntemde, alıcı sönümlenmeli kanalın neden olduğu faz değişimini düzeltir ve farklı güçte gelen yankıların kendi güçleri ile orantılı olarak genliklerini değiştirir. Bu yöntemde güçlü yankı bileşenleri daha da kuvvetlendirilirken az güçlü yankı bileşenleri zayıflatılmaktadır. En yüksek oranlı birleştirme için kazanç (Yee ve Fettweis, 1993) (2.28) eşitliği ile verilir.

$$g_{\varphi,n}^u = C^u(n) H_{\varphi,n}^{u*} \quad (2.28)$$

Bu yöntem ile aşağı hatta genişletme kodları arasındaki dikgenlik bozulmakta ve çok kullanıcı girişi yükselmektedir. Fakat yukarı hatta ise tek kullanıcı için en yüksek oranlı birleştirme BHO'nını en aza indirmektedir.

2.4.2.3.4. En Küçük Ortalama Karesel Hata Birleştirme

Bu yöntem (2.29) eşitliğinde verildiği gibi en küçük ortalama karesel hata tahmini üzerine kurulmuştur. Hata tüm temel bant bileşenleri için dikgendir.

$$g_{\varphi,n}^u = \frac{C^u(n) H_{\varphi,n}^{u*}}{\sum_{u=0}^{U-1} |H_{\varphi,n}^u|^2 + N_0} \quad (2.29)$$

Eşitliklerde N_0 gürültü gücünü, $H_{\varphi,n}^{u*}, H_{\varphi,n}^u$ 'nin karmaşık eşleniğini temsil etmektedir.

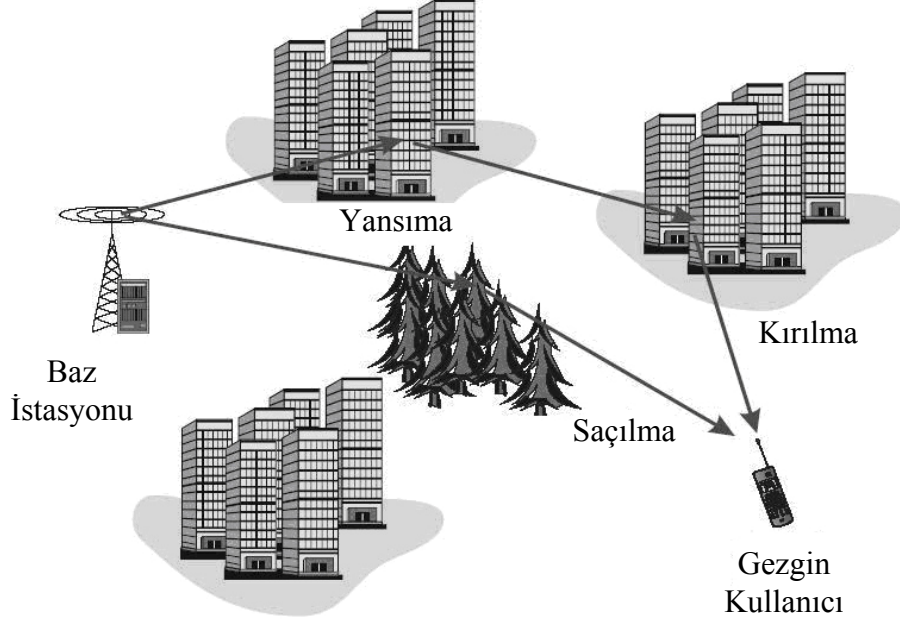
Aşağı hat uygulamalarında, küçük $|H_{\varphi,n}|$ değerlerinde gürültünün aşırı derecede yükselmesini engellemek için kazanç küçük olmalıdır. Büyük $|H_{\varphi,n}|$ değerlerinde kullanıcılar arasındaki dikgenliği sağlamak için ise kazanç alt taşıyıcı zarfının tersi $\left(H_{\varphi,n}^{*} / |H_{\varphi,n}|^2 \right)$ şeklinde olacaktır (Chouly ve ark., 1993).

Kanal kazanç değerleri yukarıda verildiği gibi farklı birleştirme yöntemleri ile elde edilebilir. (Hara ve Prasad, 1999; El-Barbary ve Alneyadi, 2005; Nee ve Prasad, 2000)'da yapılan çalışmalarda en iyi birleştirme yöntemi olarak en küçük ortalama karesel hata birleştirme (EOKHB) yöntemi önerilmiştir. EOKHB özellikle artan kullanıcı sayıları ve tam doluluk durumu için en iyi birleştirme yöntemi olmasına karşın mükemmel kanal ve gürültü gücü tahmini gerektirmektedir.

2.5. Gezgin İletişim İçin Dalga Yayınımı

Gezgin iletişimde dış ortama iletilen sinyal Şekil 2.16'da görüldüğü gibi farklı nesneler tarafından zayıflatılmakta, yansıtılmakta, kırılmakta ve saçılmaktadır. Bunun sonucunda iletilen sinyal alıcıya farklı gecikme, zayıflama ve faz kaymasıyla ulaşmaktadır (Parsons, 1992; Rappaport, 1996; Salous ve Gokalp, 2002). Bu olgu *yankılı kanal yayını* olarak bilinir. Bu tür iletim kanalının davranışı ortama (bina içi, kent, kırsal, dağlık bölge), anten yüksekliğine, iletim frekansına ve iletim bant

genişliğine bağlı olarak değişmektedir. Gezgin kullanıcı hareket ettiğinde alıcı-verici arasındaki nesneler de değişecek ve zamanla değişen iletim kanalı oluşacaktır.



Şekil 2.16. Hücrel sistemlerde sinyal yayını

2.5.1. Bina Dışı Ortamlar İçin Gezgin İletim Kanalı

Gezgin iletişim sisteminde iletişim genellikle sabit baz istasyonu ile gezgin kullanıcılar arasında gerçekleşir. Bu durumda kanal durağan olmayan kanal olarak nitelendirilebilir. Gezgin kullanıcı ile baz istasyonu arasında çoğunlukla doğrudan görüş (Line of Sight, LOS) yoktur ve alıcıya sinyalin yankıları gelir. Kayda değer güçte son gelen yankı (örn. en güçlü yankının 1000’de biri ise hiç de önemli olmayabilir) ile ilk gelen yankı arasındaki süre sembol süresinden daha büyük ise SAG oluşur. Kullanılan modülasyon yöntemine ve sembol süresine bağlı olarak yankılı kanal SAG’ı yükseltir. Bu ise indirgenemez bit hatalarına neden olur (Jakes, 1974; Chuang, 1987).

Alıcıya gelen işaret alıcı ve verici anten arasındaki engeller ve serbest uzay kaybı nedeniyle zayıflar. Alıcıya ulaşan işaret gücündeki değişimler *sönümlenme* (*fading*) olarak bilinir. Gezgin iletişim kanallarında oluşan sönümlenmeler iki ana başlık altında toplanabilir. Bunlar büyük ölçekli sönümlenme (large scale fading) ve küçük ölçekli sönümlenmedir (small scale fading). Küçük ölçekli sönümlenme için kısa

soluklu değişmeler *hızlı sönümlenme (fast fading)*, ortalama sinyal seviyesindeki uzun soluklu değişiklikler ise *yavaş sönümlenme (slow fading)* olarak bilinir.

Büyük ölçekli sönümlenme geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün zayıflamasını ya da serbest uzay kaybını ifade eder. Serbest uzay kayıpları frekansa, alıcı-verici mesafesine, doğrudan görüşün olduğu durumda yol kaybına (path loss), saçıcıların yansıma ve kırılma parametrelerine, iletim ve alımda kullanılan anten yüksekliklerine bağılıdır. Büyük ölçekli sönümlemede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar önemli etkenlerdir. Bu tür etkenlerle meydana gelen sönümlemelere *gölgeleme (shadowing)* denilmektedir.

Küçük ölçekli sönümlenme ya da yankılı kanal sönümlenmesi kısa zaman aralıklarında ya da kısa gezinme mesafelerinde işaret gücündeki hızlı değişmeleri ifade eder. Küçük ölçekli sönümlenmeye neden olan etmenler yankılı iletim kanalı, gezgin kullanıcının ve etrafındaki objelerin hızı, sinyalin iletim bant genişliğidir.

Alıcı ile verici arası mesafeye bağılı olarak yol kayıplarının düzenli bir değişim gösterdiği tahmin edilir. Fakat pratikte alıcı ile verici arasındaki uzun binalar veya sık ağaçlık alanlar gibi doğal engellerden dolayı beklenenden farklı yol kayıpları alınabilmektedir. Gezgin kullanıcı hareket ettiğinde kanal özellikleri değişecek ve bazı bölgelerde kayıplar artarken bazı bölgelerde azalacaktır. Bu değişim *yavaş sönümlenme* olarak bilinir. Hareketli kullanıcılar için alınan sinyal gücündeki hızlı değişimler *hızlı sönümleme* veya *yankılı kanal sönümlenmesi* olarak bilinir (Parsons, 1992).

Hızlı sönümlenme de sinyal değişimi çok hızlıdır ve Rayleigh ya da Rician dağılımı olarak modellenenebilir. En yaygın gezgin iletim kanal modeli Rayleigh sönümlenmeli kanaldır. Bu tip bir kanalda tüm yankı güçleri birbirinden bağımsız sönümlenir ve baskın bir yankı yoktur. Rician sönümlenmeli kanalda ise baskın bir yankının olmasından dolayı sönümlenmenin derinliği daha azdır. Baskın yankının oluşabilmesi için verici ve alıcı arasında doğrudan görüşün olması gerekir.

Gezgin kullanıcı ve etrafındaki nesnelerin hareket etmesi taşıyıcı frekansta Doppler kaymasına neden olur. Bu kayma gezgin kullanıcının hızı ve gelen sinyalin yönü ile hareket yönü arasındaki açığa bağılıdır. Eğer kaynak mesafesi hareket mesafesi ile karşılaştırıldığında çok büyük ise Şekil 2.17’de gelen sinyalin A ve B noktaları ile arasındaki açının (θ) aynı olduğu kabul edilebilir. Şekil 2.17’de gösterildiği gibi gezgin kullanıcının hızının (v) sabit, A ve B noktaları arası mesafenin d olması durumunda; A ve B noktalarına gelen sinyaller arasındaki yol farkı (2.30) eşitliği ile verilir.

$$\Delta \ell = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (2.30)$$

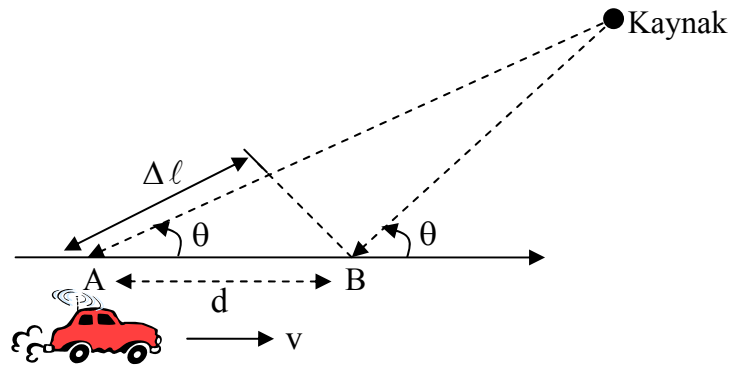
Gezgin kullanıcı A noktasından B noktasına Δt süresince gittiğinde alınan işarettteki faz değişimi (2.31) eşitliği ile verilir.

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta \ell}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.31)$$

Doppler frekans kayması (2.32) eşitliği ile verilir. Burada λ dalga boyunu göstermektedir.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.32)$$

Eğer gezgin kullanıcı kaynağa doğru hareket ediyorsa Doppler kayması pozitif, kaynaktan uzaklaşıyorsa negatiftir. Doppler kaymasının etkisi iletim bant genişliği ile ilişkilidir ve iletim bant genişliği küçüldükçe etkisi büyümektedir.



Şekil 2.17. Doppler etkisi

Gezgin kullanıcı ve/veya etrafındaki nesnelerin hareket etmesinin bir diğer sonucu ise alıcıya gelen yankıların bağlı gecikmelerinin değişmesidir.

Eğer kanal kazancı frekansa bağlı olarak değişmiyorsa ve frekansa göre faz değişimi doğrusal ise kanal *düz sönümlenen (flat fading)* kanal olarak adlandırılır. Kanal geçiş işlevinin değişmeden kalabildiği zaman aralığı *tutarlı zaman aralığı (coherence time)* ifade edilir. Kanaldan geçerken benzer sönümlenmelere uğrayan frekans aralığı ise *tutarlı bant genişliği (coherent bandwidth)* olarak ifade edilir. İletilen sinyalin bant genişliği kanalın tutarlı bant genişliğinden küçük ise *dar bantlı* sinyal, büyük ise *geniş bantlı* sinyal olarak bilinir. Dar/geniş bantlı sinyaller kanaldan farklı etkilenirler. Geniş bantlı sinyaller yankılardan dolayı frekans seçici sönümlenmeden etkilenirken, dar bantlı sinyaller Rayleigh ve yavaş sönümlenmeden etkilenirler.

Sönümlenmeli yankılı bir kanalı modelleyebilmek için kanalın davranışı belirlenmelidir. Yankı gecikme dağılımı, tutarlı bant genişliği, Doppler kayması ve tutarlı zaman aralığı yankılı kanalların özelliklerinin belirlenmesi için kullanılan parametrelerdendir (Ojanpera ve Prasad, 1998).

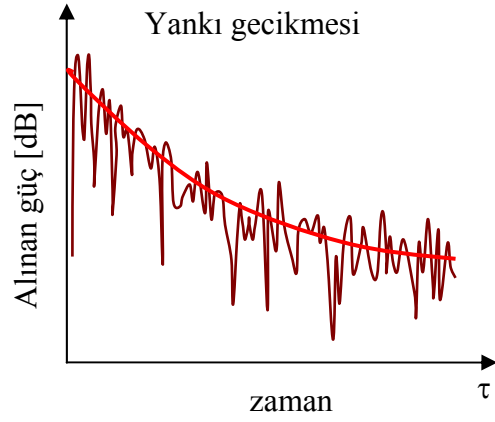
Verici ile alıcı arasındaki kablosuz kanal, bu iki birim arasındaki engellerin ve gezgin birimin ya da etraftaki nesnelerin hareketi sonucunda sürekli değişimler gösterir. Gezgini iletim kanalına gönderilen sinyal, kanal parametreleri (Doppler yayılımı, τ_{etkin}) ve sinyal parametrelerine (bant genişliği, sembol periyodu) bağlı olarak farklı anlarda farklı tür sönümlenmeler altındadır. Bu sönümlenmeler zaman ve frekans düzleminde ifade edilir. Zamanda ve frekanstaki bozulmalar iki farklı etki nedeniyle oluşur. Bunlar yankı gecikmesi ve Doppler yayılımıdır. Yankı gecikmesi, zaman saçılmasına (time dispersion) ve frekans seçici sönümlenmeye neden olurken; Doppler yayılımı, frekans saçılmasına (frequency dispersion) ve zaman seçici sönümlenmeye neden olur. İki yayılım mekanizması birbirlerinden bağımsızdır. Yankı gecikmesine bağlı sönümlenmeler düz ve frekans seçici sönümlenme olarak adlandırılır. Doppler yayılımına bağlı sönümlenmeler ise hızlı sönümlenme ve yavaş sönümlenme olarak adlandırılır. Düz sönümlenmede iletilen sinyalin sembol süresi kanalın yankı gecikmesinden daha büyük iken frekans seçici sönümlenmede daha düşüktür. Yavaş sönümlenme de kanalın değişimi temel bant sinyalinin değişiminden daha yavaş iken hızlı sönümlenmede daha hızlıdır (Rappaport, 1996).

Şekil 2.18’de kablosuz iletim kanalının anlık konuma ve frekansa bağlı genlik değişimi verilmiştir. Ayrıca Şekil 2.18’de zamanla değişen yankılı iletim kanalında anlık olarak yankı gecikmesi ve sabit bir frekans (f_c) için Doppler yayılımı

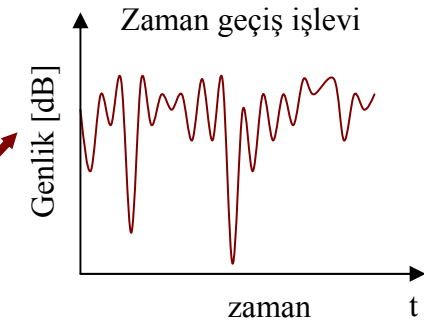
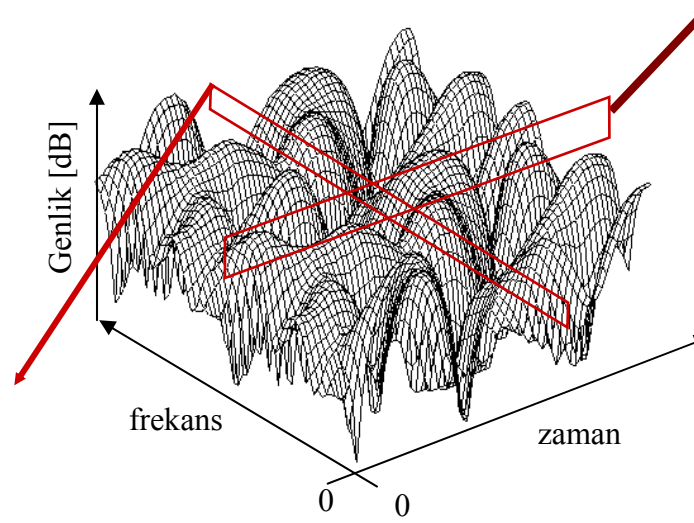
gösterilmiştir. Yankı gecikmesinin ve Doppler yayılımının frekans düzlemi karşılıkları ise frekans geçiş işlevi ve zamanda geçiş işlevidir (Linnartz, 2007).

Eğer kanala birim vuruş şekilli bir işaret verilirse alıcıda bu işaretin zamanda gecikmiş kopyaları yani yankıları alınır. Bu işlem anlık olarak yapılırsa kanalın anlık birim vuruş tepkisi ya da yankı güç profili elde edilir. Karmaşık değerli yankı güç profilinin yankı gecikme değişkenine göre Fourier dönüşümü frekans geçiş işlevini verir. Frekans geçiş işlevi özelliklerini kullanarak kanalı frekans düzleminde ifade etmek mümkündür.

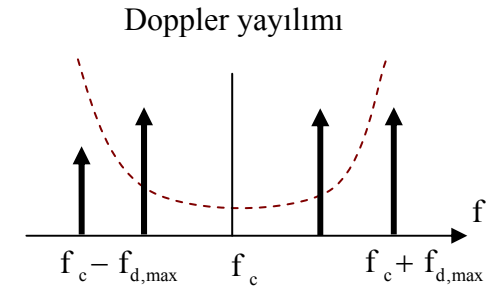
Gezgin iletim kanalının zamanla değişimi Doppler yayılımı ile açıklanır. Eğer kanala sabit frekanslı bir sinüs işareti verilirse kanalın zamanla değişim özelliğinden dolayı alıcıda bu sinüs işaretinin frekansının kaymış kopyaları alınır. Alınan sinyalin frekansındaki kaymalar Doppler kayması olarak adlandırılır. Tayfsal genişleme Doppler yayılımı ile ifade edilir. Tayfsal genişlemenin miktarı gezgin birimin göreceli hızına, işaretin geliş açısına bağlıdır (Stüber, 2000). Doppler tayfının biçimi U şeklindedir ve alıcıya ulaşan sinyalin frekansına bağlı güç yoğunluğunu verir. Doppler tayfının zaman karşılığı kanalın zaman seçiciliğini verir ve zamana bağlı olarak sinyal gücündeki değişimleri gösterir.



Hızlı Fourier
Dönüşümü



Hızlı Fourier
Dönüşümü

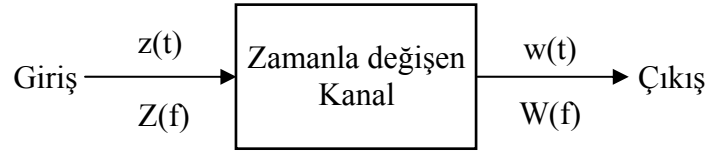


Şekil 2.18. Yankılı gezgin iletim kanalı

2.5.2. Kanal Özellikleri

Gezgin iletim kanalı Bello tarafından doğrusal zamanla değişen kanal olarak tanımlanmıştır (Bello, 1963). Kanalin giriş ve çıkışları Şekil 2.19’da gösterildiği gibi zaman ve frekans düzleminde ifade edilir. Kanalin davranışı, kanalda gerçekleşen fiziksel süreçler hakkında bilgi veren sistem fonksiyonları ile belirlenir. Zaman ve frekans düzleminde sistem fonksiyonları arasındaki ilişki Bello tarafından geliştirilmiştir. Dört sistem fonksiyonu doğrusal zamanla değişen kanal için zaman/frekans ve giriş/çıkış ilişkisi için kullanılır. Her bir sistem fonksiyonu kanal davranışını iki değişken ile ifade eder. Bu fonksiyonlar aynı bilgiyi farklı biçimde içerirler ve birbirleri ile Fourier dönüşümü ile ilişkilidirler.

Gezgin iletim kanal özellikleri gezgin birimin konumuna bağlı olarak rastgele değişir. Dolayısıyla kanalı temsil eden sistem fonksiyonları da değişir. Deterministik (rastgele olmayan) kanal sistem fonksiyonları ile tanımlanırken, rastgele değişen kanallar ise bu fonksiyonların iltenti fonksiyonları ile tanımlanır.



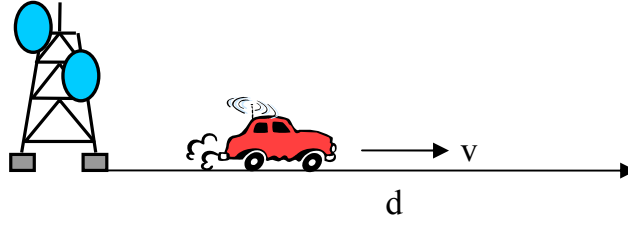
Şekil 2.19. Gezgin iletim kanalının zaman ve frekans düzlemindeki giriş ve çıkışları

2.5.3. Deterministik Kanalin Özelliklerinin Belirlenmesi

Deterministik kanalın özellikleri belirlenirken gezgin iletim kanalı giriş sinyalini çıkış sinyaline dönüştüren bir sistem ögesi gibi düşünülür. Bu öge doğrusal süzgeç benzeşigidir. Kanal özellikleri zamanla değiştiğinden eşdeğer süzgecin iletim özellikleri de zamanla değişecektir. Doğrusal süzgecin giriş ve çıkışları zaman ve frekans düzleminde tanımlanabilir. Dolayısıyla dört olası iletim fonksiyonu kanalı tanımlamak için kullanılır.

2.5.3.1. Zaman Düzlemi Fonksiyonu

Gezgin iletişimdeki sinyalinin küçük ölçekli değişiklikleri gezgin iletim kanalının birim vuruş tepkisi ile doğrudan ilişkilidir. Birim vuruş tepkesinden belirli gezgin kanal şartlarında; iletim bant genişliği ve farklı iletişim sistemlerinin başarımları karşılaştırılmasında yararlanılabilir.



Şekil 2.20. Zamanla değişen gezgin iletim kanalı

Şekil 2.20’de alıcı sabit hızda (v) hareket etmektedir. Verici-alıcı arasındaki kanal, doğrusal zamanla değişen bir sistem olarak modellenebilir. Farklı yankılar nedeniyle doğrusal zamanla değişen kanalın birim vuruş tepkisi alıcının konumuna bağlı bir fonksiyondur. Kanalın birim vuruş tepkisi $h(t, \tau)$, iletilen sinyal $z(t)$ ve alınan sinyal $w(t)$ ’dir. Alınan sinyal, $z(t)$ ile $h(t, \tau)$ arasındaki katlamadır ve (2.33) eşitliğiyle tanımlanır.

$$w(t) = z(t) \otimes h(t, \tau)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.33)$$

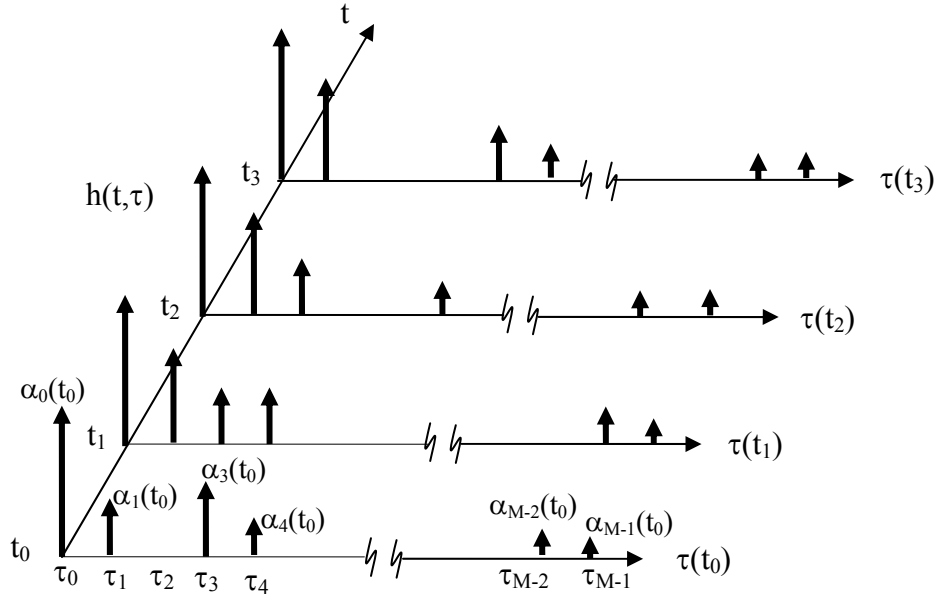
$h(t, \tau)$ t ile τ ’ya bağlı bir fonksiyondur. t hareketten dolayı zaman değişimini, τ belirli bir t için kanalın yankı gecikmesini göstermektedir. $h(t, \tau)$ Bello tarafından giriş gecikme yayılım fonksiyonu olarak adlandırılmıştır.

M adet yankısı olan bir iletim kanalı için zamanla değişen birim vuruş tepkisi (2.34) eşitliği ile verilir.

$$h(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m(t) \delta(\tau - \tau_m) \quad (2.34)$$

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

Yankılı iletim kanalı için zamanla değişen ayırık birim vuruş tepkesi Şekil 2.21’de gösterilmektedir.

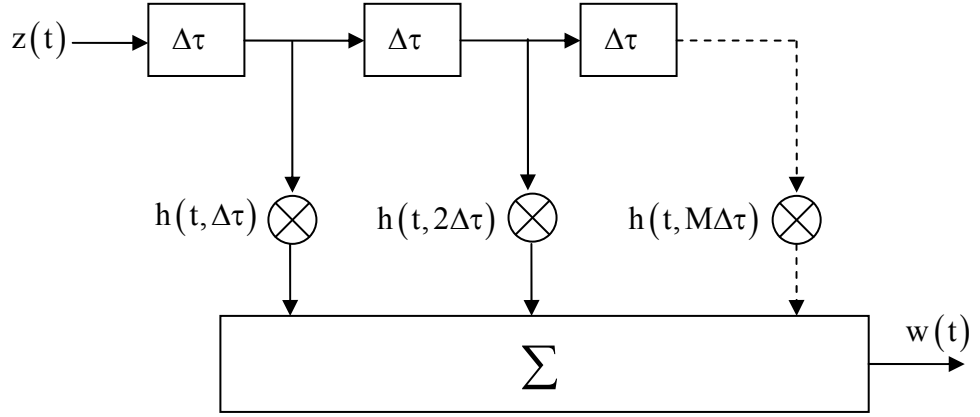


Şekil 2.21. Yankılı iletim kanalı için zamanla değişen ayırık birim vuruş tepkesi

Gezgin iletim kanalının birim vuruş tepkesi zamanda gecikmiş bileşenler ve zamanın bir fonksiyonu gibi modellenenebilir. Eğer yankı gecikme değişkenleri ayırık adımlarla verilirse; alınan sinyal (2.35) eşitliği ile ifade edilir.

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^M z(t - m\Delta\tau) h(t, m\Delta\tau) \quad (2.35)$$

Bu toplama işlemi Şekil 2.22’de gösterilmiştir. Farklı yankılar farklı kazanç değerleri ile çarpılır ve çarpım sonuçları toplanır.



Şekil 2.22. Yankılı bir kanalın zaman düzlemi gösterimi

2.5.3.2. Frekans Düzlemi Fonksiyonu

Kanalın zamana bağlı giriş-çıkış fonksiyonlarını iliştiren $h(t, \tau)$ 'ya benzer olarak kanalın çıkış tayfı ile giriş tayfı arasındaki ilişkiyi de $H(f, \nu)$ fonksiyonu verir. Kanalın giriş tayfı $Z(f)$, çıkış tayfı $W(f)$ ve frekans kayma değişkeni ν ise; giriş-çıkış ilişkisi

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.36)$$

şeklindedir. Birim vuruş tepkesi yankı bilgilerini içermesine rağmen kanalın zamanla değişen özelliklerini açıkça göstermemektedir. Bu tür değişim $H(f, \nu)$ ile gösterilir. ν frekans kayması değişkenidir ve kanalın Doppler kayması bilgisini içerir. $H(f, \nu)$ Bello tarafından çıkış Doppler yayılım fonksiyonu olarak adlandırılmıştır.

2.5.3.3. Zamanla Değişen Geçiş İşlevi

Kanalın çıkışıyla girişini ilişkilendirmek için zamanla değişen birim vuruş tepkesi ve frekans tayflarını ilişkilendiren $H(f, \nu)$ kullanılmaktadır. Kullanılabilecek başka bir özellik belirleme yöntemi ise kanalın giriş tayfını, çıkışta elde edilen zamana bağlı fonksiyon ile ilişkilendirmektir. Bu fonksiyon zamanla değişen geçiş işlevidir ve

$T(f,t)$ olarak gösterilir. $T(f,t)$ ilk olarak Zadeh (Zadeh, 1950) tarafından ortaya atılmıştır. Buna göre giriş-çıkış arasındaki ilişki

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)T(f,t)e^{j2\pi ft} df \quad (2.37)$$

şeklindedir. Zamanla değişen geçiş işlevi, zamanla değişen birim vuruş tepkesinin gecikme değişkenine bağlı Fourier dönüşümü olarak elde edilir. Ayrıca çıkış Doppler yayılım fonksiyonunun Doppler kayma değişkenlerine bağlı ters Fourier dönüşümüdür ve (2.38) eşitliği ile verilir.

$$T(f,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f,\nu)e^{j2\pi f\tau} d\nu \quad (2.38)$$

$T(f,t)$ kanalın frekans iletim özelliklerini gösterir ve kanalın frekans geçiş işlevini zamana bağlı bir fonksiyonla ifade eder.

2.5.3.4. Saçılım Fonksiyonu

Bu özellikteki bir kanalın girişindeki zamanla değişen fonksiyon ile çıkışındaki Doppler-kaymalı fonksiyon ilişkilendirilerek gecikmeli Doppler düzlemi özellikleri elde edilir.

Saçılım fonksiyonu, zamanla değişen birim vuruş tepkesinine Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilir ve tayfı $S(\tau,\nu)$ parametresi ile gösterilir. $S(\tau,\nu)$ kanalın dağıtıcı davranışını zaman gecikmesi ve Doppler kaymasına bağlı olarak gösterir.

$$h(t,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau,\nu)e^{j2\pi \nu \tau} d\nu \quad (2.39)$$

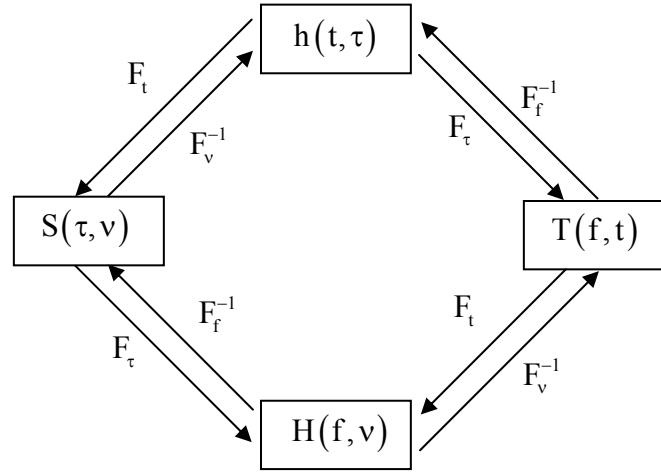
Buna bağlı olarak kanalın çıkışında elde edilen sinyal

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (2.40)$$

olur. Bu eşitlikten de görüldüğü gibi çıkış, gecikmeli ve Doppler kaymalı sinyallerin toplamından oluşur.

2.5.3.5. Sistem Fonksiyonları Arasındaki İlişki

Dört sistem fonksiyonu arasındaki ilişki Şekil 2.23’de gösterilmiştir. Çizgilerin üzerindeki F ve F^{-1} harfleri iki sistem fonksiyonunun Fourier dönüşümü veya ters Fourier dönüşümü ile ilişkilendiğini gösterir. Her bir sistem fonksiyonu iki değişken içerir ve Fourier dönüşümleri ile elde edilen fonksiyonların birer ortak değişkenleri vardır. Bu ortak değişken Fourier dönüşümü sırasında sabit değişken olarak kabul edilir ve diğer iki değişkenden biri zaman diğeri ise frekans değişkenidir.



Şekil 2.23. Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki

2.5.4. Zamanla Rastsal Değişen Doğrusal Kanallar

Deterministik kanal için kanal tanımlama ve birbirleri arasındaki ilişkiyi gerçek iletim kanal analizleri için de yapmak gerekmektedir. Gerçek iletim kanalı, kaynak ve gezgin kullanıcı arasındaki bağıl hareketten dolayı iletim kanalının özellikleri zamanla rastgele olarak değişir (stochastic süreç). Dolayısıyla sistem fonksiyonları da rastgele (stokastik) değişecektir. Bir kanalın istatistiksel özelliklerini tam olarak belirtebilmek

için tüm sistem fonksiyonlarının çok boyutlu birleştirilmiş olasılık yoğunluk fonksiyonlarını bilmek gerekir. Ancak pratikte bunu elde etmek çok zordur. Doğruluğu anılan yönteme göre daha az olan fakat uygulanabilirliği daha fazla olan yaklaşım; çeşitli sistem fonksiyonlarının istatistiksel özelliklerini ilinti fonksiyonları cinsinden elde etmektir (Bello, 1963, Kennedy, 1969). Kanal ilinti fonksiyonlarına bağlı olarak tanımlandığında, kanalın çıkışı öz-ilinti fonksiyonları yardımıyla belirlenebilir.

2.5.4.1. Kanal İlinti Fonksiyonları

Gerçek bir bant durduran süreci tanımlamak için karmaşık zarf kullanılırsa; tanımlamayı yapabilmek için iki tane öz-ilinti fonksiyonuna ihtiyaç vardır. Bu durumda örneğin gerçel kısmı $x(t)$ olan fonksiyonun öz-ilinti fonksiyonu

$$E[x(t)x(s)] = \frac{1}{2} \text{Gerçel} \left[E[z(t)z^*(s)] e^{j2\pi f_c(s-t)} \right] + \frac{1}{2} \text{Gerçel} \left[E[z(t)z(s)] e^{j2\pi f_c(s+t)} \right] \quad (2.41)$$

biçiminde hesaplanır. Bu eşitlikte $E[.]$ beklenen değeri, $z^*(s)$ ise $z(t)$ 'nin karmaşık eşleniğini ifade eder. İki öz-ilinti fonksiyonu

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (2.42)$$

$$\tilde{R}_z(t, s) = E[z(t)z(s)] \quad (2.43)$$

olarak tanımlanır. Gerçel sürecin öz-ilinti fonksiyonlarını belirlemek için kullanılır. Ancak pratikte dar bant uygulamalarında $\tilde{R}_z(t, s) = 0$ dır ve Bölüm 2.5.3.1'de ifade edilen öz-ilinti fonksiyonunun kullanılması yeterlidir.

Bölüm 2.5.3.'de tanımlanan dört sistem fonksiyonunun ilinti fonksiyonları bu eşitliklere dayanılarak

$$E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] = R_h(t, s; \tau, \eta) \quad (2.44)$$

$$E[H(f, \nu)H^*(m, \mu)] = R_H(f, m; \nu, \mu) \quad (2.45)$$

$$E[T(f, t)T^*(m, s)] = R_T(f, m; t, s) \quad (2.46)$$

$$E[S(\tau, \nu)S^*(\eta, \mu)] = R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) \quad (2.47)$$

biçiminde tanımlanabilir. Bu eşitliklerde τ ve η zaman gecikme değişkenleri ν ve μ ise Doppler frekans kayma değişkenleri, f ve m frekans değişkenleri, t ve s ise zaman değişkenleridir.

Eşitlik 2.44'de tanımlanan ve kanalın giriş/çıkış ilişkisini veren denklemin (2.47) eşitliğinde kullanılmasıyla çıkışın öz-ilinti fonksiyonu ile sistem fonksiyonlarının öz-ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki belirlenebilir. Kanalın giriş yankı gecikme dağılımı kullanılırsa; (2.33) eşitliğinde belirtilen kanalın çıkışında elde edilen $R_w(t, s)$

$$R_w(t, s) = E[w(t)w^*(s)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)h(t, \tau)h^*(s, \eta)d\tau d\eta\right] \quad (2.48)$$

biçiminde ifade edilebilir. Eğer giriş işareti $z(t)$ kararlı ise (2.48) eşitliği

$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta) E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]d\tau d\eta \quad (2.49)$$

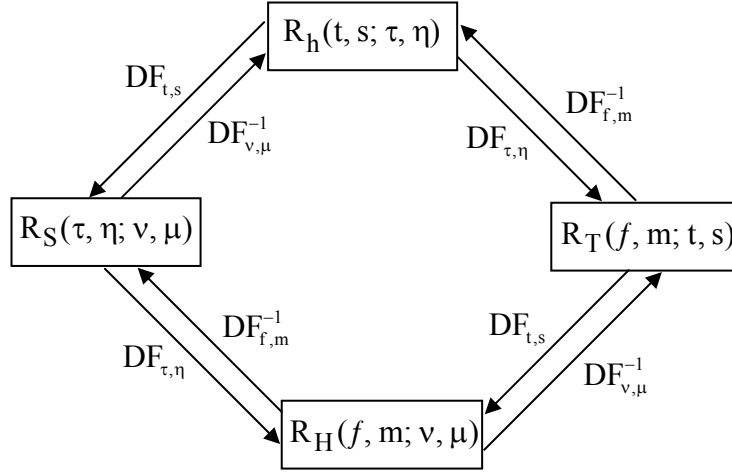
biçiminde yazılabilir. Bu eşitlikte yer alan $E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]$ (2.44) eşitliğinde $R_h(t, s; \tau, \eta)$ olarak tanımlanmıştı. Bu durumda (2.49) eşitliği

$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)R_h(t, s; \tau, \eta)d\tau d\eta \quad (2.50)$$

biçiminde sadeleştirilebilir. Bu eşitliğe dayanarak kanalın çıkışında elde edilen öz-ilinti fonksiyonu $R_w(t, s)$ 'nin yalnızca öz ilinti fonksiyonu $R_h(t, s; \tau, \eta)$ bilinmesi durumunda elde edilebileceğini söyleyebiliriz. Diğer sistem fonksiyonlarının giriş/çıkış ilinti fonksiyonu ilişkilerini belirlemek için aynı yöntem kullanılabilir.

2.5.4.2. İlinti Fonksiyonları Arasındaki İlişki

Dört sistem fonksiyonu arasındaki ilişki Şekil 2.23’de açıklanmış idi. Sisteme ait bu dört öz-ilinti fonksiyonu benzer şekilde çiftli Fourier dönüşümü ile birbiriyle ilişkilendirilir. Bu ilişki Şekil 2.24’de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.24. Kanal ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki

Şekilde çizgilerin üzerinde yer alan DF , DF^{-1} çiftli Fourier veya çiftli ters Fourier dönüşümünü ifade eder. h , H , T , S indisleri ise uygun sistem fonksiyonunu belirtir. Sistem fonksiyonları Fourier dönüşümü ile ilişkilendirilirken bir tane ortak değişken kullanılır. Ancak ilinti fonksiyonlarının ilişkilendirilmesinde çiftli Fourier dönüşümü kullanıldığından iki tane ortak değişken kullanılmalıdır. Bu ortak parametreler dönüşüm esnasında sabit parametre olarak kullanılır.

2.5.5. Pratik Kanal Modelleri

İlinti fonksiyonları dört değişkene bağlı olup bu fonksiyonları kullanarak kanal özelliklerini belirlemek oldukça zordur. Kanalin fiziksel mekanizmaları için yapılacak bazı varsayımlar ile ilinti fonksiyonunda sadeleşme sağlanabilir. Bu ilinti fonksiyonları geniş anlamda durağan (Wide Sense Stationary, WSS), ilintisiz saçılma (Uncorrelated Scattering, US) ve geniş anlamda durağan ilintisiz saçılma (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSS-US) gibi özel kanallar için basitleştirilmiştir. Geniş

anlamda durağan (GAD) veya ilintisiz saçılma (İS) varsayımları ayrı ayrı uygulandığında bazı ilinti fonksiyonları üç değişkenli ilinti fonksiyonlarına indirgenirken; ikisinin birlikte varsayımı (WSSUS) ile tüm ilinti fonksiyonları sadece iki değişkenli ilinti fonksiyonlarına indirgenir.

2.5.5.1. Geniş Anlamda Durağan Kanal

Çoğu fiziksel kanalın sönümlenme istatistikleri kısa zaman aralığı içinde durağan olarak kabul edilebilir. Geniş anlamda durağan bu çalışmada durağanımsı kanal olarak anılacaktır. Durağanımsı kanalda kısa bir zaman zarfındaki (ξ) sönümleme istatistikleri değişmez. Matematiksel tanımına göre GAD özelliğinin herhangi bir zaman anı için sağlanması gerekir. Oysa gerçek uygulamalarda bu olanaksızdır. Örneğin, uzun yol alan gezgin iletim cihazı için ortalama sinyal gücü gölgeleme sönümlenmesi nedeniyle değişir. Ayrıca (Salous ve Gokalp, 2007)'de kanalın GAD özelliğini sağladığı uzaysal mesafenin iletim bant genişliğine bağlı olabileceği belirtilmiştir. Örneğin 60 MHz'lik bir iletim bant genişliği için bu mesafe $4\lambda - 6\lambda$ (λ , dalga boyu) arasında değişirken 5 MHz'lik bir bant genişliği için bu mesafe 10λ 'dan büyük olabilmektedir. Dolayısıyla GAD'nin gerçekte bir anlamda sınırlandırılmış tanımı kullanılır (ya sınırlı zaman diliminde ya da sınırlı mesafeler için kanal istatistiklerinin fark edilir ölçüde değişmediği kanal sözde durağan olarak kabul edilir). Bir durağanımsı kanalın öz-ilinti fonksiyonu zaman değişkenleri t ve s 'nin arasındaki farka ($\xi = s - t$) bağlıdır. Bu değişkenler kullanılarak kanalın birim vuruş fonksiyonunun ve zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonları (2.51) ve (2.52) eşitlikleriyle ifade edilebilir.

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) = E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] \quad (2.51)$$

$$R_T(f, m; t, t + \xi) = R_T(f, m; \xi) = E[T(f, t) T^*(m, s)] \quad (2.52)$$

Saçılım fonksiyonunun öz-ilinti fonksiyonu (R_s), birim vuruş tepkesinin öz- ilinti fonksiyonuna bağlı olarak eşitlik (2.53) ile verilir.

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (2.53)$$

Durağanımsı kanal için $\xi = s - t$ olduğundan yeni eşitlik (2.54)'deki gibidir.

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu t - \mu \xi)} dt d\xi \quad (2.54)$$

(2.54) eşitliği yeniden düzenlenirse (2.55) eşitliği elde edilir.

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi \mu \xi} d\xi \quad (2.55)$$

(2.55) eşitliğindeki ilk integral $\nu = \mu$ anındaki birim vuruş işaretidir. İkinci integral ise $R_h(\xi; \tau, \eta)$ 'nin ξ değişkenine bağlı Fourier dönüşümü olan saçılım fonksiyonunun çapraz güç tayf yoğunluğuna $[P_S(\tau, \eta; \nu)]$ bağlı olarak ifade edilebilir. Bu durumda eşitlik (2.56)'daki gibi sadeleştirilebilir.

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu) \quad (2.56)$$

Benzer şekilde Doppler çapraz güç tayf yoğunluğu eşitlik (2.57)'deki gibi yazılabilir.

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(f, m; \nu) \quad (2.57)$$

2.5.5.2. İlintisiz Saçılma Kanalı

Bu kanalda doğal saçıcılardan farklı yol gecikmeleri ile gelen yankılar ilintili değildir. Kanalin öz-ilinti fonksiyonları, zaman gecikme düzleminde birim vuruş fonksiyonu kullanılarak (2.58) ve (2.59) eşitlikleri ile ifade edilir.

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(t, s; \tau) \quad (2.58)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau) P_S(\tau; \nu, \mu) \quad (2.59)$$

Durağanımsı kanalın frekans değişkenlerine bağlı olarak ifade edilmesiyle ilintisiz saçılma kanalı tanımlanabilir. Diğer bir değişle ilintisiz saçılma kanalı ve durağanımsı kanal zaman–frekans eşleniğidir. Buna göre ilintisiz saçılma kanalı durağanımsı kanalın frekans değişkenine bağlı istatistikleri olarak ifade edebilir. Öz-ilinti fonksiyonları ise yalnızca bu değişkenler arasındaki frekans farkına ($\Omega = m-f$) bağlı olarak

$$R_H(f, f + \Omega; \nu, \mu) = R_H(\Omega; \nu, \mu) \quad (2.60)$$

$$R_T(f, f + \Omega; t, s) = R_T(\Omega; t, s) \quad (2.61)$$

eşitlikleriyle belirlenir.

2.5.5.3. Durağanımsı İlintisiz Saçılma Kanalı

Bu kanal zaman değişkeninde durağanımsı kanal, zamanda gecikme değişkeninde ise ilintisiz saçılma kanalı özelliği gösterir. Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı zamanla değişen doğrusal kanal tipleri içinde kanal ilinti fonksiyonu ile tanımlanabilecek en basit kanaldır (Bello, 1963). Bu nedenle yaygın olarak kullanılır. Ama gerçekte her zaman sağlanmaz.

Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalına ilişkin öz-ilinti fonksiyonları aşağıdaki eşitlikler ile verilir.

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) \quad (2.62)$$

$$R_H(f, f + \Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(\Omega; \nu) \quad (2.63)$$

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad (2.64)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(\nu - \mu) P_S(\tau; \nu) \quad (2.65)$$

Birim vuruş tepkesinin öz-ilinti fonksiyonu, $R_h(t, t + \xi; \tau, \eta)$ zaman değişkeninde durağanımsı özellik, zamanda gecikme değişkeninde ise ilintisiz saçılma özelliği gösterir.

Zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu, $R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi)$ hem zaman hem de frekans değişkenlerinde durağanımsı özelliktedir. Bu fonksiyon ayrıca Ω Hz'lik bir frekansla birbirinden ayrılan iki sinyal arasındaki ilintiyi belirlemede kullanılır. Aralıklı frekans ilinti fonksiyonu ise

$$R_T(\Omega; 0) = R(\Omega) \quad (2.66)$$

eşitliği ile verilir ve bu değer Ω Hertz'lik frekansla birbirinden ayrılan iki sinyalin genliği arasındaki ilintinin değeridir.

2.5.6. Gezgin İletim Kanal Özelliklerinin Belirlenmesi

Kentsel gezgin iletim kanalı gezgin birimin hareketi ile birlikte zamanla değişmektedir. Bu tür kanalların geniş alanlardaki özelliklerini belirlemek büyük problemidir. Genel yaklaşım olarak kanalı, alınan sinyallerin ortalamasının sabit gibi görüldüğü ve kanalın sözde durağan olduğu küçük bir zaman dilimi veya bir coğrafi alan içinde tanımlamaktır. Bu küçük zaman aralığında veya küçük alanda çevrenin belirgin özelliklerinin örneğin saçıcılarının merkezinin değişmediği varsayılır. Ardından kanalın büyük ölçekli özellikleri belirlenir. Bu özellikler belirlenirken küçük ölçekli özellik belirleme sırasında elde edilen istatistikler kullanılır. Bu iki aşamalı model gezgin iletim kanal özelliklerinin belirlenmesinde çokça kullanılır.

Durağanımsı ilintisiz saçılımlı kanal varsayımıyla ilinti fonksiyonu iki değişkenli fonksiyonlara indirgense bile bu indirgenmiş fonksiyonların kullanımı zordur. Onun yerine sadece bir değişkene bağlı fonksiyonlar (örneğin ortalama yankı profili $[P_h(\tau)]$ veya frekans ilinti fonksiyonu, $[R_T(\Omega)]$ gibi) ya da sadece bir değer (örn. τ_{etkin}, B_T) ile ifade edilebilirse çok iyi olur. Bu tür sadeleştirmelerde kanal

bilgisinden büyük kayıp verilse de kanalın basit temsili için bu kabul edilebilir bir kayıptır. Kanalı tek değişken değeri ile ifade etmede yaygın olarak şunlar kullanılır;

- Yankı profilinin momentleri; ortalama gecikme, etkin gecikme,
- Doppler profilinin momentleri,
- Tutarlı bant genişliği ve tutarlı zaman aralığı,
- Yankı profilindeki pencere genişlikleri; gecikme genişliği, belirli yankı gücünün (yüzdesel) bulunduğu yankı gecikme pencere genişliği vb.

Gezgin iletim kanalının özellikleri Bölüm 2.5.6.1 ve 2.5.6.2’de anlatıldığı gibi zaman ve frekans düzleminde tanımlanabilir.

2.5.6.1. Zaman Düzlemi Tanımı

Bu tanım, kanalın çıkışında elde edilen öz-ilinti fonksiyonu $R_w(t, s)$ ’nin, giriş birim vuruş tepkisi fonksiyonunun, öz-ilinti fonksiyonu olan $R_h(t, s; \tau, \eta)$ ’e bağlı olarak ifade edilmesiyle yapılır. Buna göre bir durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı için

$$R_w(t, t + \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t + \xi - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (2.67)$$

eşitliği yazılabilir. Eğer zaman farkı $\xi = 0$ olursa $P_h(\xi; \tau)$

$$P_h(\tau; \tau) = P_h(\tau) \quad (2.68)$$

biçiminde olur. Böylece çapraz yankı profili $P_h(\xi, \tau)$, basit yankı güç profiline dönüşür ve eşitlik (2.69)

$$R_w(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (2.69)$$

şeklinde sadeleştirilebilir. $|z(t)|^2$ birim vuruş tepkisi olduğunda eşitliğin yeni hali (2.70)’deki gibi olur.

$$R_w(t, t) = P_h(t) \quad (2.70)$$

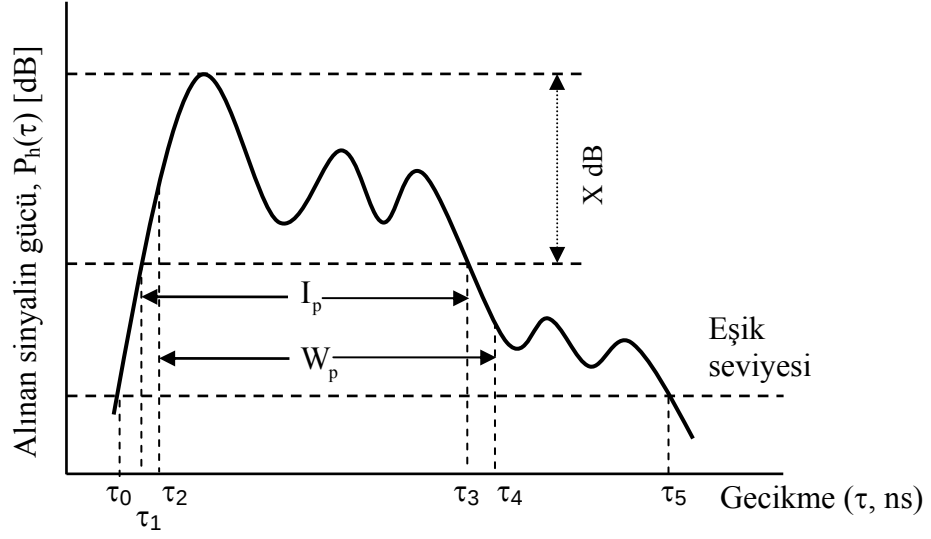
Bu eşitliklere dayanarak durağanımsı ilintisiz saçılma kanalları için; kanalın çıkışında elde edilen sinyalin öz-ilinti fonksiyonu, alınan gücün zamanda dağılımının profiline bağlı olarak ifade edilir ve bu yüzden profile yankı güç profili denir. (2.70) eşitliğinin geçerli olması için $P_h(t)$ 'nin Fourier dönüşümünün sıfırdan farklı olduğu frekans aralığında, $|z(t)|^2$ nin Fourier dönüşümünün sabit olması gerekir. Eğer alınan sinyal Gauss dağılımlı ise kanalın davranışını tanımlamak için $P_h(\tau)$ yeterlidir. Ancak $P_h(\tau)$ 'nin yeterli olmadığı durumlarda yankılı kanalın zamanda bozulma özellikleri ortalama yankı gecikmesi, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, yankı güç pencere genişliği ve yankı aralığı ile ölçülür. Bu sözü geçen değişkenler $P_h(\tau)$ kullanılarak hesaplanır. Tipik bir yankı güç profili Şekil 2.25'de verilmiştir. Ortalama yankı gecikmesi yankı güç profiline birinci momentidir ve (2.71) eşitliği ile verilir.

$$\tau_{\text{ort}} = \frac{\sum_m P_h(\tau_m) \tau_m}{\sum_m P_h(\tau_m)} - \tau_A \quad (2.71)$$

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

$$\tau_{\text{etkin}} = \sqrt{\frac{\sum_m P_h(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m P_h(\tau_m)} - (\tau_{\text{ort}})^2} \quad (2.72)$$

Burada karekök içindeki ilk terim $P_h(\tau)$ 'nin ikinci merkez momentidir. Yankı gecikme dağılımının etkin değeri ve ortalama gecikmenin değeri eşitliklerden de görüldüğü gibi $P_h(\tau)$ 'nin içerisindeki yankı bileşenlerinin bağlı genliklerine bağlıdır. Bu değerler elde edilirken ya bir tane yankı güç profili ya da birkaç dalga uzunluğu boyunca toplanan ardışık profillerin geçici veya uzaysal ortalamaları kullanılır.



Şekil 2.25. Yankı güç profili

Yankı gecikme dağılımının etkin değeri bina dışı ortamlar için μs 'ler ile bina içi ortamlarda ise ns 'ler ile ifade edilir. Farklı konumlar için yankı gecikme dağılımının etkin değeri Çizelge 2.1'de özetlenmiştir.

En büyük yankı gecikme dağılımı, yankı-güç profilinde yankı enerjisinin en büyük yankı gücünün X dB altına düştüğü zaman olarak tanımlanır. Başka bir deyişle en büyük yankı gecikmesi $\tau_3 - \tau_1$ olarak tanımlanır.

Pratikte τ_{ort} ve τ_{etkin} yankı güç profilindeki gürültü eşik seviyesinin değerine bağlı olarak değişir. Eşik seviyesi yankı bileşenlerinin güç seviyesi ile sistem gürültüsünü ayırmak için kullanılır. Eğer eşik seviyesi aşırı düşük seçilirse gürültü yankı içine katılacak ve τ_{ort} ile τ_{etkin} değerleri yapay olarak yükselecektir.

Çizelge 2.1 Farklı konumlarda ölçülen τ_{etkin} değerleri

Ortam	Taşıyıcı frekans (MHz)	Bant genişliği (MHz)	τ_{etkin} (μs)	Yerleşim	Kaynak
Kentsel	910	10	2	Manhattan	(Cox, 1973)
Kentsel	910	10	0.73	Toronto	(Sousa ve ark., 1994)
Kentsel	892	4	1.69	Washington D.C.	(Rappaport ve ark.,1990)
Kentsel	942.225	4	<2.7	Hamburg	(Seidel ve ark.,1991)
Kentsel	942.225	4	<2	Stuttgart	(Seidel ve ark.,1991)
Kentsel	910	20	0.3-0.7	Mikro hücre	(Bultitude ve Bedal, 1989)
Kentsel	892	4	10-25	San Francisco	(Rappaport ve ark.,1990)
Yarı kentsel	910	10	0.59	Toronto	(Sousa ve ark., 1994)
Kırsal	1718	<8	2.8-14.4	Norveç	(Raekken ve ark.1991)
Ofis	910	-	0.036-0.080	Direkt görüş var/yok	(Ganesh ve Pahlavan, 1993)
Ofis	2400	200	0.025-0.0074	Direkt görüş var	(Kim ve ark., 1996)
Süper market	2400	200	0.035-0.083	Direkt görüş yok	(Kim ve ark., 1996)

Yankılı kanalları karşılaştırmak ve kablosuz sistemlerin bazı kısımlarını geliştirmek için yankılı kanal parametreleri kullanılır. Geniş bantlı yankılı kanalların zamanda yayılma özellikleri ortalama yankı gecikmesi ve etkin yankı gecikmesi ile belirlenir. Etkin yankı gecikmesi sayısal sistemlerde BHO kestiriminde en yaygın kabul görendir.

Yankı gecikme dağılımının etkin değeri ve ortalama gecikmenin değeri kanalın bütün önemli özelliklerini tanımlamak için yeterli değildir. İki tane daha zaman düzlemi değişkeni kullanılarak kanal daha iyi bir biçimde tanımlanabilir. Her iki değişken τ_{ort} ve τ_{etkin} 'de olduğu gibi bir tane yankı güç profili veya ortalama profil kullanılarak hesaplanır. Bu parametrelerden biri olan yankı güç pencere genişliği Şekil 2.25'de W_p ile gösterilir ve toplam yankı gücünün % p kadarını içeren orta pencere genişliğidir. Pencere genişliği aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir.

$$W_p = (\tau_4 - \tau_2)_p \quad (2.73)$$

τ_2 ve τ_4 sınır değerleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\int_{\tau_2}^{\tau_4} P_h(\tau) d\tau = p \int_{\tau_0}^{\tau_5} P_h(\tau) d\tau = pP_{top} \quad (2.74)$$

Yankı güç penceresi dışındaki enerji iki eşit parçaya bölünmüştür. Örneğin %90'lık güç pencere genişliği ($W_{p=90}$); toplam yankı gücünün %5'i pencerenin solunda diğer %5'i ise sağında olacak biçimde gecikme pencere konumu seçildiğindeki pencerenin taban genişliğidir. %95'lik güç pencere genişliği ($W_{p=95}$) ise pencerenin solunda ve sağında toplam gücün %2.5'lik kısımlarına bakılarak seçilir.

Kanalı tanımlamak için kullanılan bir diğer değişken yankı aralığıdır ve Şekil 2.25'de I_p ile gösterilmiştir. Bu değişken yankı güç profilinin en yüksek değerinden X dB aşağıda ilk ve son kez kestiği noktalar arasında geçen zaman olarak ifade edilir ve (2.75) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$I_p = (\tau_3 - \tau_1)_p \quad (2.75)$$

Bu belirtilen değişkenlerden sistem tasarımında yankılı kanalın etkisini azaltmak için kullanılan sinyal işleyicilerin özelliklerini belirlemede yararlanılabilir. Örneğin SAG'ı engellemek için en yüksek yankı gecikmesinden daha büyük bir sembol süreli bir işleyici kullanılabilir. Ayrıca profil genişliği ve yankı penceresi değişkenlerinden frekans seçici sönmülemeyi engellemek için kullanılacak sinyal işlemlerin seçiminde de faydalanılabilir.

2.5.6.2. Frekans Düzlemi Tanımı

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

Frekans ilinti fonksiyonu (FİF) iletim bant genişliğinin farklı bölgelerinde meydana gelen sönümlenmelerin ilinti bilgilerini içerir ve zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu kullanılarak hesaplanır. İlinti belirgin derecede düşerse SAG oluşur. Eğer sembol hızı kanalın tutarlı bant genişliğine kıyasla büyükse SAG kaynaklı engellenemeyen hatalar meydana gelir.

Kanalın frekans ilinti fonksiyonu ve B_T 'si arasındaki ilişki frekans ilinti katsayısının 0.5, 0.75, veya 0.9'a düştüğü andaki bant genişliği olarak verilebilir.

Bir kanalın FİF'i kanalın ortalama yankı güç profilinin ($Y_{P_{ort}}$) Fourier dönüşümü ile belirlenebilir. Ancak bu ilişkinin kullanılabilmesi için kanalın durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı olması gerekir (Bultitude, 2002). Bu koşulların sağlandığı varsayılırsa yankı güç profilindeki yankı gecikmelerinin güç ağırlıklı standart sapması olan τ_{etkin} ile B_T arasında hesaplamalar yapılabilir.

Literatürde FİF'in hesaplanmasında iki yöntem izlenmiştir. Bu yöntemlerden biri yankı güç profiline Fourier dönüşümü uygulamak, diğeri ise zamanla değişen geçiş işlevinin aralıklı frekans ilinti fonksiyonunu hesaplamaktır.

Zamanla rastsal değişen kanalların özelliklerini belirlemek için zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu hesaplanmalıdır. Bir durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı için öz-ilinti fonksiyonunun sadeleştirilmiş biçimi (2.76) eşitliği ile verilir.

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad (2.76)$$

$R_T(\Omega; \xi)$ kanalın zaman-frekans ilinti fonksiyonudur. Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı için öz-ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki (2.77) eşitliğindeki gibidir.

$$R_T(\Omega; \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\xi; \tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (2.77)$$

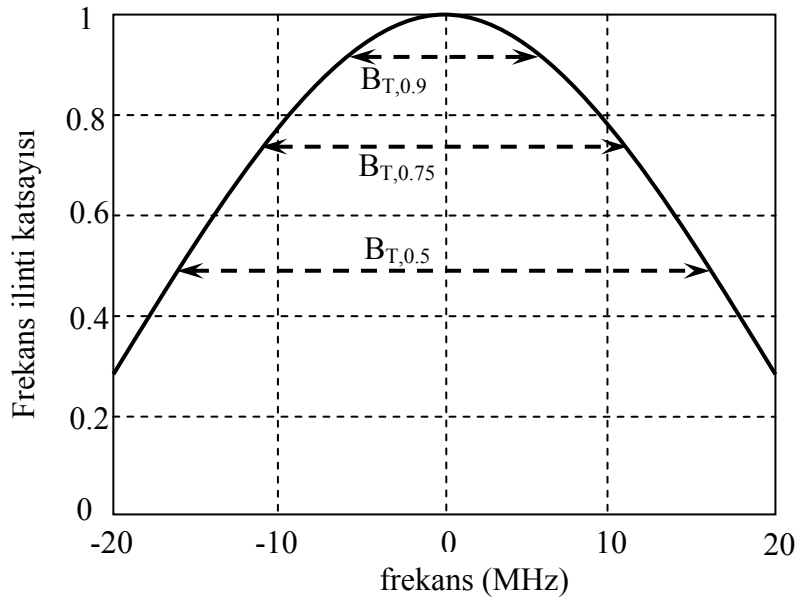
Gözlem zamanı aralığının $\xi=0$ olduğunu kabul edilirse (2.78), (2.79) ve dolayısıyla (2.80) eşitliklerine ulaşılır.

$$R_T(\Omega; 0) = R_T(\Omega) \quad (2.78)$$

$$P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad (2.79)$$

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (2.80)$$

$R_T(\Omega)$ kanalın FİF'idir ve genlik seçici sönümlenmeyi frekans aralığının bir fonksiyonu gibi gösterir. Bu fonksiyonun uygun ilinti katsayılarına eşit olduğu en küçük Ω değeri ise kanalın tutarlı bant genişliğini (B_T) verir.



Şekil 2.26. Kanal frekans ilinti fonksiyonunun bir örneği

Kanalın FİF'i ve B_T 'si arasındaki ilişki Şekil 2.26'da gösterildiği gibidir. FİF'in genliğinin 0.5, 0.75, 0.9'a düştüğü andaki bant genişliği $B_{T,0.5}$, $B_{T,0.75}$, $B_{T,0.9}$ olarak verilir.

2.5.6.3. Tutarlı Bant Genişliği

Tutarlı bant genişliği kanalın frekansta düz olarak tanımlanabileceği, zayıflama ve faz kaymasına maruz kaldıktan sonra bile frekans bileşenlerinin ilinti genliklerinin yüksek olduğu frekans aralığıdır. Bu nedenle tutarlı bant genişliğindeki frekans bileşenleri kanaldan geçerken benzer şekilde etkilenir. B_T kanalın frekans düzlemi özelliklerini belirlemek için kullanılır. Ayrıca B_T çeşitli modülasyon ve kanalın etkilerini azaltmak için kullanılacak çeşitlilik yöntemlerinin başarımının ve sınırlarının belirlenmesinde kullanılır (Gökalp, 2001). Eğer iletilen sinyalin bant genişliği B_T 'den daha büyük ise sinyal frekans seçici sönümlenmeye uğrar. Frekansta düz sönümlenmenin gerçekleşebilmesi için ise iletim bant genişliğinin B_T 'den küçük olması gerekir (Bultitude, 2002).

Tutarlı bant genişliği ve yankı gecikmesinin etkin değeri arasında kesin bir bağıntı yoktur. Bu ilişki yankı gecikme profilinin şekline bağlıdır. Ancak her ikisinin birbiriyle ters orantılı olarak değiştiği söylenebilir ve (2.81) eşitliği ile verilir (Rappaport, 1996).

$$B_T \propto \frac{1}{\tau_{\text{etkin}}} \quad (2.81)$$

Eğer tutarlı bant genişliği FİF'in 0.9 ilinti katsayısı için belirlenirse (2.81) eşitliğinin yeni hali (2.82)'deki gibi olur (Lee, 1989).

$$B_{T,0.9} \approx \frac{1}{50\tau_{\text{etkin}}} \quad (2.82)$$

FİF'in 0.5 ilinti katsayısı için tutarlı bant genişliği (2.83) eşitliği ile verilir.

$$B_{T,0.5} \approx \frac{1}{5\tau_{\text{etkin}}} \quad (2.83)$$

(Fleury, 1995)'da yapılan çalışmada kanalın B_T 'si ve τ_{etkin} 'nin çarpımının bir alt sınırı olduğunu öne sürülmüştür. (Engiz, 2007)'de yapılan çalışmada tutarlı bant

genişliği ile yankı gecikme dağılımının etkin değerinin çarpımının; alt sınırının $B_{T,0.5}$ için 0.1 olduğu, $B_{T,0.75}$ ve $B_{T,0.9}$ için böyle bir alt sınır olmadığı görülmüştür. Yine aynı çalışmada $B_{T,0.75}$ ve $B_{T,0.9}$ için τ_{etkin} çarpımının üst sınır değeri sırasıyla 0.23 ve 0.13 olarak belirlenmiştir.

2.5.6.4. Tutarlı Zaman Aralığı

Yankı gecikmesi ve tutarlı bant genişliği bir bölgedeki kanalın bozucu etkilerini gösteren parametrelerdir. Fakat alıcı verici arasındaki bağıl hareket ya da kanaldaki hareketli objelerden dolayı oluşan zamanla değişen kanal hakkında bilgi içermemektedir. Küçük ölçekli bölgede zamanla değişen kanal Doppler yayılımı ve tutarlı zaman aralığı parametreleri ile tanımlanır.

Doppler yayılımı gezgin iletim kanalının zamanla değişim hızının neden olduğu tayfsal genişlemenin bir ölçütüdür ve kanal birim vuruş tepkesinin hangi hızla değiştiğini gösterir. İletilen sinyal frekansı f_c ise alınan sinyal tayfı Doppler tayfı olarak bilinir ve bileşenleri $f_c - f_{d,\max}$ ile $f_c + f_{d,\max}$ arasındadır. Tayfsal genişleme gezgin birimin bağıl hızına ve alıcıya gelen dalganın geliş açısına bağlıdır. Eğer temel bant sinyalinin bant genişliği Doppler yayılımından çok fazla ise, alıcıda Doppler yayılımı ihmal edilebilir. Böyle bir kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak adlandırılır.

Tutarlı zaman aralığı, Doppler yayılımının neden olduğu frekanstaki bozulmanın zaman düzlemindeki karşılığını belirlemede kullanılır. Tutarlı zaman aralığı kanalın birim vuruş tepkesi istatistiklerinin değişmeden kalabildiği zaman aralığıdır. Doppler yayılımı ile tutarlı zaman aralığı arasında (2.84) eşitliğinde verildiği gibi ters orantı vardır.

$$T_r \propto \frac{1}{f_{d,\max}} \quad (2.84)$$

Burada $f_{d,\max}$ en büyük Doppler kaymasıdır ($f_{d,\max} = v/\lambda$). Tutarlı zaman aralığında alıcıya ulaşan iki sinyal arasında yüksek genlik ilişkisi söz konusudur. Eğer temel bant sinyalinin süresi kanalın tutarlı zaman aralığından daha büyük ise kanal

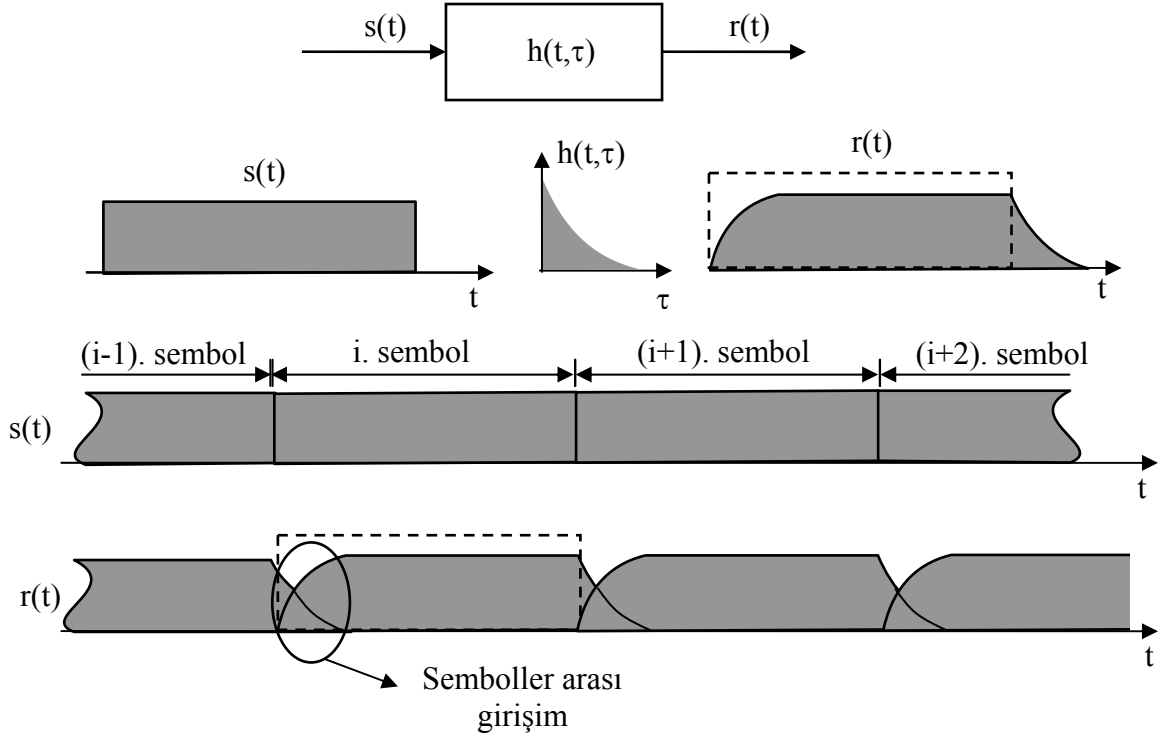
temel bant sinyalinin iletimi süresince değişecek ve bu da alınan sinyalde bozulmaya neden olacaktır. Eğer iki sinyal tutarlı zaman aralığından daha uzun bir sürede alıcıya gelirse kanalda farklı bozulmalara uğrayacaktır. Zaman ilinti fonksiyonunun 0.5 değeri için tutarlı zaman aralığı yaklaşık olarak (2.85) eşitliğindeki gibidir (Steele, 1994).

$$T_r \approx \frac{9}{16\pi f_{d,max}} \quad (2.85)$$

2.6. Tampon Zamanı Ve Alt Taşıyıcı Sayısının Belirlenmesi

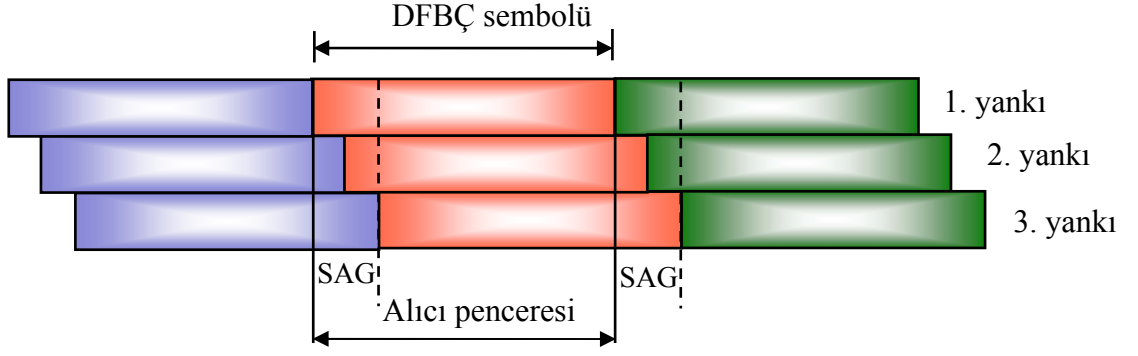
2.6.1. Semboller Arası Girişim Ve Tampon Zamanı Kullanımı

Kanalın yankı güç profil genişliği sembol süresine oranla ihmal edilemeyecek bir büyüklükte ise ard arda gelen semboller birbirlerine karışacak ve Şekil 2.27’de gösterildiği gibi SAG oluşacaktır. SAG indirgenemez bit hatalarına neden olmaktadır. İndirgenemeyin anlamı ise verici gücünü artırarak BHO’nun düşürülebilmesidir. Yüksek veri hızlarına çıkıldığında sembol süresi azalacak ve SAG’ın etkisi daha da artacaktır. Bu nedenle yüksek veri hızı gerektiren 4K uygulamalarında SAG’ın kötü etkisi mutlaka giderilmelidir.

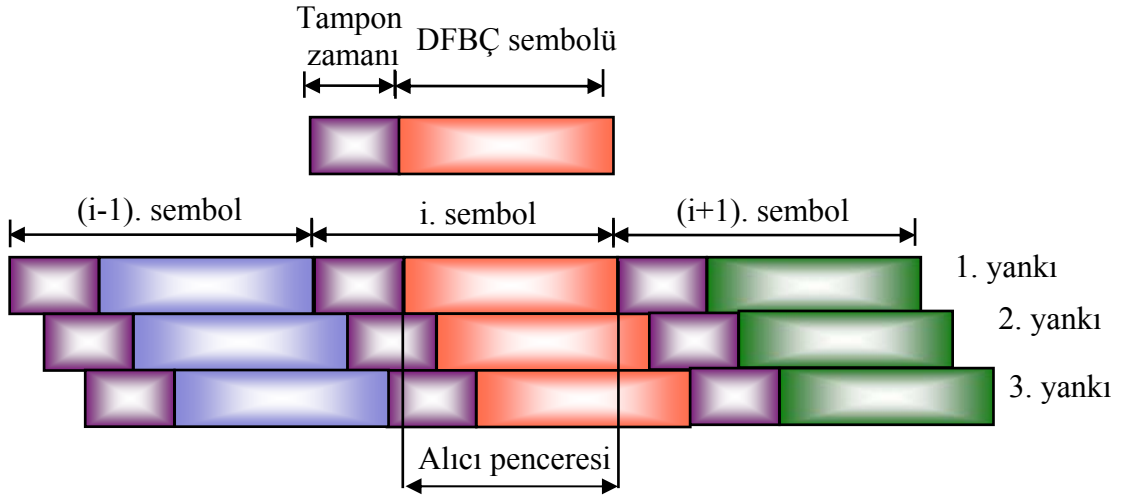


Şekil 2.27. Yankılı kanalda veri iletimi ve semboller arası girişim

SAG'ı önlemek için Şekil 2.28'de gösterildiği gibi her sembolün başına tampon zamanı yerleştirilir. Tampon zamanı boyunca sinyal verilmez. Bu tampon zamanı kullanımıyla sistemin yankı gecikmelerine olan duyarlılığı ve SAG azaltılır (Matiaie, 1998). Kullanılan tampon zamanı en yüksek yankı gecikmesinden daha geniş seçilerek SAG'ın etkisi ortadan kaldırılabilir. Tampon zamanı kullanımı ile SAG'da azalma meydana gelirken tayfsal verimlilikte düşme yaşanmaktadır.



(a)



(b)

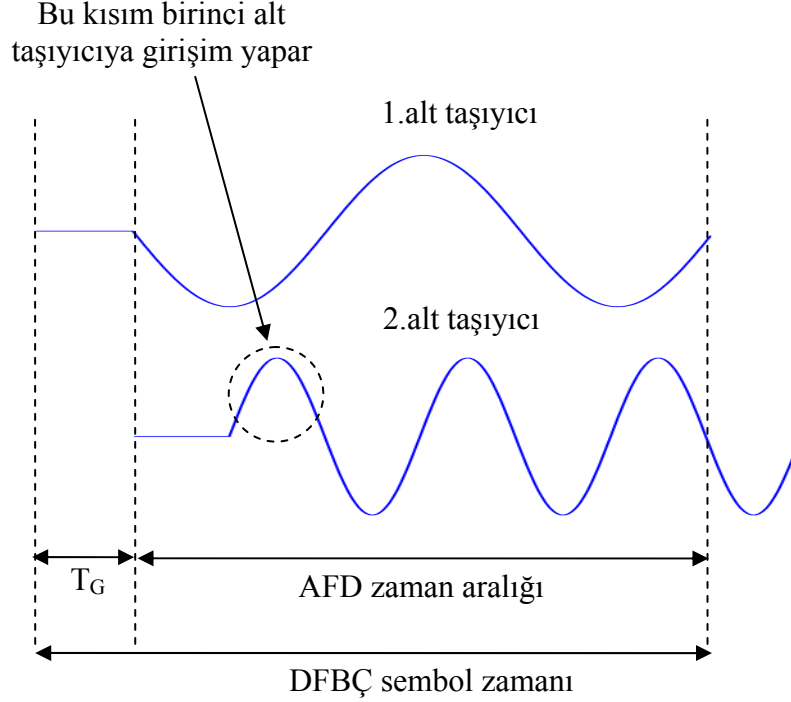
Şekil 2.28. Üç yankılı kanal durumu için tampon zamanı **a)** yokken **b)** varken semboller arası girişime etkisi

2.6.2. ÇT İletişimde Tampon Zamanı Ve Çevrimsel Ön-Ek Eklenmesi

Çok taşıyıcılı iletişimde alt taşıyıcı frekansları, sembol süresince tam sayıda periyodu olacak şekilde yerleştirilerek dikgen olmaları sağlanır. Yankılı kanalda dikgenlik kaybolur ve SAG oluşur. SAG'ı azaltmak için her DFBÇ sembolüne tampon zamanı yerleştirilir. Tampon zamanı bir sembole ait yankı bileşenlerinin sonraki sembole girişim yapmaması için yankı gecikmesinden daha geniş seçilir.

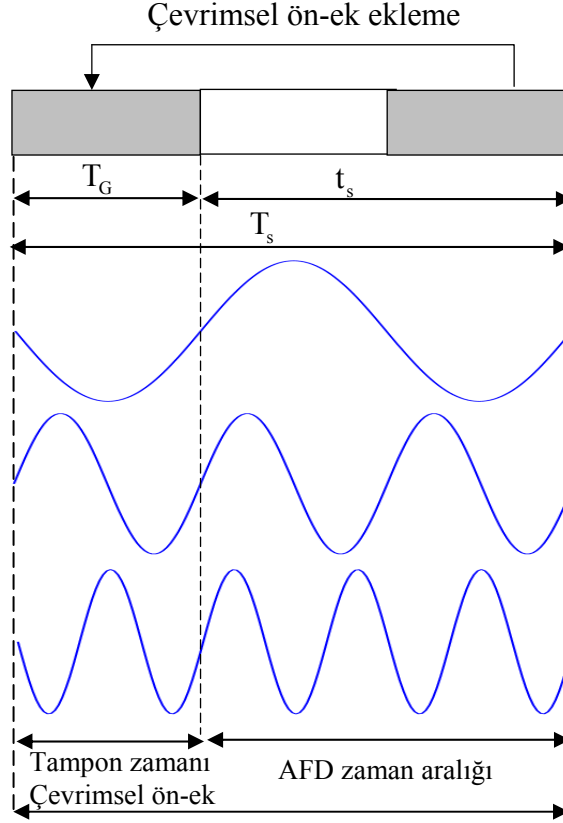
Tek taşıyıcılı sistemlerden farklı olarak çok taşıyıcılı sistemlerde tampon zamanında sinyal verilmediği zaman alt taşıyıcılar arası girişim (TAG) meydana gelir (Nee ve Prasad, 2000). TAG farklı alt taşıyıcılar arasındaki çapraz girişimdir ve alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin bozulmasıdır. Bu bozulma Şekil 2.29'da gösterilmiştir.

DFBÇ alıcısı 1 inci alt taşıyıcıyı demodüle etmek istediğinde 2 inci alt taşıyıcıdan kaynaklanan girişimde etkisi olacaktır. Çünkü AFD aralığında 1 inci ve 2 inci alt taşıyıcıların periyotları tam sayıya eşit değildir. Bu nedenle 1 ve 2 inci alt taşıyıcılar arasında çapraz girişim oluşur.



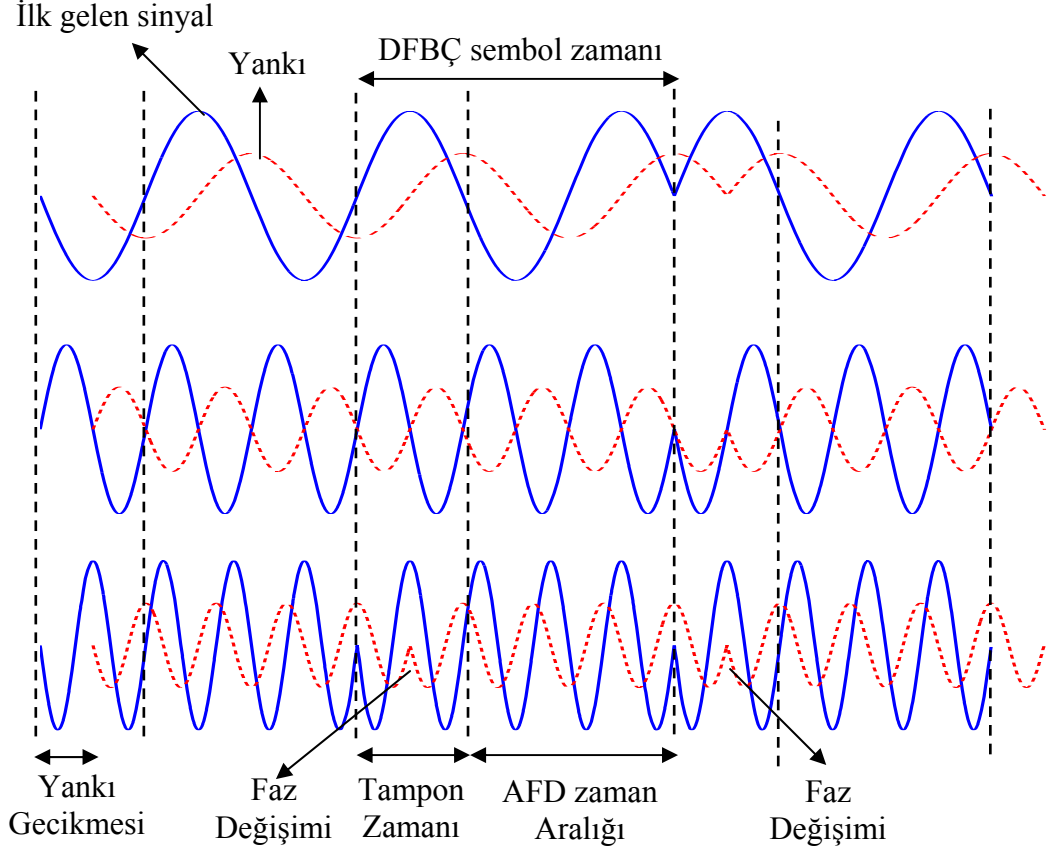
Şekil 2.29. Tampon zamanında sinyal verilmemesi durumunda yankının etkisi

Ardışık DFBÇ sembolleri arasına tampon zamanı yerleştirilerek SAG engellenebilir fakat alt taşıyıcıların dikgenliğinde meydana gelen bozulmadan kaynaklı TAG düzeltilemez. TAG'ı gidermek için Şekil 2.30'da gösterildiği gibi DFBÇ sembolünün tampon zamanında çevrimsel ön-ek ilave edilir. Böylece, en yüksek yankı gecikmesi tampon zamanından küçük olduğu sürece DFBÇ sembollerinin AFD aralığında tam sayılı periyotları olacaktır. Sonuç olarak en yüksek yankı gecikmesi tampon zamanından küçük olursa TAG sorunu ortaya çıkmayacaktır. Ön-eklerin kullanımıyla hem alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik korunur hem de ardışık DFBÇ sembolleri arasında meydana gelen SAG önlenmiş olur. Bu işlem gerçekleştirilirken TAFD çıkışındaki sinyalin bir parçasının kopyası sinyalin önüne yerleştirilir. Sinyalin her bir kopyasının AFD penceresinde tam sayıda periyotları vardır (Nee ve Prasad, 2000).



Şekil 2.30. Çevrimsel ön-ek eklenmiş DFBC sembolü

DFBC sembolünün yankılı kanaldan nasıl etkilendiği Şekil 2.31’de gösterilmiştir. Burada iki yankılı kanal söz konusudur. Noktalı çizgiler ikinci gelen yankıyı, siyah çizgiler ilk gelen yankıyı göstermektedir. Sembol süresince üç ayrı alt taşıyıcı gösterilmiştir. Gerçekte DFBC alıcısına gelen işaret bu sinyallerin toplamı şeklindedir. Yankının etkisini açık bir şekilde kavramak için ayrı gösterime gidilmiştir. Burada DFBC alt taşıyıcılarının BPSK modülasyonlu oldukları görülmektedir. Noktalı egride; faz değişimi birinci yankıdan sonra belirli bir zaman içinde olmaktadır. Burada yankı gecikmesi tampon zamanından daha kısadır. Bunun anlamı AFD zaman aralığında faz değişimi yoktur. Böylece alıcıya gelen sinyal küçük faz kaymalı sinüs dalgalarının toplamı şeklindedir. Bu toplama işleminde alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik bozulmaz. Yankı gecikmesi tampon zamanından büyük olursa dikgenlik kaybolur. Bu durumda, gecikmeli gelen yankıdaki faz değişimi AFD aralığının içinde olacaktır. Dikgen olmayan sinüs biçimli işaretlerin toplanması sonucunda bir miktar girişim olacaktır.



Şekil 2.31. İki yankılı ve üç alt taşıyıcılı DFBC sinyal örneği (noktalı çizgiler yankı bileşenlerini göstermektedir)

DFBC sisteminde çevrimsel ön-ekin eklenmesi ve sinyalin frekans tayfı Şekil 2.32’de gösterilmiştir. DFBC sisteminde toplam bit iletim hızı (2.86) eşitliğindeki gibidir.

$$R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{Q}{T_s} \quad (2.86)$$

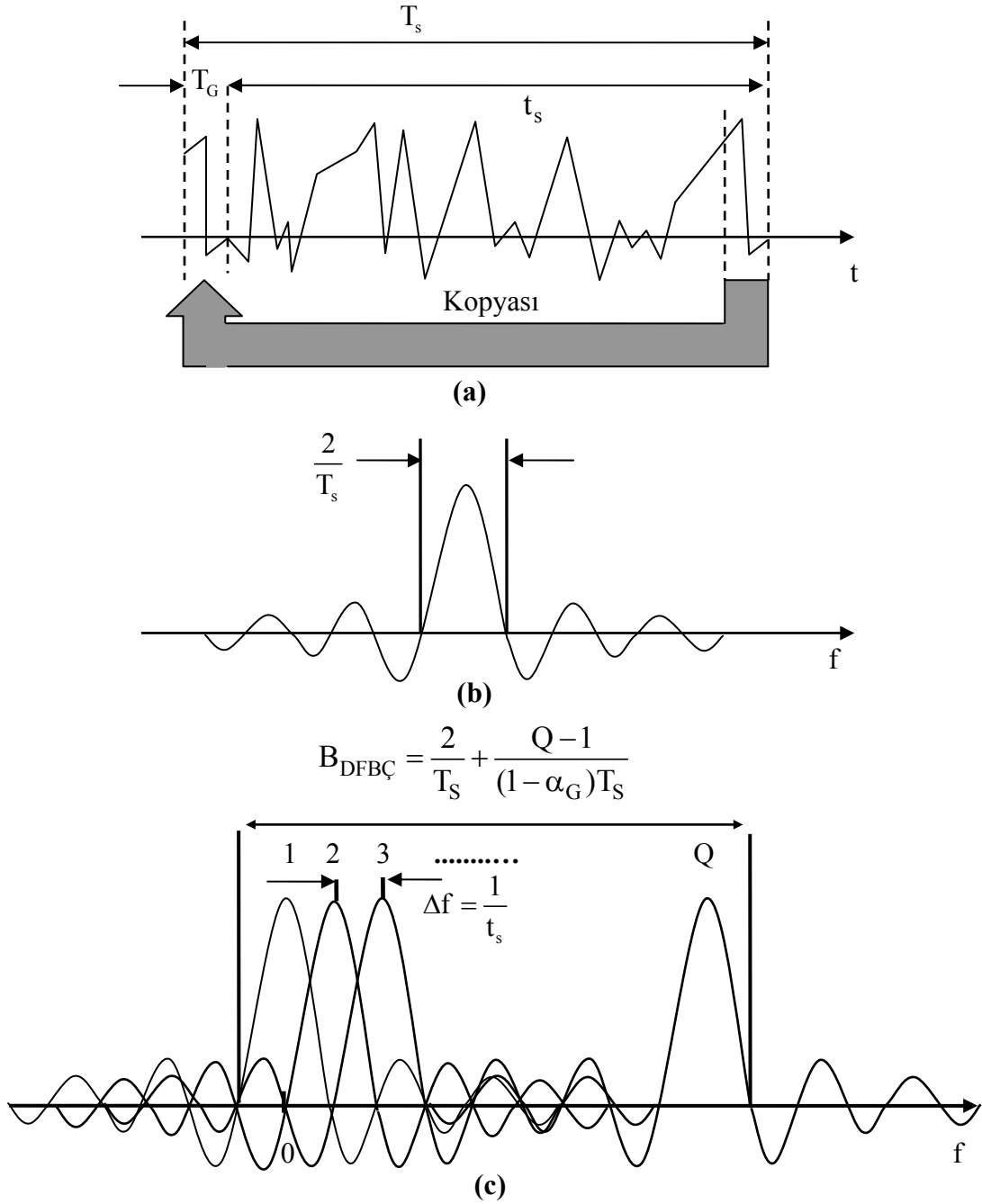
Q toplam alt taşıyıcı sayısı olmak üzere DFBC sisteminin bant genişliği (2.87), tampon zamanı çarpanı (2.88) eşitliği ile verilir.

$$B_{DFBC} = \frac{2}{T_s} + \frac{Q-1}{(1-\alpha_G)T_s} \quad (2.87)$$

$$\alpha_G = \frac{T_G}{T_s} \quad (2.88)$$

Eğer alt taşıyıcı sayısı yeterince büyük ise DFBC sisteminin bant genişliği (2.89) eşitliği ile ifade edilir.

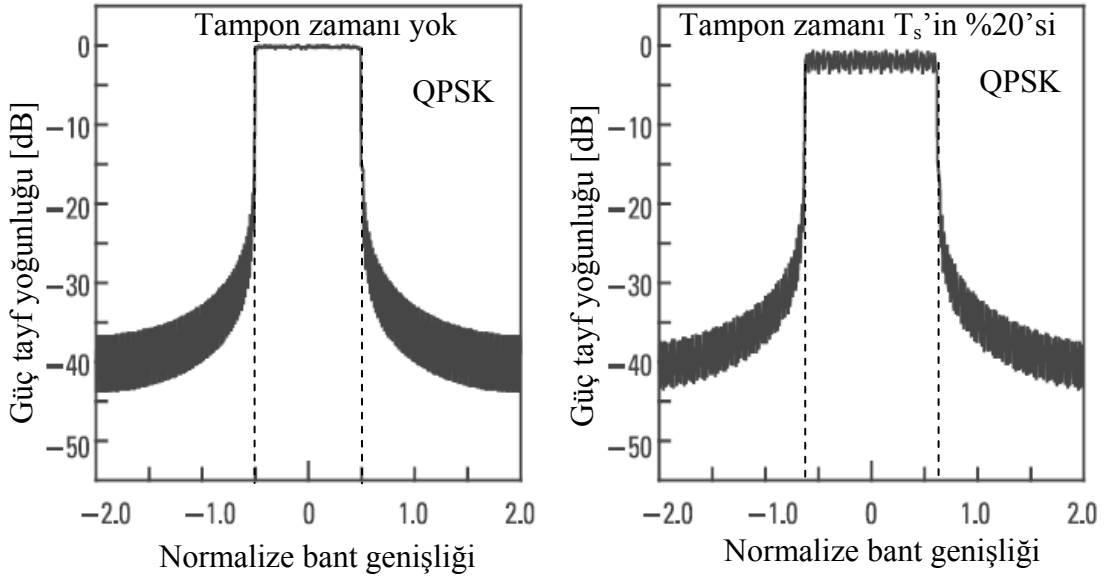
$$B_{DFBC} \cong \frac{Q}{(1-\alpha_G)T_s} = \frac{Q}{T_s} \frac{1}{\left(1-\frac{T_G}{T_s}\right)} = \frac{Q}{T_s - T_G} \quad (2.89)$$



Şekil 2.32. DFBC sisteminde **a)** çevrimsel ön-ek ekleme, **b)** darbe şekillendiricinin frekans tayfı, **c)** DFBC sinyalinin frekans tayfı

Tampon zamanı eklemek SAG'ı engellese de Şekil 2.33'de görüldüğü gibi gerekli olan iletim bant genişliğini artırmaktadır. Dolayısıyla tampon zamanı için ilave bant genişliğine ihtiyaç vardır. Tampon zamanı eklenmesi durumunda alt taşıyıcı sayısı yeterince büyük ise DFBC sistemi için bant genişliğinin veri iletim hızına bağlı ifadesi (2.90) eşitliği ile verilir (Hara ve Prasad, 2003).

$$B_{DFBC} = \frac{R_b}{1 - \alpha_G} \quad (2.90)$$



Şekil 2.33. 256 alt taşıyıcılı DFBC sinyalinin güç tayfı (Hara ve Prasad, 2003)

DFBC sisteminde çevrimsel ön-ekin vericide eklenmesi alıcıda ise kaldırılması Şekil 2.34 ve Şekil 2.35'de gösterilmiştir. Vericide TAFD geçip zaman düzlemine dönüşen verilerin son parçası sembolün başına getirilip çevrimsel ön-ek eklenir ve P/S dönüşüm yapıp kanala beslenir. Kanaldan geçip gürültü eklenmiş sinyal alıcıda S/P dönüşüme uğrar. Sonrasında çevrimsel ön-ekler kaldırılarak AFD bloğuna beslenir.

Tampon zamanı eklenip frekans düzleminde serpiştirme yapıldıktan sonra u uncu kullanıcı için verici çıkışındaki ÇT-KBÇE sinyali (2.91) eşitliği ile verilir.

$$s^u(t) = \frac{1}{NL} \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \sum_{\varphi=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\varphi) C^u(n) e^{j2\pi f_q(t-iT_s)} p_s(t-iT_s) \quad (2.91)$$

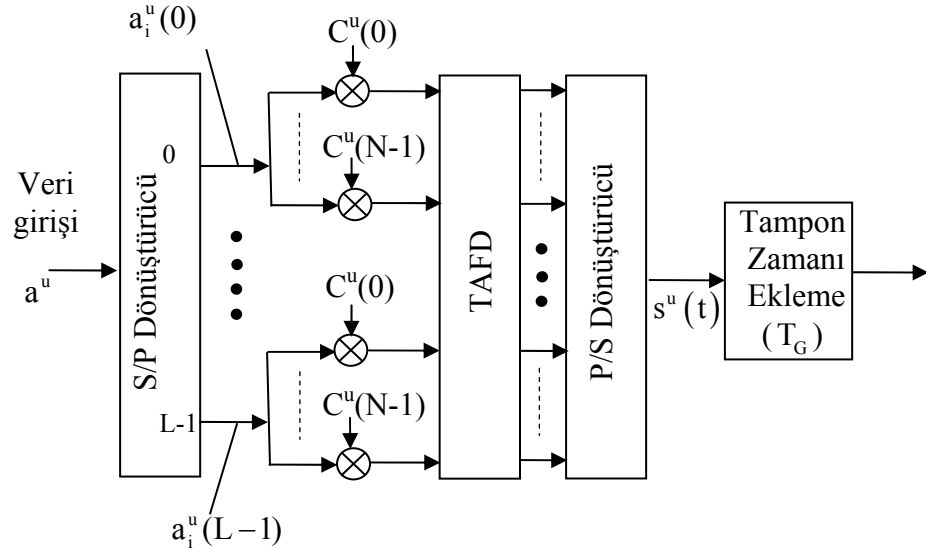
(2.91) eşitliğindeki bileşenler (2.92), (2.93) ve (2.94) eşitliklerindeki gibidir.

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (-T_G < t \leq t_s) \\ 0 & (t \leq -T_G, t > t_s) \end{cases} \quad (2.92)$$

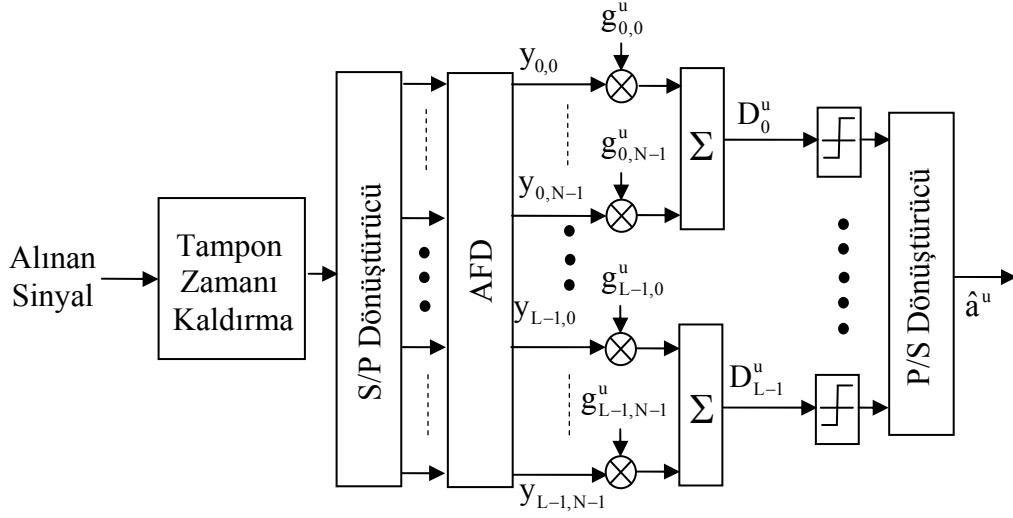
$$f_q = \frac{q}{t_s}, \Delta f = \frac{1}{t_s}, T_s = T_G + t_s \quad (2.93)$$

$$q = Ln + \varphi \quad (2.94)$$

Burada; L seri/paralel dönüştürücü çıkışındaki bit sayısı, T_s bir alt taşıyıcı için sembol süresi, t_s sembol süresinin kullanışlı bölgesi, T_G tampon zamanı, Δf komşu alt taşıyıcılar arası mesafe, $a_i^u(\varphi)$ S/P dönüştürücünün φ inci çıkışı $[a_i^u(0), a_i^u(1), \dots, a_i^u(L-1)]$, $C^u(n)$ u uncu kullanıcı genişletme kodunun n inci çipi, f_q q uncu alt taşıyıcının frekansı, $p_s(t)$ ise sembol süresine karşılık gelen darbedir.



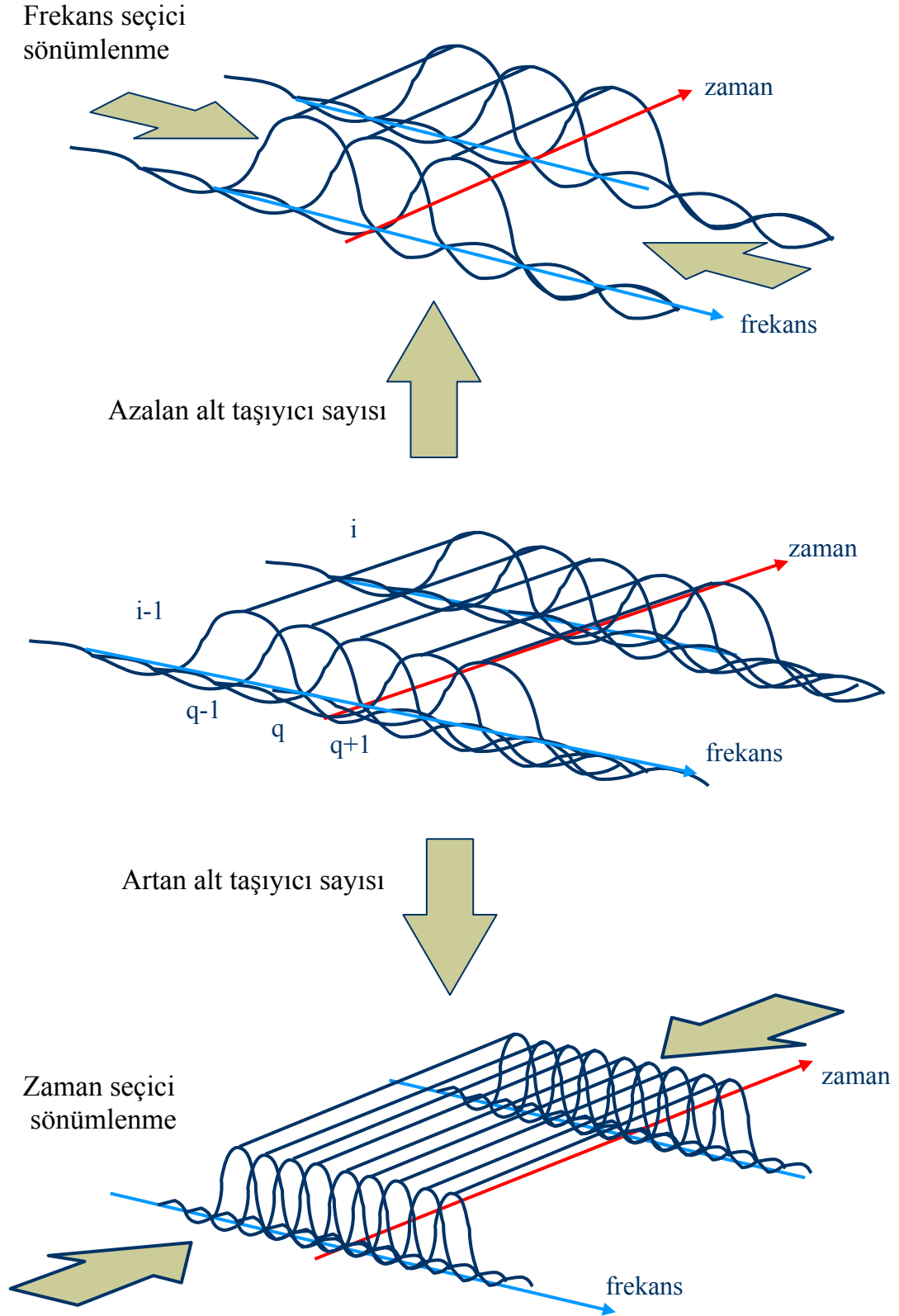
Şekil 2.34. ÇT-KBÇE sistemine tampon zamanı eklenmesi



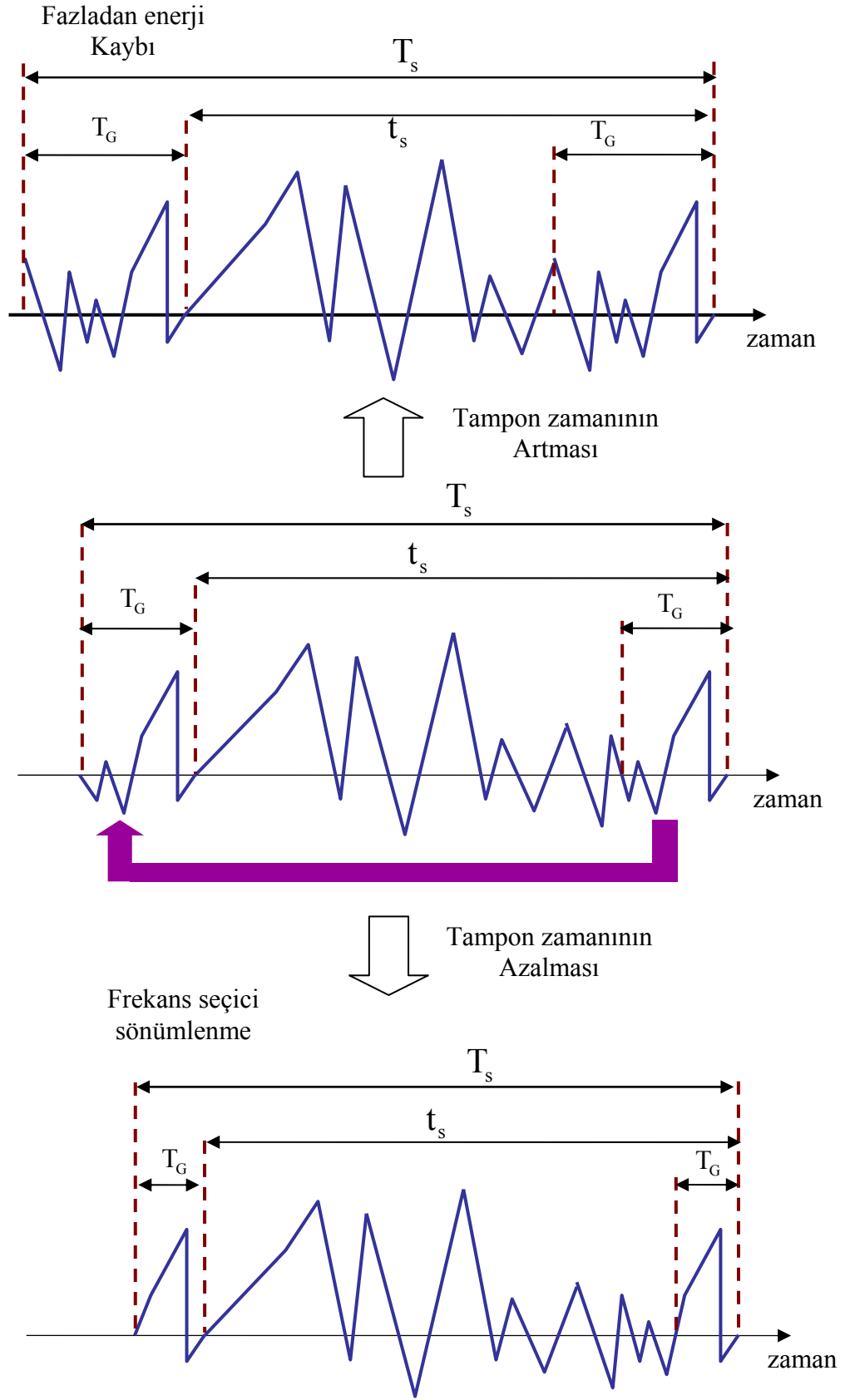
Şekil 2.35. Tampon zamanı eklendiğinde ÇT-KBÇE alıcı yapısı

2.6.3. En Uygun Alt Taşıyıcı Sayısı Ve Tampon Zamanının Belirlenmesi

Yankılı kanalın kötü etkisi çok taşıyıcılı sistemlerde çok sayıda alt taşıyıcı ve uygun tampon zamanı kullanılarak en aza indirgenebilir. Çok taşıyıcılı iletişimde artan taşıyıcı sayısı ile frekans düzleminde alt taşıyıcılar arası mesafe azalır ve sistemin Doppler kaymasına karşı dayanıklılığı düşer. Azalan alt taşıyıcı sayısı ile sembol süresi kısalır ve alt taşıyıcıların frekans seçici sönümlenmeye karşı dayanıklılıkları düşer. Farklı sayıdaki alt taşıyıcının zaman ve frekans düzleminde yerleşimi Şekil 2.36'da gösterilmiştir.



Şekil 2.36. En uygun alt taşıyıcı sayısının (Q_{uyg}) belirlenmesi (Nee ve Prasad, 2000)



Şekil 2.37. En uygun tampon zamanının ($T_{G_{uyg}}$) belirlenmesi (Nee ve Prasad, 2000)

Çok taşıyıcılı iletişimde tampon zamanı kullanımı ile SAG'ın etkisi azalır. SAG'ı tamamen ortadan kaldırmak için tampon zamanının kanalın en yüksek yankı gecikmesinden daha büyük olması gerekir. Tampon zamanında gereksiz güç harcandığından tampon zamanının büyümesiyle birlikte gereksiz yere harcanan güç de artmakta ve sistem başarımı Şekil 2.37'deki gibi azalmaktadır. Ayrıca tampon zamanı kullanımı ile bant genişliği verimi de düşmektedir. Bant genişliği verimi (2.95) eşitliği ile ifade edilir (Bremen, 2008).

$$\beta = \frac{\text{sembol hızı}}{\text{bant genişliği}} = \frac{Q \frac{1}{t_s + T_G}}{Q \frac{1}{t_s}} = \frac{1}{1 + \frac{T_G}{t_s}} = \frac{t_s}{t_s + T_G} = 1 - \frac{T_G}{T_s} \quad (2.95)$$

Tampon zamanı kullanımından dolayı SGO'daki kayıp (2.96) eşitliği ile verilir (Engels, 2002).

$$\begin{aligned} \text{SGO}_{\text{kayıp}} &= 10 \log_{10}(\beta) \\ &= 10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_G}{T_s} \right) \end{aligned} \quad (2.96)$$

Tampon zamanı sembol süresinin %20'si ise SGO'daki kayıp yaklaşık 1 dB kadardır (Nee ve Prasad, 2000).

Verilen bit hızı, Doppler frekansı ve kanalın τ_{etkin} değerleri için BHO en az indiren en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı vardır ve ÇT-KBÇE sistem tasarımında bu değerler önceden belirlenmesi gerekmektedir. (Hara ve Prasad, 1999)'da yapılan çalışmada alıcıya ulaşan sinyalin öz ilinti fonksiyonunu en büyük yapan alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı olarak belirlenmiştir. Aynı çalışmada alıcıya ulaşan sinyalin öz ilinti fonksiyonu elde etmek için vericiden dış ortama iletilen sinyalin iletim kanalından geçip alıcıda tekrardan bit değerinin elde edilmesine kadar olan aşamaları göz önüne alınmıştır. Bu aşamalar kısaca aşağıdaki gibidir.

Vericide TAFD çıkışındaki sinyalin bağıntısında kullanılan sembol sayısını azaltmak için toplam alt taşıyıcı sayısı Q ile ifade edilirse ($Q = L.N$) ve $b_i^u(q = N\phi + n)$ alınır (2.91) eşitliği (2.97)'deki gibi olur.

$$s^u(t) = \frac{1}{Q} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=0}^{Q-1} b_i^u(q) e^{j2\pi f_q(t-iT_s)} p_s(t-iT_s) \quad (2.97)$$

(2.97) eşitliğindeki bileşen değerleri (2.98) ve (2.99) eşitliklerinde verildiği gibidir.

$$b_i^u(q = N\phi + n) = a_i^u(\phi) C^u(n) \quad (2.98)$$

$$\phi = 0, 1, \dots, L-1, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.99)$$

Burada; q alt taşıyıcı indeksini, $b_i^u(q)$ u uncu kullanıcı i inci sembol ve ϕ inci S/P dönüştürücü çıkış verisi ile PN kodunun n inci çipinin çarpımını gösterir.

Vericiden dış ortama iletilen ÇT-KBÇE sinyali, yankılı kanaldan geçip sıfır AWGN eklendikten sonra alıcıya gelir. u uncu kullanıcı için alınan sinyal (2.100) eşitliği ile, alıcıya ulaşan toplam sinyal (2.101) eşitliğiyle verilir.

$$r^u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^u(t-\tau) h^u(t, \tau) d\tau + n(t) \quad (2.100)$$

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} r^u(t) \quad (2.101)$$

$h^u(t, \tau)$ u uncu kullanıcı için gezgin iletim kanalının zamanla değişen birim vuruş tepkisi olmak üzere kanal birim vuruş tepkisinin öz ilinti fonksiyonu (2.102) eşitliği ile elde edilir.

$$R_h^u(\tau) = E[h^{u*}(t, \tau) \cdot h^u(t, \tau)] = \sum_{m=1}^M \alpha_m^2 \delta(\tau - \tau_m) \quad (2.102)$$

Burada; $E[.]$ beklenen değer, $h^{u*}(t, \tau)$ kanal birim vuruş tepkesinin karmaşık eşleniği, σ_m^2 m inci yankının varyansı, τ_m m inci yankının gecikmesidir. Yankı genlik dağılımı sıfır ortalamalı Gauss dağılımı olduğunda (bu da Rayleigh dağılımına denktir) $R_h^u(\tau)$ ortalama yankı profilidir.

u uncu kullanıcı için alıcıya ulaşan sinyal (2.100) eşitliği ile verilmiştir. Kanalin geçiş işlevi tampon zamanı ve m inci yankı gecikmesi için eşitlik (2.103)'de verildiği gibi düzenlenebilir.

$$0 \leq \tau_m \leq T_g \quad (m = 0, 1, \dots, M_1 - 1) \quad (2.103)$$

$$T_G < \tau_m < T_s \quad (m = M_1, \dots, M - 1)$$

q uncu alt taşıyıcı için $t = iT_s$ anındaki Fourier katsayıları (2.104) ve (2.105) eşitliklerindeki gibidir (Hara ve Prasad, 1999).

$$r_q^u(iT_s) = \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{iT_s + t_s} r^u(t) e^{-j2\pi f_q(t - iT_s)} dt \quad (2.104)$$

$$\begin{aligned} r_q^u(iT_s) = & \left\{ \sum_{m=0}^{M_1-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{iT_s + t_s} \alpha_m^u(t) b_i^u(q) e^{-j2\pi f_q \tau_m} dt \right. \\ & + \left. \sum_{m=M_1}^{M-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s - T_G + \tau_m}^{iT_s + t_s} \alpha_m^u(t) b_i^u(q) e^{-j2\pi f_q \tau_m} dt \right\} \\ & + \left\{ \sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{Q-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{iT_s + t_s} \alpha_m^u(t) e^{j2\pi f_{k-q}(t - iT_s)} b_i^u(q) e^{-2\pi f_q \tau_m} dt \right. \\ & + \left. \sum_{m=M_1}^{M-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{Q-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s - T_G + \tau_m}^{iT_s + t_s} \alpha_m^u(t) e^{j2\pi f_{k-q}(t - iT_s)} b_i^u(q) e^{-j2\pi f_q \tau_m} dt \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{m=M_1}^{M-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{Q-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{iT_s - T_G + \tau_m} \alpha_m^u(t) e^{j2\pi f_{k-q}(t-iT_s)} b_{i-1}^u(q) e^{-j2\pi f_q(\tau_m - T_s)} \Bigg\} \\
& + \sum_{m=M_1}^{M-1} \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{iT_s - T_G + \tau_m} \alpha_m^u(t) b_{i-1}^u(q) e^{-j2\pi f_q(\tau_m - T_s)} + n_i(q)
\end{aligned} \tag{2.105}$$

(2.105) eşitliğindeki ilk terim istenilen sinyal bileşenini, ikinci terim TAG'ı, üçüncü terim SAG'ı ve son terim ise AWGN'yi temsil etmektedir.

u uncu kullanıcı için $t = iT_s$ ve $t = (i-1)T_s$ zaman aralığında q uncu alt taşıyıcı için en yükseğe oranlanmış öz ilinti fonksiyonu (2.106) eşitliğindeki gibidir (Hara ve Prasad, 1999).

$$\begin{aligned}
R_q^u(T_G, Q, R', f_d, \tau_{etkin}) &= \frac{E \left[r_q^u(iT_s) \cdot r_q^{u*}((i-1)T_s) \right]}{E \left[r_q^u(iT_s) \cdot r_q^{u*}(iT_s) \right]} \\
&= \frac{\sigma_{sl}^2}{\sigma_{s2}^2 + \sigma_{sl}^2 + \sigma_n^2}
\end{aligned} \tag{2.106}$$

(2.106) eşitliğinin bileşenleri (2.107), (2.108) ve (2.109) eşitliklerinde verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\sigma_{sl}^2 &= \sum_{m=0}^{M_1-1} \sigma_m^2 \left\{ 1 - \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 \left(\frac{(Q - T_G R')^2}{6} + Q^2 \right) \right\} \\
&+ \sum_{m=M_1}^{M-1} \sigma_m^2 \frac{(Q - \tau_m R')^2}{(Q - T_G R')^2} \left\{ 1 - \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 \left(\frac{(Q - \tau_m R')^2}{6} + Q^2 \right) \right\}
\end{aligned} \tag{2.107}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{s2}^2 = & \sum_{m=0}^{M_1-1} \sigma_m^2 \left\{ 1 - \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 \left(\frac{(Q - T_G R')^2}{6} + Q^2 \right) \right\} \\
& + \sum_{m=M_1}^{M-1} \sigma_m^2 \frac{(Q - \tau_m R')^2}{(Q - T_G R')^2} \left\{ 1 - \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 \frac{(Q - \tau_m R')^2}{6} \right\} \\
& + \sum_{m=M_1}^{M-1} \sigma_m^2 \frac{(-T_G R' + \tau_m R')^2}{(Q - T_G R')^2} \left\{ 1 - \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 \frac{(-T_G R' + \tau_m R')^2}{6} \right\}
\end{aligned} \tag{2.108}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_I^2 = & \sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{Q-1} \sigma_m^2 \frac{\left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 (Q - T_G R')^2}{2\pi(k-q)^2} \\
& + \sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{Q-1} \sigma_m^2 \left\{ \frac{\left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 (Q - \tau_m R')^2}{2\pi(k-q)^2} \text{Cos} \left(\frac{2\pi(k-q)(Q - \tau_m R')}{(Q - T_G R')} \right) \right. \\
& + \frac{\left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 Q - T_G R' \cdot (Q - \tau_m R')^2}{\pi^3 (k-q)^3} \text{Sin} \left(\frac{2\pi(k-q)(Q - \tau_m R')}{(Q - T_G R')} \right) \\
& + \left(\frac{1}{2\pi^2 (k-q)^3} + \frac{3 \left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 (Q - T_G R')^2}{4\pi^2 (k-q)^4} \right) \left(1 - \text{Cos} \left(\frac{2\pi(k-q)(Q - \tau_m R')}{(Q - T_G R')} \right) \right) \\
& + \left(\frac{\left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 (-T_G R' + \tau_m R')^2}{2\pi^2 (k-q)^2} \text{Cos} \left(\frac{2\pi(k-q)(-T_G R' + \tau_m R')}{(Q - T_G R')} \right) \right. \\
& + \left. \left(\frac{\left(\frac{\pi f_d}{R'} \right)^2 (Q - \tau_m R')(-T_G R' + \tau_m R')}{\pi^3 (k-q)^3} \text{Sin} \left(\frac{2\pi(k-q)(-T_G R' + \tau_m R')}{(Q - T_G R')} \right) \right) \right)
\end{aligned}$$

$$+ \left\{ \frac{1}{2\pi^2(k-q)^3} + \frac{3\left(\frac{\pi f_d}{R'}\right)^2 (Q-T_G R')^2}{4\pi^2(k-q)^4} \right\} \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi(k-q)(-T_G R' + \tau_m R')}{(Q-T_G R')} \right) \right) \quad (2.109)$$

Burada; $R' = NR_b$ çip hızını, σ_n^2 gürültünün varyansını göstermektedir. ÇT-KBÇE sisteminde verilen bir iletim hızı (R'), Doppler kayması ve kanalın etkin değeri için BHO'yu en aza indirgeyen alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı vardır. Q_{uyg} ve $T_{G_{uyg}}$ (2.106) eşitliğini en büyük yapar. En uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı (2.106) eşitliği zaman/frekans seçici kanalda alınan sinyalin ne kadar bozulduğunun bir ölçütüdür ve en az bozulma olması için zaman-frekans düzleminde sinyalin nasıl yerleştireceğini gösterir. Böylece Q_{uyg} ve $T_{G_{uyg}}$ (2.110) eşitliğindeki gibi belirlenir (Hara ve ark.,1996).

$$\left[Q_{uyg}, T_{G_{uyg}} \right] = \arg \left\{ \max R_q \left(Q, T_G / R', f_d, \tau_{etkin} \right) \right\} \quad (2.110)$$

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Giriş

Bu çalışmada gezgin iletim kanal değişkenlerinin ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendi. ÇT-KBÇE sistem başarımını incelemek için MATLAB programlama dilinde yazılan bir ÇT-KBÇE benzetimcisi oluşturuldu. Benzetimlerde üstel olarak azalmayan gerçek kanal birim vuruş tepkeleri kullanıldı. ÇT-KBÇE sistem parametrelerinden alt taşıyıcı sayısının, kullanıcı sayısının, ön-ek uzunluğunu ve iletim bant genişliğinin kanal özellikleri ile olan ilişkisi belirlendi.

Kanalın τ_{etkin} ya da B_T değerinden hangisinin ÇT-KBÇE sistemi için en iyi kanal özelliklerini gösterdiği ve tutarlı bant genişliği değerinden hangisinin sistem başarımı ile en iyi ilişkilendirilebilir olduğu araştırıldı. Alt taşıyıcı ve kullanıcı sayıları literatürdeki çalışmalardan farklı olarak kanalın B_T değeri ile ilişkilendirildi.

Kuramsal kanal modelleri kullanıldığında ilgilenilen bant boyunca kanal benzer frekans seçicilik özelliği gösterirken gerçek kanal uygulamalarında ise bant genişliği boyunca farklı frekans seçicilikli yapı olabilir. Bu nedenle sistem başarımına kullanılan bant genişliğinin etkisi incelendi. İletim bant genişliğine bağlı olarak sistem başarımındaki değişim gözlemlendi.

Literatürde tampon zamanı seçiminde farklı iki yol izlenmektedir. Bunlardan ilki tampon zamanı olarak kanalın τ_{etkin} değerinin dört katını almak, ikincisi ise sistem başarımında 1 dB'lik azalma yaratacak süreyi kabul edilebilir tampon zamanı olarak almaktır. En uygun tampon zamanını bulabilmek için sistem başarımındaki değişimi en az yapan tampon zamanı belirlendi. Yararlı, SAG, TAG ve ÇEG güç ifadeleri kuramsal olarak çıkartıldı. Sonrasında MATLAB dilinde yazılan programla tek hücreli tek kullanıcı sistem için farklı kanal profillerinin $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} güç değerleri bulundu. Bu güç değerleri ve verilen E_b/N_0 için sistem başarımındaki değişim bulunup değişimin en az olduğu süre en uygun tampon zamanı olarak belirlendi. Bu süre ile, kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s arasında kesin bir bağıntının olmadığı görüldü. Sonrasında bu süre kanalın yankı güç pencere genişliği ile ilişkilendirildi. Toplam yankı gücünün belirli bir yüzdesini içeren yankı güç pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılabileceği belirlendi.

3.2. Alt Taşıyıcı Sayısı Ve Ön-Ek Uzunluğunun Belirlenmesi

Yankı gecikmesi ile tampon zamanı birbirleriyle doğrudan ilişkilidir. Genel kabul gören yaklaşım, tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değerinin iki ile dört katı arasında seçilmesidir (Nee ve Prasad, 2000). Tampon zamanı kullanımından kaynaklanan SGO kayıplarını azaltmak için sembol süresi tampon zamanından çok büyük seçilmelidir. Sembol süresi çok büyüdüğünde ise alt taşıyıcılar arası mesafe azalmakta, uygulama karmaşıklıkları doğmakta, faz ve frekans bozulmalarına karşı sistem duyarlı hale gelmektedir (Pollet ve ark., 1995). Bunun yanında TOGO'da artmaktadır (Rapp, 1991; Pauli ve Kuchenbecker, 1997).

Yukarıda bahsedilen kısıtlamalar göz önünde bulundurularak sembol süresi ve tampon zamanı belirlendikten sonra, her bir alt taşıyıcının bant genişliği elde edilir. Alt taşıyıcı bant genişliği aktif sembol süresinin tersi alınarak bulunur. Aktif sembol süresi toplam sembol süresinden tampon zamanının çıkarılmasıyla elde edilir. Alt taşıyıcı sayısı iki farklı şekilde hesaplanabilir. Bunlardan ilkinde toplam bant genişliği alt taşıyıcı bant genişliğine bölünür, ikincisinde ise gerekli bit hızı her bir alt taşıyıcının veri hızına bölünür. Alt taşıyıcıdaki veri hızı modülasyon tipine (örn. QAM için 16), kanal kodlamasına ve sembol hızına bağlı olarak değişir.

(Nee ve Prasad, 2000)'de sistem gereksinimleri ve buna bağlı olarak alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanının bulunması örneği verilmiştir. Gerçeklenmek istenilen DFBÇ sisteminin gereklilikleri; veri hızı 20 Mbit/s, yankı gecikmesi 200 ns ve bant genişliği 15 MHz'den küçük olmak kaydıyla bu sisteme ait tampon zamanı ve alt taşıyıcı sayısı aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır.

Tampon zamanı olarak yankı gecikmesinin dört katı süre (800 ns) seçilmiştir. DFBÇ sembol süresi tampon zamanı kaybını 1 dB'den küçük yapmak için tampon zamanının 6 katı seçilmiştir. Bu durumda sembol süresi $4.8 \mu\text{s}$ ve alt taşıyıcı bant

genişliği $\frac{1}{4.8 \mu\text{s} - 0.8 \mu\text{s}} = 250 \text{ Hz}$ 'dir. Alt taşıyıcı sayısını belirlemek için veri hızının

DFBÇ sembol hızı oranına bakılmıştır. 20 Mbit/s'lik veri hızına ulaşmak için her bir DFBÇ sembolü 96 bit taşımalıdır ($96 / 4.8 \mu\text{s} = 20 \text{ Mbit/s}$). Bunu gerçeklemek için birçok seçenek vardır. Bunlardan bir tanesi 16 QAM ve $1/2$ 'lik kanal kodlama

kullanmaktadır. $\frac{1}{2}$ 'lik kanal kodlama kullanıldığında her alt taşıyıcıda 2 bit iletilecektir. Bu durumda sembol başına 96 bit iletmek için 48 alt taşıyıcı gereklidir.

Bölüm (2.6.3)'deki (Hara ve Prasad, 1999)'ların çalışmasında en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı (2.110) eşitliği ile verilmiştir. Gerçek kanal verileri için Q_{uyg} ve $T_{G_{uyg}}$ elde etmek için (2.110) eşitliğindeki bağıntıları kullanıp en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanını bulmak için MATLAB programlama dilinde bir program yazıldı (EK.A).

Programın çalışması kısaca şu şekildedir. Başta rastgele tampon zamanı belirlenip alt taşıyıcı sayısı birden başlayarak teker teker artırılmakta ve her alt taşıyıcı sayısı için kullanılan tampon zamanına bağlı R_{q,T_G} değeri (eşitlik 2.110) elde edilmektedir. Başka bir tampon zamanı için tekrardan alt taşıyıcı sayıları teker teker artırılıp R_{q,T_G} değeri elde edilmektedir. Sonuçta verilen kanal profili için tüm tampon zamanları ve alt taşıyıcı sayıları için R_{q,T_G} matrisi oluşturulmaktadır. Bu matrisin en büyük değerli elemanı seçilip en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanı bulunmaktadır. Örneğin kanal özellikleri Bölüm (3.6)'de anlatılacak olan K1 profili için tampon zamanı $0.88 \mu s$ seçildiğinde $R_{q,0.88\mu s}$ en büyük değerini (yaklaşık olarak 45) 198 alt taşıyıcı sayısı için almaktadır. Tampon zamanı $0.44 \mu s$ seçildiğinde ise $R_{q,0.44\mu s}$ en büyük değerini (yaklaşık olarak 4.5) 330 alt taşıyıcı sayısı için almaktadır. Bu iki tampon zamanı dikkate alındığında bu kanal profili için en uygun alt taşıyıcı sayısı 198 ve en uygun tampon zamanı ise $0.88 \mu s$ 'dir.

K1 kanal profili için en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanının doğruluğundan emin olmak için R_{q,T_G} değerleri çok daha fazla tampon zamanı için elde edilmelidir. Ancak herhangi bir tampon zamanı için dahi R_{q,T_G} değerini hesaplamak gerçek kanal verileri için çok fazla işlem yükünden dolayı zorlaşmaktadır. Yukarıdaki örnekte K1'in verilmesinin sebebi, bu kanal profilinin frekans seçiciliğinin ve kanalın etkin değerinin düşük olmasıdır. Yani alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanının beklenen değerleri düşüktür. Frekans seçiciliği yüksek bir kanal göz önüne alındığında; en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanını elde edebilmek için ilk önce alt taşıyıcı sayısını sabit seçip farklı tampon zamanları için (2.110) eşitliğini en büyük yapan değer bulunmalıdır. Sonrasında ise farklı alt taşıyıcı sayısı için tekrardan farklı tampon zamanı bulunmalıdır. Olası tüm alt taşıyıcılar ve tampon zamanları için (2.110) eşitliğini en

büyük yapan değer seçilerek Q_{uyg} ve $T_{G_{uyg}}$ elde edilmiş olur. Bu yöntemle en uygun alt taşıyıcı sayısını ve tampon zamanını belirlemek az yankılı gerçek kanal profilleri için dahi çokça zaman almaktadır. Dolayısıyla frekans seçiciliği yüksek gerçek kanallar için bu yöntem kullanışlı olmamaktadır.

Yapılan benzetim sonuçları göz önünde bulundurulduğunda (Hara ve Prasad, 1999)'ların önerdiği yöntem ile en uygun tampon zamanını tahmin etmenin aldığı zaman düşünüldüğünde, daha basit ama $T_{G_{uyg}}$ 'na oldukça yakın değerler veren ve Bölüm 3.3'de ele alınan yöntem en uygun tampon zamanı tahmininde kullanılabilir.

3.3. En Uygun Tampon Zamanının Belirlenmesi

Yankılı kanalda oluşan SAG'ı azaltmak için her ÇT-KBÇE sembolünün başına tampon zamanı yerleştirilir. (Lee ve Park, 2003)'de yapılan çalışmada kanal modeli olarak frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanal kullanılmış ve tampon zaman aralığının kanalın τ_{etkin} değerinin 4 katı olması gerektiği sonucuna varılmıştır. (Kunnari ve Inatti, 2006)'da üstel olarak azalan kanal göz önüne alınmış ve tampon zamanının sembol için kullanılan sürenin %20'si olması gerektiği sonucuna varılmıştır.

ÇT-KBÇE sisteminde sistem başarımındaki azalmanın kaynağı olarak aşağıdaki güç değerleri gösterilebilir.

- Tampon zamanında harcanan gereksiz güç
- Semboller arası girişim gücü
- Alt taşıyıcılar arası girişim gücü
- Çoklu erişim gücü
- AWGN gücü

Dolayısıyla sistem başarımındaki azalmayı en az yapan tampon zamanı *en uygun tampon zamanı* olarak belirlenebilir.

Alicıda kazanç birleştirme aşamasından sonraki ℓ inci bite ait toplam güç ifadesi (3.1) eşitliği ile verilebilir.

$$P(\ell) = E_b \left(1 - \frac{T_G}{T_s} \right) \left[P_{yaryl}(\ell) + P_{SAG}(\ell) + P_{TAG}(\ell) + P_{ÇEG}(\ell) \right] + P_{AWGN}(\ell) \quad (3.1)$$

Burada $\left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right)$ çarpanı tampon zamanı kullanımından kaynaklanan güç kaybını, E_b bit başına düşen enerjiyi, $P_{\text{AWGN}}(\ell)$ toplanır beyaz Gauss gürültüsünü $[P_{\text{AWGN}}(\ell) = N_0]$ göstermektedir. Alıcıda ℓ inci S/P çıkışındaki bit için sinyal gücünün gürültü gücüne oranı, $P(\ell)$ ifadesindeki yararlı gücün geri kalan bileşenlere oranı biçiminde (3.2) eşitliği ile ifade edilir.

$$\left(\frac{S}{G}\right)_\ell = \frac{E_b \left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) P_{\text{yararlı}}(\ell)}{E_b \left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) [P_{\text{SAG}}(\ell) + P_{\text{TAG}}(\ell) + P_{\text{ÇEG}}(\ell)] + N_0} \quad (3.2)$$

Yankılı kanalda SGO değeri AWGN kanal ile karşılaştırıldığında anlamlı ölçüde azalır. AWGN kanalı için tampon zamanı kullanılmadığı durumda normalize edilmiş güç değerleri $P_{\text{yararlı}}(\ell) = 1$, $P_{\text{SAG}}(\ell) = 0$, $P_{\text{TAG}}(\ell) = 0$, $P_{\text{ÇEG}}(\ell) = 0$ ve SGO değeri E_b/N_0 'a eşittir. Tek kullanıcı bir sistemde kanalın birim vuruş tepkesinin ortalama enerjisi 1'e eşit ise yararlı güç ve girişim gücünün toplamı da (3.3) eşitliğinde verildiği gibi 1'e eşit olmaktadır.

$$P_{\text{yararlı}}(\ell) + P_{\text{SAG}}(\ell) + P_{\text{TAG}}(\ell) = 1 \quad (3.3)$$

Bu koşullar altında SGO'daki değişme miktarı (3.4) eşitliği ile verilir.

$$\left(\frac{S}{G}\right)_{\text{değişim}}^\ell = 10 \log \left(\frac{\left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) P_{\text{yararlı}}(\ell)}{1 + \frac{E_b}{N_0} \left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) [P_{\text{SAG}}(\ell) + P_{\text{TAG}}(\ell)]} \right) \quad (3.4)$$

Sonuç olarak (3.4) eşitliğindeki değişimi en az yapan tampon zamanı en uygun tampon zamanı olarak belirlenebilir. Sistem başarımındaki değişimi belirlemek için $P_{\text{yararlı}}, P_{\text{SAG}}, P_{\text{TAG}}, P_{\text{ÇEG}}, P_{\text{AWGN}}$ değerlerinin bilinmesi gerekir. Bu çalışmada ÇT-KBÇE

sistemi için bu değerler kuramsal olarak belirlendi. Bu değer çıkartım işlemleri Bölüm 3.4’de ayrıntılı bir şekilde anlatıldı.

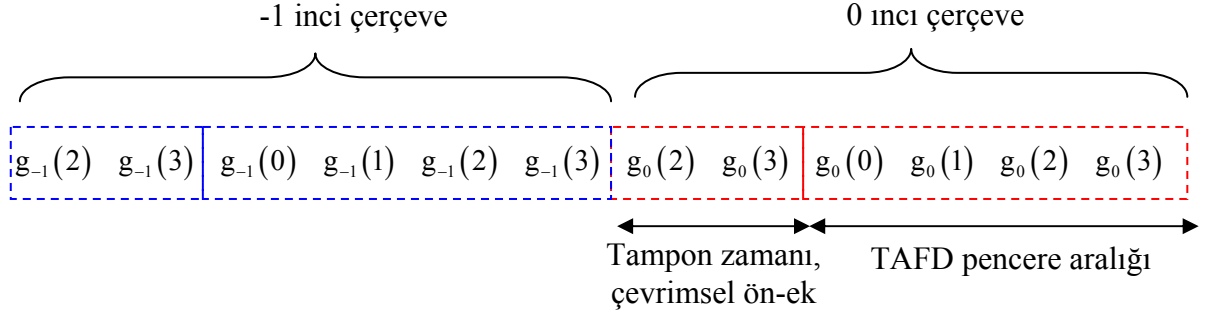
ÇT-KBÇE sistemi için güç ifadelerinin çıkartılışına geçmeden basit ve anlaşılır olması açısından DFBC sisteminde vericiden dış ortama iletilen bir bitin iletim kanalından geçip alıcıda tekrardan elde edilmesine kadar olan süreci göz önünde bulunduralım. İşlem karmaşıklığını azaltması için tek kullanıcı, iletim kanalının yankılar arası sürenin eşit ve 4 yankılı, alt taşıyıcı sayısının 4 ve ön-ek uzunluğunun ise 2 yankı arası süre kadar olduğunu varsayalım. İletilen veri bitlerinin zaman düzlemi karşılıkları $a_{-1}(0)$, $a_{-1}(1)$, $a_{-1}(2)$, $a_{-1}(3)$, $a_0(0)$, $a_0(1)$, $a_0(2)$, $a_0(3)$, $a_1(0)$, $a_1(1)$, $a_1(2)$, $a_1(3)$,... şeklinde olsun. Burada $a_i(\ell)$ i inci çerçevedeki ℓ inci biti göstermektedir (her bir çerçeve dört bitten oluşmaktadır). Kanalin birim vuruş tepkisi ise $h=[h(0), h(1), h(2), h(3)]$ şeklinde olsun. Vericideki TAFD aşamasından geçen veri bitleri $g_i(m)$ eşitliği ile verilir.

$$g_i(m) = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 a_i(n) e^{j2\pi \frac{n.m}{4}} \quad (3.5)$$

Sıfırıncı çerçeve için verici çıkışları $g_0(0), g_0(1), g_0(2), g_0(3)$ aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} g_0(0) &= \frac{1}{4} [a_0(0) e^{j2\pi \frac{0.0}{4}} + a_0(1) e^{j2\pi \frac{1.0}{4}} + a_0(2) e^{j2\pi \frac{2.0}{4}} + a_0(3) e^{j2\pi \frac{3.0}{4}}] \\ g_0(1) &= \frac{1}{4} [a_0(0) e^{j2\pi \frac{0.1}{4}} + a_0(1) e^{j2\pi \frac{1.1}{4}} + a_0(2) e^{j2\pi \frac{2.1}{4}} + a_0(3) e^{j2\pi \frac{3.1}{4}}] \\ g_0(2) &= \frac{1}{4} [a_0(0) e^{j2\pi \frac{0.2}{4}} + a_0(1) e^{j2\pi \frac{1.2}{4}} + a_0(2) e^{j2\pi \frac{2.2}{4}} + a_0(3) e^{j2\pi \frac{3.2}{4}}] \\ g_0(3) &= \frac{1}{4} [a_0(0) e^{j2\pi \frac{0.3}{4}} + a_0(1) e^{j2\pi \frac{1.3}{4}} + a_0(2) e^{j2\pi \frac{2.3}{4}} + a_0(3) e^{j2\pi \frac{3.3}{4}}] \end{aligned}$$

Verici çıkışı tampon zamanı süresince çevrimsel ön-ek eklendikten sonra iletim kanalına beslenir. -1 inci ve 0 ıncı çerçeveler için çevrimsel ön-ek eklendikten sonraki zaman düzlemi gösterimleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.1. DFBC sisteminde çevrimsel ön-ek eklendikten sonraki zaman düzlemi gösterimi

Çevrimsel ön-ek eklendikten sonra verici çıkışı ile kanalın birim vuruş tepkesinin katlaması alınır. Gürültüsüz bir kanal için sıfıncı çerçeve göz önüne alındığında; alıcıya gelen sinyalden çevrimsel ön-ek kaldırılarak $Z(0)$, $Z(1)$, $Z(2)$, $Z(3)$ değerleri elde edilir.

$$\begin{array}{r}
 h(0) \times \begin{bmatrix} g_{-1}(1) & g_{-1}(2) & g_{-1}(3) & g_0(2) & g_0(3) & g_0(0) & g_0(1) & g_0(2) & g_0(3) \end{bmatrix} \\
 h(1) \times \begin{bmatrix} g_{-1}(0) & g_{-1}(1) & g_{-1}(2) & g_{-1}(3) & g_0(2) & g_0(3) & g_0(0) & g_0(1) & g_0(2) \end{bmatrix} \\
 h(2) \times \begin{bmatrix} g_{-1}(3) & g_{-1}(0) & g_{-1}(1) & g_{-1}(2) & g_{-1}(3) & g_0(2) & g_0(3) & g_0(0) & g_0(1) \end{bmatrix} \\
 + h(3) \times \begin{bmatrix} g_{-1}(2) & g_{-1}(3) & g_{-1}(0) & g_{-1}(1) & g_{-1}(2) & g_{-1}(3) & g_0(2) & g_0(3) & g_0(0) \end{bmatrix} \\
 \hline
 \begin{array}{cccc}
 & & Z(0) & Z(1) & Z(2) & Z(3)
 \end{array}
 \end{array}$$

Şekil 3.2. DFBC sisteminde verici çıkışı ile kanalın birim vuruş tepkesinin katlaması

$$Z(0) = h(0)g_0(0) + h(1)g_0(3) + h(2)g_0(2) + h(3)g_{-1}(3) \quad (3.6)$$

$$Z(1) = h(0)g_0(1) + h(1)g_0(0) + h(2)g_0(3) + h(3)g_0(2) \quad (3.7)$$

$$Z(2) = h(0)g_0(2) + h(1)g_0(1) + h(2)g_0(0) + h(3)g_0(3) \quad (3.8)$$

$$Z(3) = h(0)g_0(3) + h(1)g_0(2) + h(2)g_0(1) + h(3)g_0(0) \quad (3.9)$$

Alıcıda $Z(0)$, $Z(1)$, $Z(2)$, $Z(3)$ değerleri kullanılıp AFD yapılarak bit değerleri $[Y(0), Y(1), Y(2), Y(3)]$ aşağıda verilen eşitliklerde olduğu gibi yeniden elde edilir.

$$Y(0) = Z(0)e^{-j2\pi\frac{0.0}{4}} + Z(1)e^{-j2\pi\frac{1.0}{4}} + Z(2)e^{-j2\pi\frac{2.0}{4}} + Z(3)e^{-j2\pi\frac{3.0}{4}} \quad (3.10)$$

$$Y(1) = Z(0)e^{-j2\pi\frac{0.1}{4}} + Z(1)e^{-j2\pi\frac{1.1}{4}} + Z(2)e^{-j2\pi\frac{2.1}{4}} + Z(3)e^{-j2\pi\frac{3.1}{4}} \quad (3.11)$$

$$Y(2) = Z(0)e^{-j2\pi\frac{0.2}{4}} + Z(1)e^{-j2\pi\frac{1.2}{4}} + Z(2)e^{-j2\pi\frac{2.2}{4}} + Z(3)e^{-j2\pi\frac{3.2}{4}} \quad (3.12)$$

$$Y(3) = Z(0)e^{-j2\pi\frac{0.3}{4}} + Z(1)e^{-j2\pi\frac{1.3}{4}} + Z(2)e^{-j2\pi\frac{2.3}{4}} + Z(3)e^{-j2\pi\frac{3.3}{4}} \quad (3.13)$$

Alıcıdaki elde edilen herhangi bir bitin (örneğin $Y(0)$ değerinin) açık hali Şekil 3.3’de gösterilmiştir. Gürültüsüz, yankısız kanal durumu için $Y(0)$ ’ın olması gereken değeri $a_0(0)$ ’dır. Gürültüsüz, yankılı kanal durumu için ise $Y(0)$ değeri üç parçaya ayrılabilir. Bu parçalar sırasıyla yararlı, SAG ve TAG’dır.

$$\begin{aligned}
Y(0) = & \left[\begin{array}{c} \frac{e^{-j2\pi\frac{0.0}{4}}}{4} \left[\begin{array}{c} \text{Yararlı} \\ h(0)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.0}{4}} + h(0)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.0}{4}} + h(0)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.0}{4}} + h(0)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.0}{4}} + \\ h(1)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.3}{4}} + h(1)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.3}{4}} + h(1)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.3}{4}} + h(1)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.3}{4}} + \\ h(2)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.2}{4}} + h(2)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.2}{4}} + h(2)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.2}{4}} + h(2)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.2}{4}} + \\ \text{SAG} \quad h(3)a_{-1}(0)e^{j2\pi\frac{0.3}{4}} + h(3)a_{-1}(1)e^{j2\pi\frac{1.3}{4}} + h(3)a_{-1}(2)e^{j2\pi\frac{2.3}{4}} + h(3)a_{-1}(3)e^{j2\pi\frac{3.3}{4}} \end{array} \right] \\ & + \\ & \frac{e^{-j2\pi\frac{1.0}{4}}}{4} \left[\begin{array}{c} h(0)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.1}{4}} + h(0)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.1}{4}} + h(0)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.1}{4}} + h(0)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.1}{4}} + \\ h(1)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.0}{4}} + h(1)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.0}{4}} + h(1)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.0}{4}} + h(1)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.0}{4}} + \\ h(2)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.3}{4}} + h(2)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.3}{4}} + h(2)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.3}{4}} + h(2)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.3}{4}} + \\ h(3)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.2}{4}} + h(3)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.2}{4}} + h(3)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.2}{4}} + h(3)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.2}{4}} \end{array} \right] \\ & + \\ & \frac{e^{-j2\pi\frac{2.0}{4}}}{4} \left[\begin{array}{c} h(0)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.2}{4}} + h(0)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.2}{4}} + h(0)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.2}{4}} + h(0)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.2}{4}} + \\ h(1)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.1}{4}} + h(1)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.1}{4}} + h(1)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.1}{4}} + h(1)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.1}{4}} + \\ h(2)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.0}{4}} + h(2)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.0}{4}} + h(2)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.0}{4}} + h(2)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.0}{4}} + \\ h(3)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.3}{4}} + h(3)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.3}{4}} + h(3)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.3}{4}} + h(3)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.3}{4}} \end{array} \right] \\ & + \\ & \frac{e^{-j2\pi\frac{3.0}{4}}}{4} \left[\begin{array}{c} h(0)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.3}{4}} + h(0)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.3}{4}} + h(0)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.3}{4}} + h(0)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.3}{4}} + \\ h(1)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.2}{4}} + h(1)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.2}{4}} + h(1)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.2}{4}} + h(1)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.2}{4}} + \\ h(2)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.1}{4}} + h(2)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.1}{4}} + h(2)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.1}{4}} + h(2)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.1}{4}} + \\ h(3)a_0(0)e^{j2\pi\frac{0.0}{4}} + h(3)a_0(1)e^{j2\pi\frac{1.0}{4}} + h(3)a_0(2)e^{j2\pi\frac{2.0}{4}} + h(3)a_0(3)e^{j2\pi\frac{3.0}{4}} \end{array} \right] \end{array}
\end{aligned}$$

Şekil 3.3. DFBC sisteminde alıcıda elde edilen bir bite ait yararlı, SAG ve TAG bileşenleri

3.4. ÇT-KBÇE Sistemi İçin Güç İfadelerinin Çıkartımı

ÇT-KBÇE sisteminde güç ifadelerinin genelleştirilmiş biçimini oluşturmak için aşağıdaki işlem adımları uygulanır. ÇT-KBÇE sisteminde verici kısımda m inci TAFD çıkışın matematiksel bağıntısı (3.14) eşitliği ile verilir.

$$A_{i,m}^u = \frac{1}{NL} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\ell) C^u(n) e^{j2\pi m \frac{(N\ell+n)}{NL}} \quad m=0, 1, 2, \dots, (NL-1) \quad (3.14)$$

Burada; N genişletme kodunun uzunluğu, L Seri/paralel dönüştürücü boyutu, $C^u(n)$ u uncu kullanıcının genişletme kodunun n inci çipi, $a(\ell)$ S/P dönüştürücünün ℓ inci çıkışındaki veri biti, $Q=N.L$ TAFD boyutu ve U toplam kullanıcı sayısıdır. Q boyutlu TAFD çıkışına v tampon zamanı eklendiğinde (3.15) eşitliği elde edilir.

$$S_{i,w}^u = A_{i,\beta}^u \Rightarrow \beta = \begin{cases} (Q - v + \varphi), & \varphi = 0, 1, 2, \dots, (v-1) \\ (\varphi - v), & \varphi = v, v+1, \dots, (Q+v-1) \end{cases} \quad (3.15)$$

Yankılı kanaldan geçip toplanır beyaz Gauss gürültüsü eklenip alıcıya gelen ÇT-KBÇE sinyalin bağıntısı (3.16) eşitliği ile verilir.

$$r(k) = \sum_{u=0}^U \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\varphi=0}^{Q+v-1} s_{i,\varphi}^u h[(k - \varphi) - iQ] + w(k) \quad (3.16)$$

Burada $h(n)$ yankılı kanalı göstermektedir ve (3.17) eşitliği ile ifade edilir.

$$h(n) = 0 \quad \begin{cases} n < 0 \\ n \geq Q + v \end{cases} \quad (3.17)$$

Alıcı AFD bloğuna gelen k inci veri (tampon zamanı kaldırıldığında) (3.18) eşitliği ile ifade edilir.

$$\begin{aligned}
r(k) &= \sum_{u=0}^U \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\varphi=0}^{Q+v-1} s_{i,\varphi}^u h[(v+k-\varphi)-i(Q+v)] + w(k) \\
&= \sum_{u=0}^U \sum_{\varphi=0}^{Q+v-1} \left[s_{0,\varphi}^u h(v+k-\varphi) + \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} s_{i,\varphi}^u h[(v+k-\varphi)-i(Q+v)] \right] + w(k) \quad (3.18)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r(k) &= \sum_{u=0}^U \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^u(\ell) C^u(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} h(v+k-\varphi) \\
&+ \sum_{u=0}^U \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{\varphi=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^u(\ell) C^u(n) e^{j2\pi \frac{(\varphi-v)(N\ell+n)}{Q}} h(v+k-w) \\
&+ \sum_{u=0}^U \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\ell) C^u(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} h[(v+k-\varphi)-i(Q+v)] \\
&+ \sum_{u=0}^U \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\ell) C^u(n) e^{j2\pi \frac{(w-v)(N\ell+n)}{Q}} h[(v+k-\varphi)-i(Q+v)] + w(k)
\end{aligned}$$

Burada $w(k)$ k ıncı çıkış için beyaz Gauss gürültüsüdür. Alıcı kısımda AFD yapıldıktan sonra ℓ' üncü S/P dönüştürücü ve n' inci çip için çıkış (3.19) eşitliği ile verilir.

$$Z_{\ell',n'} = \sum_{k=0}^{Q-1} r(k) e^{-j2\pi \frac{(N\ell'+n')}{Q}} \quad (3.19)$$

EOKHB aşamasından geçip elde edilen ℓ' inci S/P dönüştürücü değeri (3.20) eşitliği ile elde edilir.

$$\mathbf{b}^u(\ell') = \sum_{n'=0}^{N-1} Z_{\ell',n'} \mathbf{g}_{\ell',n'} \mathbf{C}^u(n') \quad (3.20)$$

EOKHB kanal kazanç birleştirme (3.21) eşitliği ile ifade elde edilir.

$$\mathbf{g}_{\ell',n'} = \frac{H_{\ell',n'}^*}{\sum_{u=0}^U |H_{\ell',n'}|^2 + \sigma_n^2} \quad (3.21)$$

$n' = n$ ve $u=0$ için elde ℓ inci S/P dönüştürücü çıkışındaki bit değeri (3.22) eşitliği ile verilir.

$$\begin{aligned} b^0(\ell') &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_0^0(\ell) C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell,n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell+n)}{Q}} \\ &+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_0^0(\ell) C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell,n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell+n)}{Q}} \\ &+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{\substack{\ell'=0 \\ \ell' \neq \ell}}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_0^0(\varphi') C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\ &+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{\substack{\ell'=0 \\ \ell' \neq \ell}}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_0^0(\ell') C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\ &+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{\ell'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^0(\ell') C^0(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\ &+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{\ell'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^0(\ell') C^0(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{Q} \sum_{u=1}^U \sum_{k=0}^{NL-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{v-1} \sum_{\varphi'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\varphi') c^u(n) h[(v+k-w) - iQ] g_{\varphi',n} c^u(n) e^{j2\pi \frac{(NL-v+\varphi)(N\varphi+n)}{NL}} e^{-j2\pi \frac{k(N\varphi'+n)}{NL}} \\
& + \frac{1}{Q} \sum_{u=1}^U \sum_{k=0}^{NL-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=v}^{Q-1} \sum_{\varphi'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\varphi') c^u(n) h[(v+k-w) - iQ] g_{\varphi',n} c^u(n) e^{j2\pi \frac{(m-v)(N\varphi+n)}{NL}} e^{-j2\pi \frac{k(N\varphi'+n)}{NL}} \\
& + \frac{1}{Q} \sum_{u=0}^U \sum_{k=0}^{NL-1} \sum_{\varphi'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_{\varphi',n} c^u(n) + n(k) \tag{3.22}
\end{aligned}$$

$i=0$, $u=0$ için (3.22) eşitliği (3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27) eşitliklerinde olduğu gibi yararlı sinyal, TAG, SAG, ÇEG ve AWGN sinyal bileşenlerine ayrılabilir.

$$\begin{aligned}
b_{\text{yararlı}}^0(\ell' = \ell) &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^0(\ell) C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell,n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell+n)}{Q}} \\
& + \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{w=v}^{Q+v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^0(\ell) C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell,n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(w-v)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell+n)}{Q}} \tag{3.23}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{\text{TAG}}^0(\ell') &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^0(\ell') C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\
& + \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=v}^{Q+v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_o^0(\ell') C^0(n) h(v+k-\varphi) g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(w-v)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \tag{3.24}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{\text{SAG}}^0(i, \ell') &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\varphi=0}^{v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^0(\ell') C^0(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\
& + \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{w=v}^{Q+v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^0(\ell') C^0(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^0(n) e^{j2\pi \frac{(w-v)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \tag{3.25}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{\text{ÇEG}}^0(u, i, \ell') &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{m=0}^{v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\ell') C^u(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^u(n) e^{j2\pi \frac{(Q-v+\varphi)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \\
&+ \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{m=v}^{Q+v-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_i^u(\ell') C^u(n) h[(v+k-\varphi) - i(Q+v)] g_{\ell',n} C^u(n) e^{j2\pi \frac{(w-v)(N\ell+n)}{Q}} e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}}
\end{aligned} \quad (3.26)$$

$$b_{\text{AWGN}}^0 = \frac{1}{Q} \sum_{u=0}^U \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{\ell'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_{\ell',n} C^u(n) \omega(k) e^{-j2\pi \frac{k(N\ell'+n)}{Q}} \quad (3.27)$$

(3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27) eşitlikleri kullanılarak ÇT-KBÇE sistemi için alıcıdaki herhangi bir bite ait (ℓ' inci bit) yararlı güç, TAG, SAG, ÇEG ve AWGN güçleri (3.28), (3.29), (3.30), (3.31) ve (3.32) eşitlikleri ile elde edilir.

$$P_{\text{yararlı}} = E \left\{ \left| b_{\text{yararlı}}^0(\ell' = \ell) \right|^2 \right\} \quad (3.28)$$

$$P_{\text{TAG}} = \sum_{\substack{\ell'=0 \\ \ell' \neq \ell}}^{L-1} E \left\{ \left| b_{\text{TAG}}^0(\ell') \right|^2 \right\} \quad (3.29)$$

$$P_{\text{SAG}} = \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\ell'=0}^{L-1} E \left\{ \left| b_{\text{SAG}}^0(i, \ell') \right|^2 \right\} \quad (3.30)$$

$$P_{\text{ÇEG}} = \sum_{u=1}^U \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell'=0}^{L-1} E \left\{ \left| b_{\text{ÇEG}}^0(u, i, \ell') \right|^2 \right\} \quad (3.31)$$

$$P_{\text{AWGN}} = E \left\{ \left| b_{\text{AWGN}}^0 \right|^2 \right\} \quad (3.32)$$

Farklı frekans seçiciliğindeki kanal yapıları için en uygun tampon zamanının belirlenmesi sistem tasarımı için önemlidir. MATLAB dilinde yazılan program (EK.B) ile farklı frekans seçici kanal yapıları için kullanılan tampon zamanına bağlı $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} değerleri (3.28), (3.29) ve (3.30) eşitliklerinde verildiği gibi hesaplandı. Bu değerler (3.4) eşitliğinde yerine yazılarak sistem başarımındaki değişim belirlendi. E_b/N_0 değerine bağlı olarak sistem başarımındaki azalmayı en az yapan tampon zamanı *en uygun tampon zamanı* olarak belirlendi.

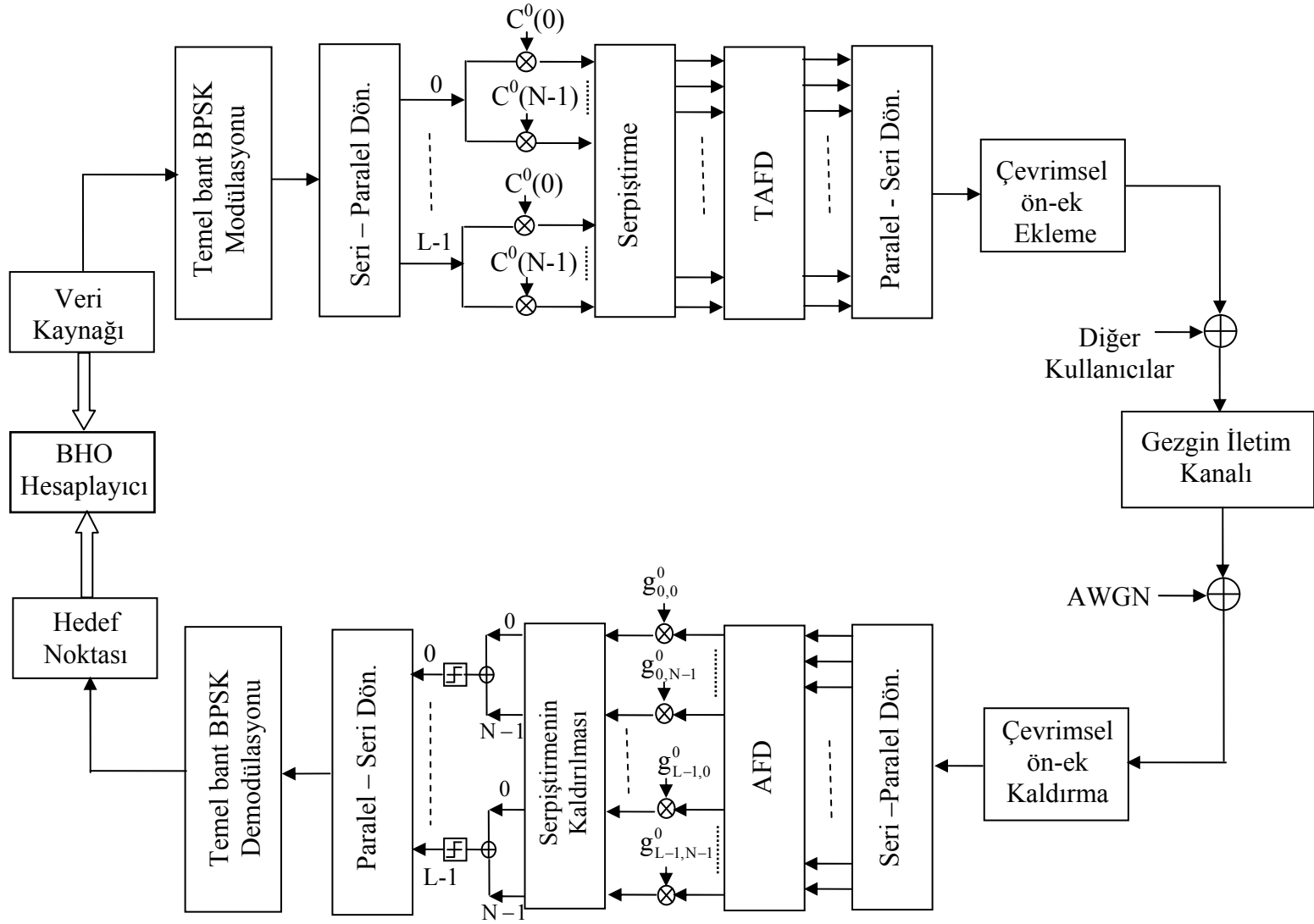
3.5. ÇT-KBÇE Sistem Benzetimcisi

Farklı frekans seçicilikli kanal profillerinin ÇT-KBÇE sistem başarımına etkilerini görebilmek için MATLAB dilinde bir benzetimci programı (EK.C) yazıldı. Benzetimci verici, iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşmakta ve çok kullanıcı tek hücreli, aşağı hat ÇT-KBÇE sistemini temsil etmektedir. Benzetimlerde kullanılan ÇT-KBÇE sistem modeli Şekil 3.4’de, benzetimci çalışmasının akış diyagramı Şekil 3.5’de verilmiştir.

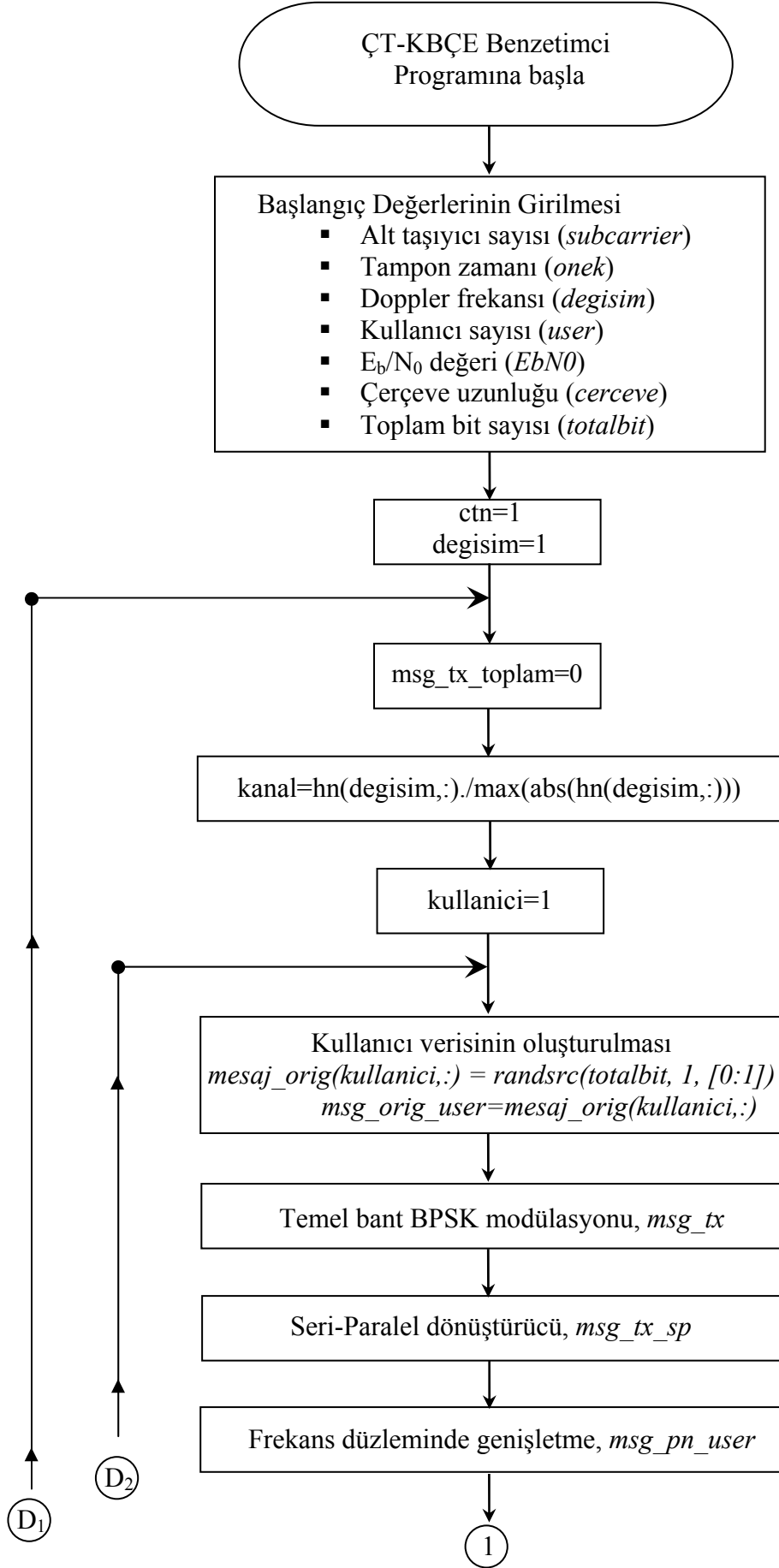
3.5.1. Sistem Parametrelerinin Seçimi

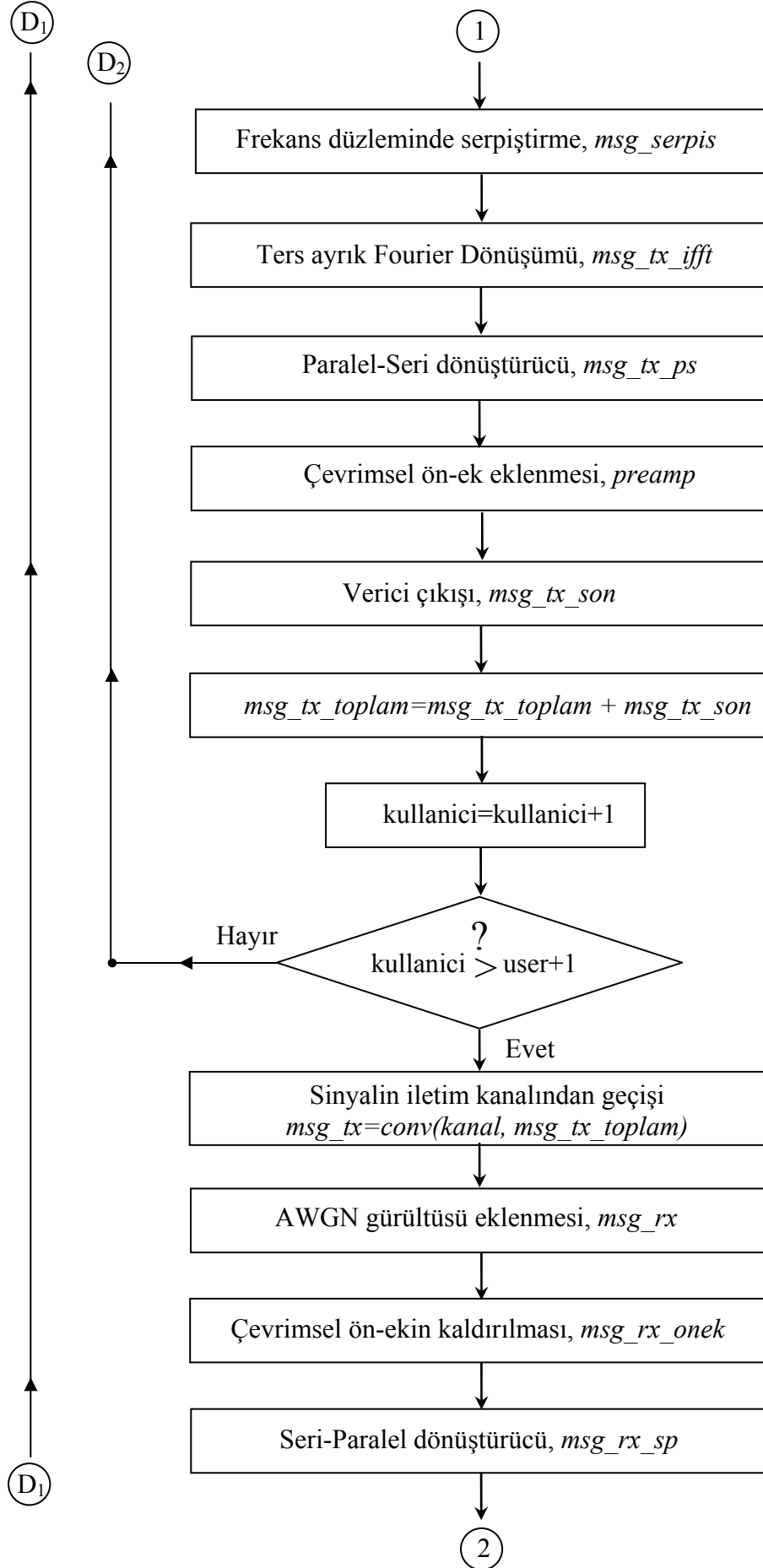
Benzetimlerde Walsh-Hadamard DDGÇ genişletme kodları kullanıldı. Tüm durumlarda genişletme kod uzunluğu 16 seçildi. Farklı alt taşıyıcı sayıları için vericiden 200 çerçeve gönderildi. Her bir çerçeve süresi 0.5 ms olarak seçildi. Verici kısmında kullanıcı bildiri bitleri BPSK modülasyonuna uğratılıp L bitlik S/P dönüşüm yapılarak; N uzunluğundaki genişletme kodu ile çarpıldı. S/P dönüştürücü çıkışındaki her bir bite karşılık gelen çipler frekans düzleminde serpiştirme işlemine uğradıktan sonra TAFD bloğunun girişine paralel olarak beslendi. Tampon zamanı kanalın etkin gecikme dağılımından dört kez daha büyük seçildi. Tampon süresince çevrimsel ön-ek eklenip diğer kullanıcıların katkısı da yapıldıktan sonra sinyal iletim kanalına beslendi. Sinyale güç yoğunluğu N_0 olan toplanır beyaz Gauss gürültüsü katıldı. Doppler frekansı 25 Hz olduğu için her 4 ms’de kanal verisi yenilendi. Alıcıya gelen sinyale NxL noktalı AFD uygulanarak her bir alt taşıyıcı ile gelen sinyal elde edildi. Çevrimsel ön-ek kaldırıldıktan sonra EOKHB olarak toplanıp bit tahmincisine beslendi. (Hara ve Prasad, 1999; Nee ve Prasad, 2000; El-Barbary ve Alneyadi, 2005)’da yapılan çalışmalarda

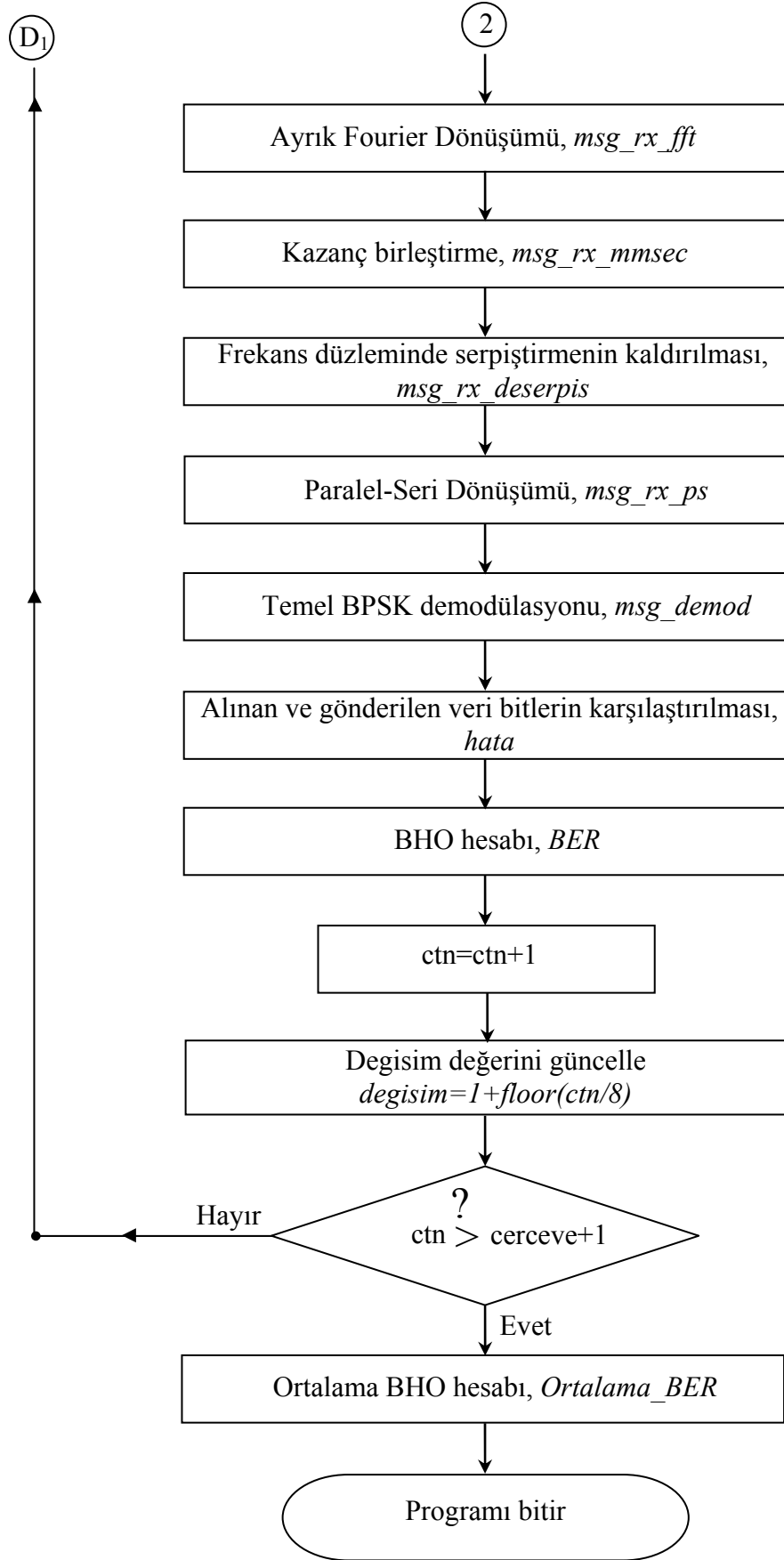
ÇT-KBÇE sistemi için en iyi kazanç birleştirme yöntemi olarak EOKHB yöntemi önerilmiştir. Bu yüzden bu çalışmada EOKHB tercih edildi. P/S dönüşüm işleminden sonra demodüle edilen bitler gönderilen veri bitleri ile karşılaştırılarak BHO hesaplandı. Benzetimlerde ideal kanal tahmini yapıldığı, mükemmel eş zamanlamanın olduğu, doğrusal güç yükseltecinin ve kanal özelliklerinin bir sembol süresince sabit kaldığı varsayılmıştır.



Şekil 3.4. Benzetimlerde kullanılan ÇT-KBÇE sistem modeli



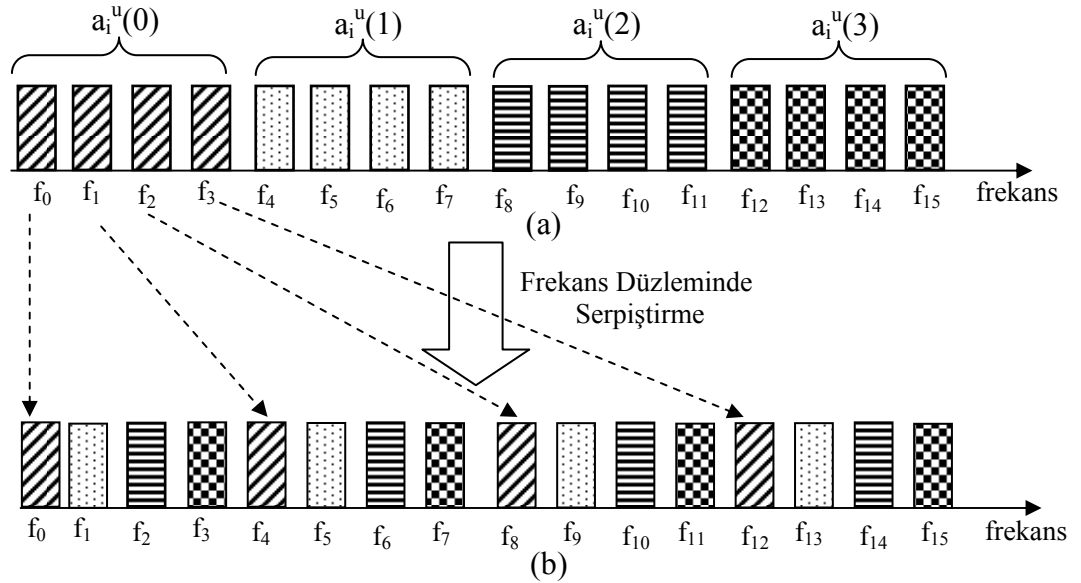




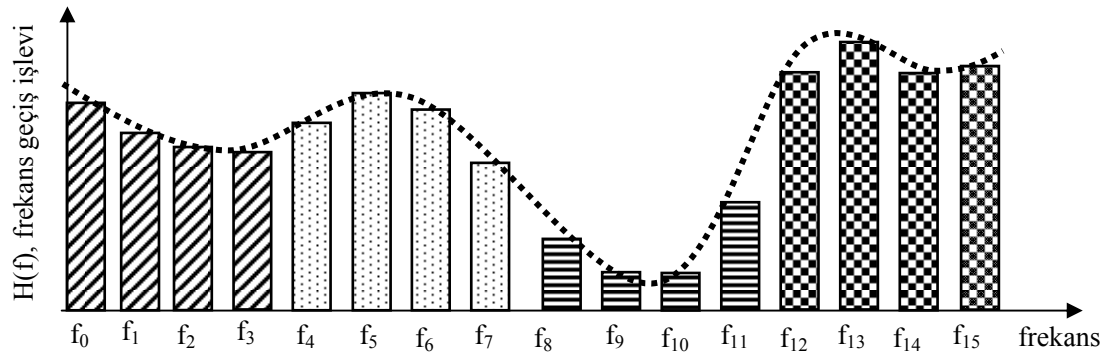
Şekil 3.5. ÇT-KBÇE Benzetimci çalışmasının akış diyagramı

3.5.2. Frekans Düzleminde Serpiştirme

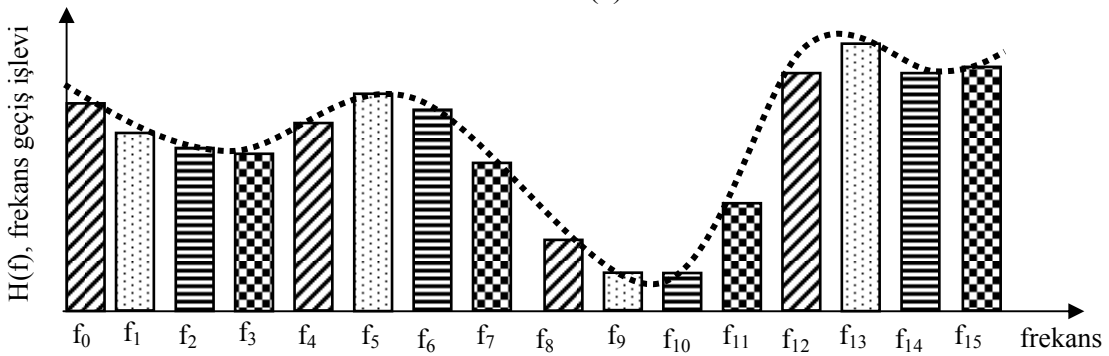
ÇT-KBÇE sisteminin verici kısmında TAFD bloğundan önce frekans düzleminde serpiştirme yapılarak sistem başarımını iyileştirmek olasıdır. Şekil 3.6’da frekans düzleminde serpiştirmenin olduğu/olmadığı durumlar gösterilmiştir. Şekil 3.6’da toplam frekans bandı gösterimsel olarak 16 alt kanala bölünmüştür. S/P dönüştürücü çıkışı ve genişletme kod uzunluğu 4 seçilerek genişletilmiş 4 bitin çipleri frekans düzleminde yerleştirilmiştir. S/P dönüştürücü çıkışları i inci sembol ve u uncu kullanıcı için $a_i^u(0)$, $a_i^u(1)$, $a_i^u(2)$, $a_i^u(3)$ ’dür. Frekansta serpiştirme yapılmadığı durumda S/P çıkışındaki $a_i^u(2)$ biti göz önüne alındığında; genişletme kodu ile genişletilmiş, her bir çip farklı alt taşıyıcılar (f_8, f_9, f_{10}, f_{11}) ile modüle edilip kanala beslenecektir. Eğer kanalın frekansta geçiş işlevi Şekil 3.7’deki gibi ise dört frekans bileşeninin genlikleri oldukça zayıflayacaktır. Dolayısıyla alıcıda daraltma işlemi yapılarak elde edilecek bit değerinin hatalı olma olasılığı artacaktır. Aynı $a_i^u(2)$ bit için frekansa serpiştirme yapıldığında Şekil 3.6’da görüldüğü gibi dört çip değeri f_2, f_6, f_{10}, f_{14} alt taşıyıcılar ile modüle edilip kanala beslenecektir. Şekil 3.7’deki frekans seçiciliğindeki kanal yapısı için bu frekanslardan sadece f_{10} zayıflayacak diğer frekanslar fazla zayıflamaya uğramadan alıcıya gelecektir. Alıcıda daraltılıp bit değeri elde edildiğinde hatalı algılanma olasılığı düşecek bu ise sistem başarımında bir iyileşmeye neden olacaktır.



Şekil 3.6. Frekans düzleminde serpiştirme **a)** yokken;
b) varken çiplerin frekans düzleminde yerleşimi



(a)



(b)

Şekil 3.7. Frekans seçici kanal durumunda frekans düzleminde serpiştirme
a) varken, **b)** yokken çiplerin frekans düzleminde yerleşimi

(Li ve Lavta-Aho, 2005)'de yapılan çalışmada τ_{etkin} değeri $1\mu\text{s}$ olan kanal modeli kullanılmış ve komşu alt taşıyıcılar arası mesafe Δf olarak seçilmiştir. Aynı çalışmada ardışıl gelen çipleri modülleyen alt taşıyıcılar arası mesafenin farklı Δf olmasına bağlı olarak ÇT-KBÇE sistem başarımı incelenmiştir. (Kurnaz ve Gökarp, 2007)'lerin çalışmasında farklı frekans seçiciliğindeki kanallar için frekans düzleminde serpiştirmenin sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Her iki çalışmada da frekans düzleminde serpiştirme sistem başarımında bir iyileşme sağlamıştır. (Kurnaz ve Gökarp, 2007)'de serpiştirmenin etkisi farklı kanal profilleri için farklı olmaktadır. Artan alt taşıyıcı sayısı ile serpiştirmenin etkisi azalmış ve elde edilen iyileşme kanaldan bağımsız hale gelmiştir. Buna neden olarak alt taşıyıcı sayısının artması ile bir bitin çipleri frekansta birbirine daha yakın alt taşıyıcılar ile aktarılması gösterilebilir.

3.5.3. Benzetimcinin Sınanması

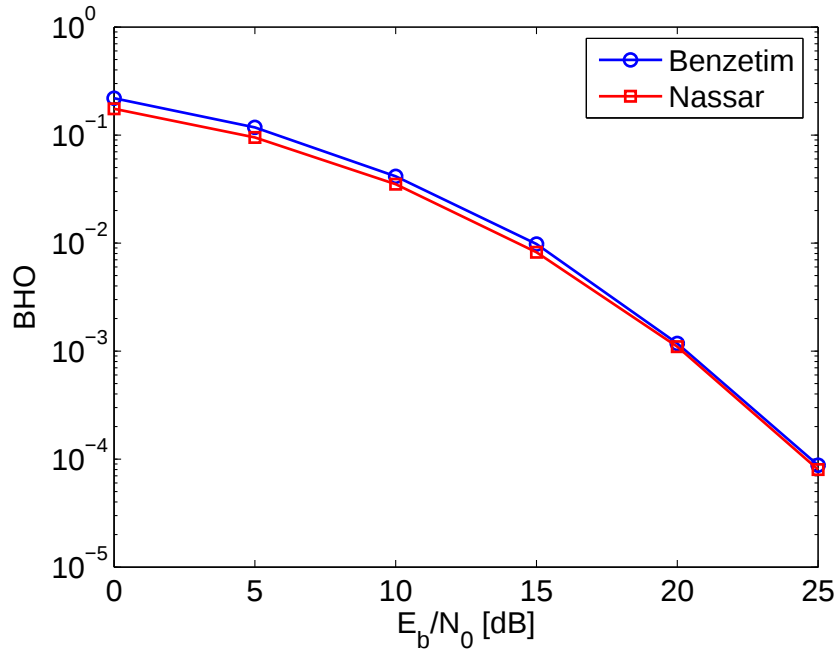
Oluşturulan ÇT-KBÇE benzetimcisinin doğruluğunun sınanması literatürde yayınlanmış makalelerde kullanılan değişken ve kanal özelliklerini kullanarak yapıldı. Üç farklı durum için benzetimcinin doğruluğu sınıandı. **1. durumda** (Nassar ve Wu, 2000)'de yapılan çalışmadaki veriler kullanıldı. Benzetimde kullanılan sistem parametreleri Çizelge 3.1'de, kanal profili Çizelge 3.2'de verilmiştir. Şekil 3.8'de (Nassar ve Wu, 2000)'da kullanılan değişkenler için benzetimci çıkışı ile (Nassar ve Wu, 2000) çıkışı gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi benzetimci ve (Nassar ve Wu, 2000)'daki çalışma sonuçları yaklaşık olarak aynıdır.

Çizelge 3.1. (Nassar ve Wu, 2000) 'de kullanılan sistem parametreleri

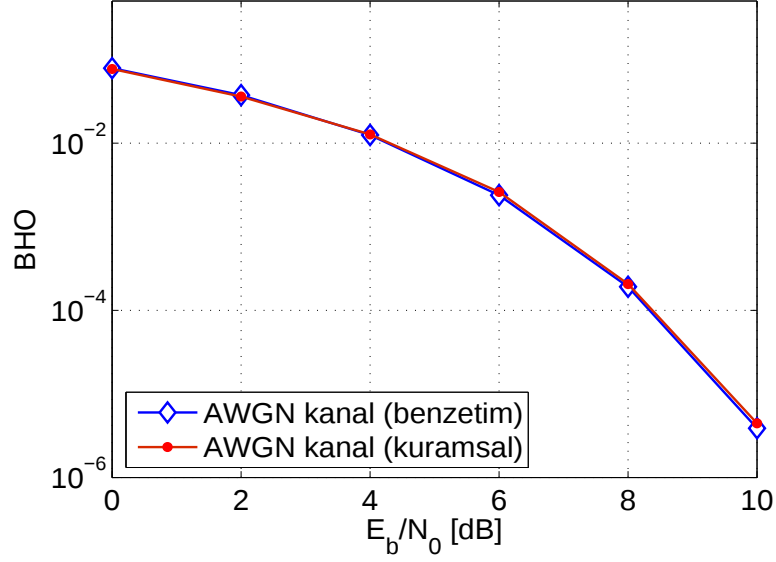
Sistem Parametreleri	
Genişletme çarpanı	32
Alt taşıyıcı sayısı	32
Kullanıcı sayısı	32
Denkleştirme	EOKHB
Genişletme kodu	Walsh-Hadamard
Kanal modeli	Hilly Terrain (HT)
Aşağı/Yukarı hat	Aşağı hat
Eş zamanlı/zamansız	Eş zamanlı
Serpiştirme	Yok

Çizelge 3.2. (Nassar ve Wu, 2000)'de kullanılan kanal profili

Yankı	Bağlı gecikme (μ s)	Ortalama Bağlı güç (dB)
1.	0.0000	-3.60
2.	0.3560	-8.90
3.	0.4410	-10.2
4.	0.5280	-11.2
5.	0.5460	-11.8
6.	0.6090	-12.7
7.	0.6250	-13.0
8.	0.8420	-16.2
9.	0.9160	-17.3
10.	0.9410	-17.7
11.	15.000	-17.6
12.	16.172	-22.7
13.	16.492	-24.1
14.	16.876	-25.8
15.	16.882	-25.8
16.	16.978	-16.2
17.	17.615	-29.0
18.	17.827	-29.9
19.	17.849	-30.0
20.	18.016	-30.7

**Şekil 3.8.** (Nassar ve Wu, 2000) ile benzetimci sonucunun karşılaştırılması

2.durumda AWGN kanalı için kanal kodlamasız durumdaki kuramsal (Proakis,1989) ve benzetimci başarımları Şekil 3.9’da gösterilmiştir. Şekilden kuramsal ve benzetimsel sonuçların aynı olduğu söylenebilir.

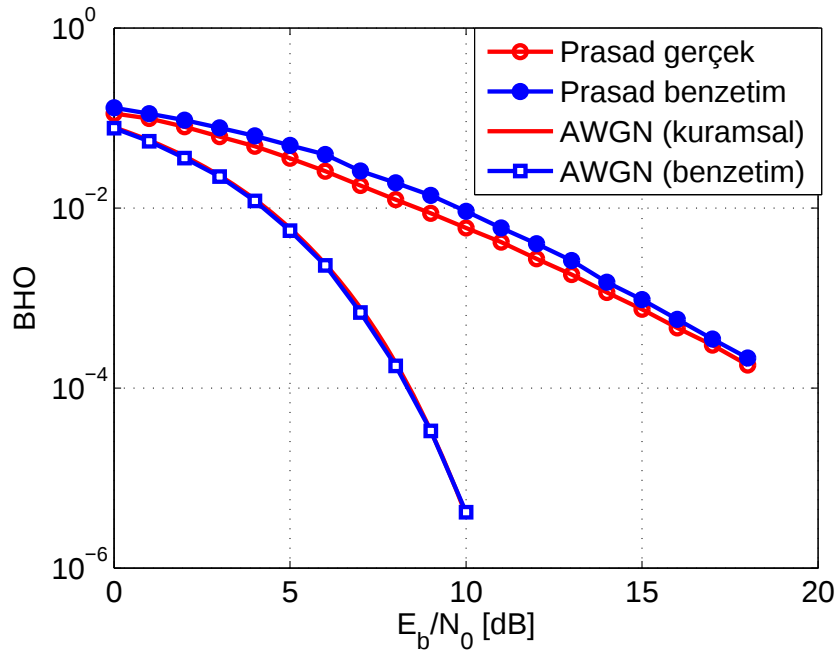


Şekil 3.9. AWGN kanalında, kanal kodlamasız, BPSK modülasyonlu sinyalin, kuramsal-benzetimci sonuçları

3.durumda benzetimci başarımı (Hara ve Prasad, 1999)’da yapılan çalışma ile karşılaştırılmıştır. Çizelge 3.3’de kullanılan sistem parametrelerini göstermektedir. Benzetimci ve (Hara ve Prasad, 1999)’daki çalışmanın karşılaştırılması Şekil 3.10’da verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi gerçek ve benzetimci sonuçları birbirine yakın değerlidir.

Çizelge 3.3. (Hara ve Prasad,1999)'da kullanılan sistem parametreleri

Sistem Parametreleri	
Genişletme çarpanı	32
Alt taşıyıcı sayısı	256
Kullanıcı sayısı	1
Denkleştirme	EOKHB
Genişletme kodu	Walsh-Hadamard
Kanal modeli	Eşit güçte 2 yankı
Yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin})	20 ns
En yüksek Doppler frekansı ($f_{d,\text{max}}$)	10 Hz
Aşağı/Yukarı hat	Aşağı hat
Eş zamanlı/zamansız	Eş zamanlı
Serpiştirme	Var

**Şekil 3.10.** (Hara ve Prasad,1999) ile benzetimcinin karşılaştırılması

3.6. Gezgin İletim Kanal Benzetimi

Benzetimlerde kullanılan kanal modelleri üç ana sınıf altında ele alınabilir. Bunlar;

- 1) Gerçek yayılım verilerinin kullanılması
- 2) Gerçek yayılım istatistiklerine dayanan istatistiksel model
- 3) Tamamen istatistiksel model

Bunlardan ilk ikisi için seçilen yankı profilleri büyük ölçekli kanal modellerinden τ_{etkin} ve profil biçimi göz önünde bulundurularak belirlendi.

Tamamen istatistiksel modelde ise varsayılan bir yankı profilinde her bir yankıyla Clarke-Gans modeli uygulanarak sönümlenme gerçekleştirildi.

Kanal geçiş işlevi $[T(t, f), t = nT_t, T_t \text{ bir tarama süresi}]$ karmaşık değerli kanal geçiş işlevinin gecikme eksenini boyuncaya AFD uygulanarak veya ham veride bir tarama için zarf alınarak bulunabilir (Gökalp, 2001). Bu çalışmada bu yöntemlerden ilki kullanıldı.

Saçılım fonksiyonunu $[S(v, \tau)]$ elde etmek için karmaşık değerli zamanla değişen kanal birim vuruş tepke fonksiyonunda $[h(t, \tau), t = nT_t]$ zaman eksenini boyuncaya AFD alınır. Elde edilen $S(v, \tau)$ fonksiyonunun τ eksenini boyuncaya ortalaması alınarak *ortalama Doppler Tayfı* bulunur.

Yankı istatistiklerini bulmak için Manchester kent merkezinde UMTS/FDD bantlarında yapılan iletim kanal ölçümünde (Gökalp, 2001) elde edilen veriler kullanıldı. Kısaca ele alınırsa ölçümlerde sürekli dalga frekans modülasyonu (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) kullanıldı. Yukarı link ve aşağı link bantlarında (1920–1980 MHz ve 2110–2170 MHz) aynı anda ölçüm yapıldı. Verici ve alıcı anten yükseklikleri sırasıyla 46 m ve 1.75 m’dir. Verici anten yedi katlı bir binanın çatısına yakınında başka bir yüksek bina tarafından görüşü kısıtlanmayacak biçimde kuruldu. 1800 m’ye varan alıcı-verici uzaklıklarında 581 küçük ölçekli konumda kanal verisi 0.5-1 saniye süresince toplandı. Kanal tarama hızları olarak 100 Hz veya 250 Hz kullanıldı. Ölçümde kullanılan gecikme penceresi genişlikleri 16.66 μ s, 27.5 μ s ve 41.66 μ s’dir.

Sürekli dalga frekans modülasyonu (SDFM) yöntemi ile toplanan kanal verisi her satırda ayrı bir tarama verisi olacak biçimde bir matrise yazıldı. Her taramanın ayrı ayrı AFD alınarak farklı zaman anları için kanal birim vuruş tepkisi $[h(t, \tau), t = nT_t]$ belirlendi. Farklı taramalar için bulunan birim vuruş tepkelerinin güçlerinin ortalaması alınarak ortalama yankı profili $[h(\tau)]$ bulundu.

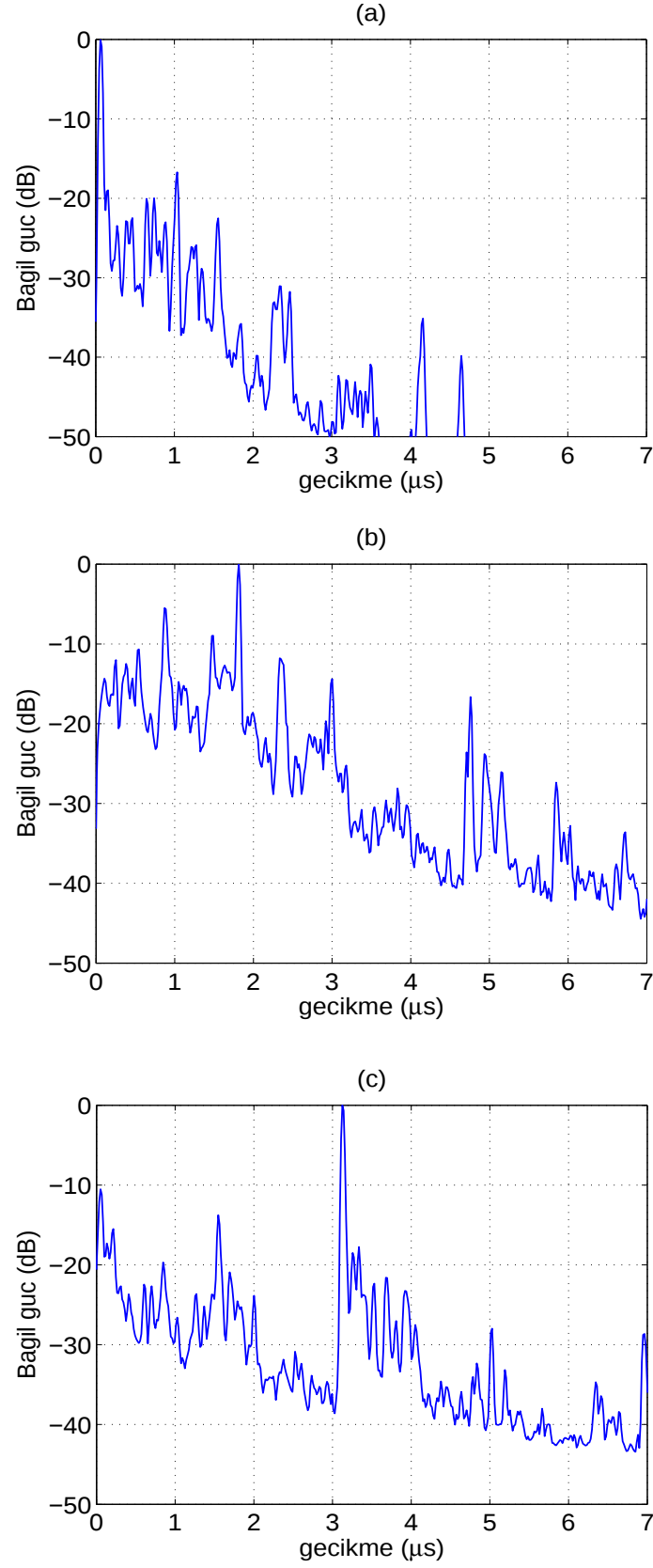
(Salous ve Gokalp, 2007)'deki çalışmada 581 adet küçük ölçekli ölçüm verisi kullanılarak elde edilen τ_{etkin} değerlerinin birikimli dağılım fonksiyonundan 58 (%10) yer için $\tau_{\text{etkin}} \leq 0.22\mu\text{s}$, 290 (%50) yer için $\tau_{\text{etkin}} \leq 0.54\mu\text{s}$, 464 (%80) yer için $\tau_{\text{etkin}} \leq 0.78\mu\text{s}$ ve sadece 58 (%10) yer için $\tau_{\text{etkin}} > 1\mu\text{s}$ dir. Bu durumda Manchester gibi bir şehirde kapsama alanının %90'ında başarılı olması istenilen bir sistem için $\tau_{\text{etkin}} \cong 1\mu\text{s}$ 'lik bir yankı profili olan kanalda sistemin kabul edilebilir başarımlarını göstermesi gerekir.

Ölçüm yapılan yerlerin %10, %80 ve %90'lık kısımlarını kapsayan bölgeleri temsil etmek için üç ayrı küçük ölçekli konumda toplanan kanal verisi kullanıldı. Farklı frekans seçiciliğindeki bu kanallar K1, K2 ve K3 olarak adlandırıldı. Bu kanal profilleri için birim vuruş tepkeleri Şekil 3.11'de, frekans düzlemindeki geçiş işlevleri Şekil 3.12'de ve frekans ilinti fonksiyonları Şekil 3.13'de gösterilmiştir. Bunlardan K1, 0.22 μs 'lik τ_{etkin} değeri ile büyük ölçekli modelde %10'luk dilimi temsil ederken; K2 ($\tau_{\text{etkin}}=0.77\mu\text{s}$) %80'lik dilimi temsil eder, K3 ise ($\tau_{\text{etkin}}=1.14\mu\text{s}$) en kötü %10'luk dilimde bir kanalı temsil eder. Şekil 3.12'den görüleceği gibi K2'deki sönümlenmeler sık ve derindir; -35 dB'e varan sönümlenmeler bulunmaktadır. K3'de sönümlenmeler daha sık fakat sığdır. K1'de ise sönümlenmeler seyrek ve oldukça sığdır. 40 MHz'lik kanallar frekans düzleminde 2120–2160 MHz'e, 20 MHz'lik kanallar 2130–2150 MHz'e denk gelmektedir.

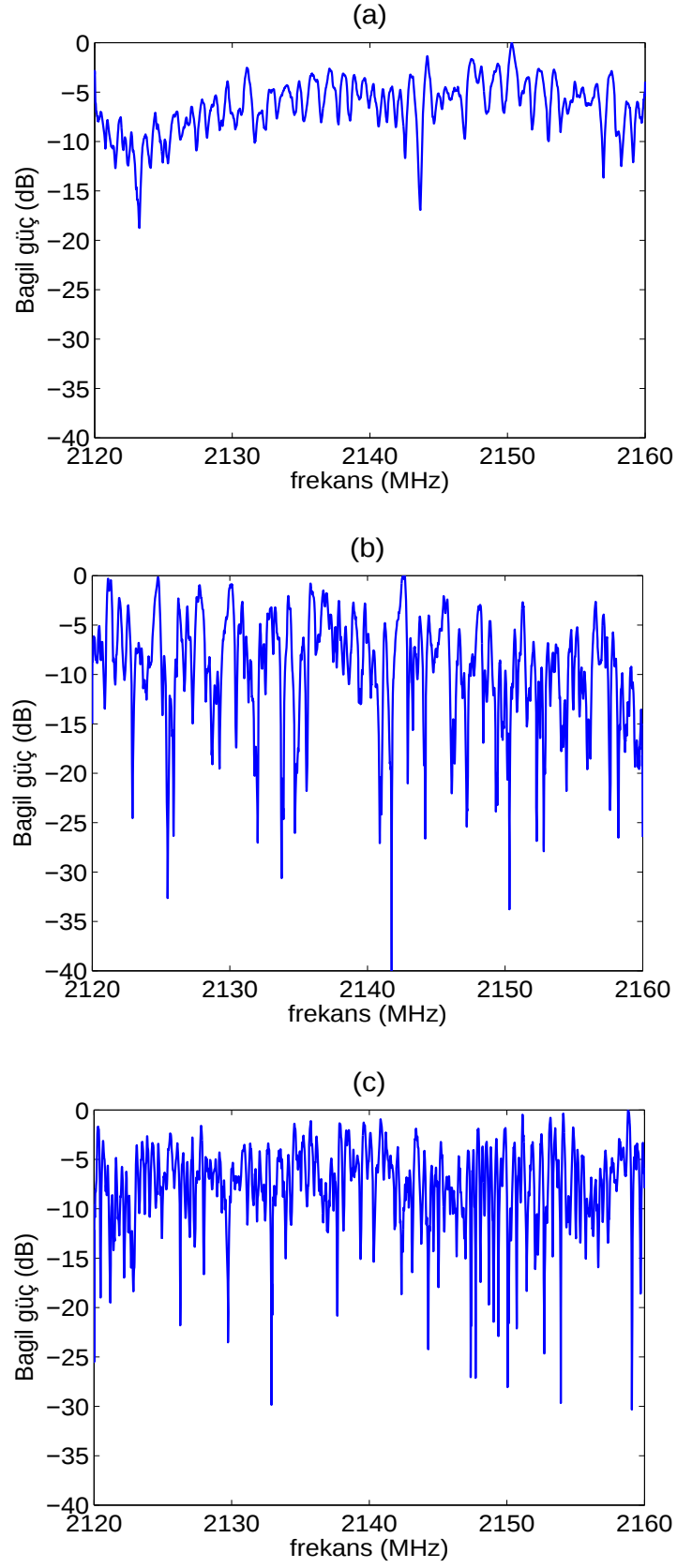
Çizelge 3.4'de 0.5, 0.75, 0.9 frekans ilinti katsayıları için kanalın tutarlı bant genişlikleri verilmiştir. FİF'nin 0.5 değeri için K1 için frekans seçiciliği düşük olduğundan tutarlı bant genişliği oldukça büyük iken (29 MHz) düşük frekans seçiciliğindeki K2, K3 yapıları için tutarlı bant genişlikleri (sırasıyla 0.5 MHz ve 11.7 MHz) daha küçüktür.

(Lee ve Park, 2003)'de yapılan çalışmada tampon zaman aralığının kanalın τ_{etkin} değerinin 4 katı olması gerektiği sonucuna varılmıştır. Dolayısıyla 3 farklı kanal yapısı

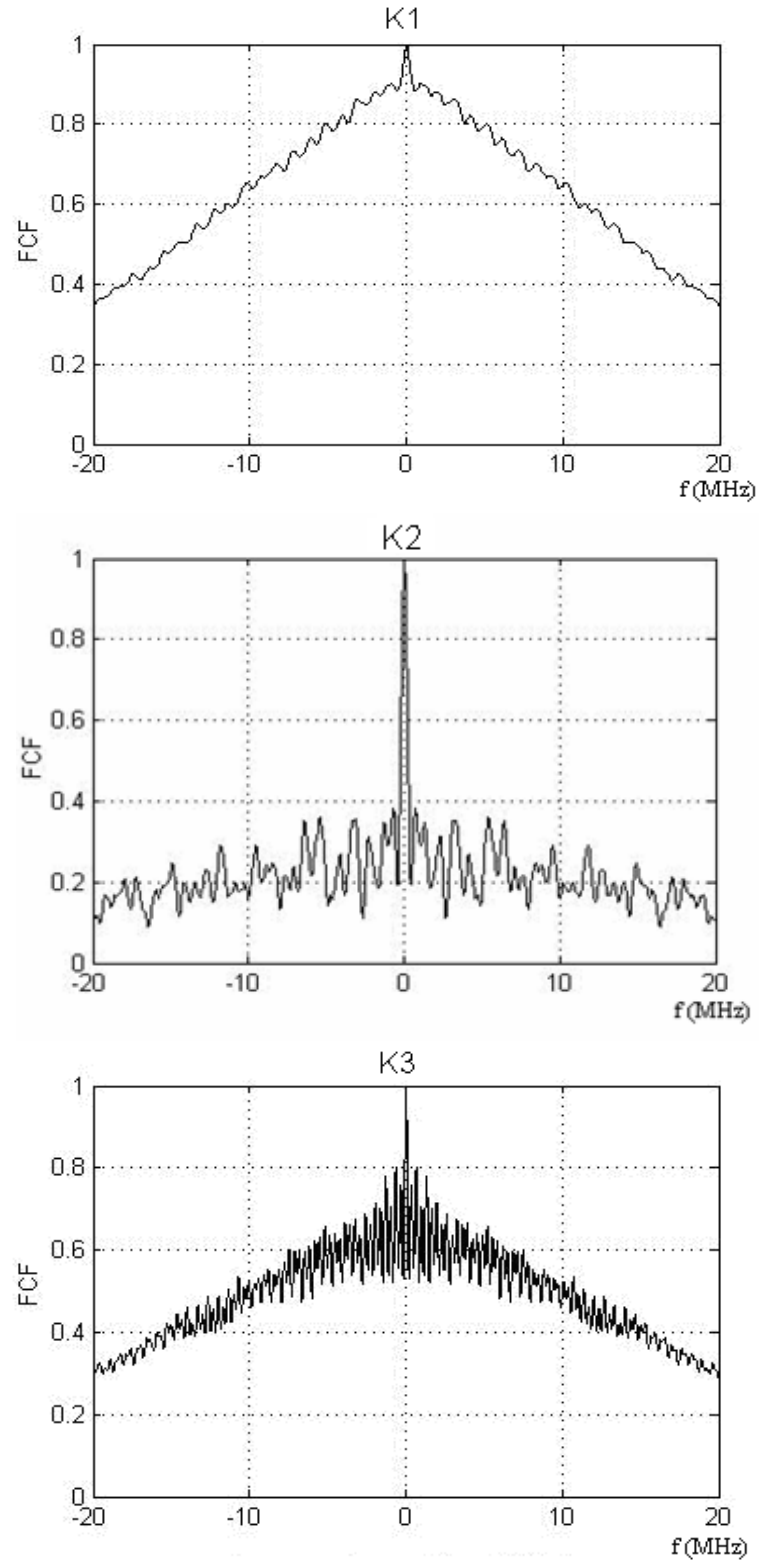
için 3 farklı tampon zamanı kullanılmıştır. Kanallara ait τ_{etkin} değerleri, bu değerlere bağlı olarak hesaplanan tampon zamanları ($T_G=4\tau_{\text{etkin}}$) Çizelge 3.4’de verilmiştir. K3 en büyük τ_{etkin} değerlidir. Dolayısıyla en geniş tampon zamanı (4,56 μs) bu kanal profili için kullanılacaktır. K1 ve K2 için kullanılacak tampon süreleri 0,88 μs ve 3,08 μs ’dir. Belirlenen bu tampon zamanlarında bir ÇT-KBÇE sembolünün sonundaki bilgi sonra gelen sembolün başına çevrimsel ön-ek olarak eklendi. K1, K2, K3 için her bir ÇT-KBÇE sembol süresi aynıdır. Fakat tampon süreleri farklı olduğu için bir sembol süresinde gönderilen veri biti sayısı farklıdır. Tampon zamanı eklenmesi sonucunda tayftaki genişleme K3’de fazla iken K1, K3’de daha azdır.



Şekil 3.11. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın **a)** K1, **b)** K2, **c)** K3 birim vuruş tepkesi



Şekil 3.12. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın **a)** K1, **b)** K2, **c)** K3 frekans geçiş işlevi



Şekil 3.13. Benzetimlerde kullanılan 40 MHz genişlikli üç farklı kanalın **a) K1, b) K2, c) K3** frekans ilinti fonksiyonu, (FCF: Frequency Correlation Function)

Çizelge 3.4. Benzetimlerde kullanılan kanalların τ_{etkin} değerleri, tampon zamanları ve tutarlı bant genişlikleri

Kanal	τ_{etkin} (μs)	$B_{T, 0.5}$ (MHz)	$B_{T, 0.75}$ (MHz)	$B_{T, 0.9}$ (MHz)	Tampon zamanı
K1	0.22	29	11	0.82	0,88 μs
K2	0.77	0.5	0.35	0.18	3,08 μs
K3	1.14	11.7	0.23	0.12	4,56 μs

Özen gösterilmesi gereken bir diğer nokta ise bilgisayarda (ayrık düzlemde) yapılan benzetimlerde (3.33) eşitliği ile verilen yankı profilindeki gecikme dilimlerinin iletilecek verideki örnekleme dilimlerine (ki bu farklı olabilir) göre ayarlanmasıdır.

$$h(t, \tau) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \delta(\tau - \tau_m) \quad (3.33)$$

Yankı profilindeki bir gecikme dilimi süresi $\Delta\tau$, m inci yankının gecikme süresi τ_m olsun.

Burada $\frac{\tau_m}{\Delta\tau}$ tamsayı olmayabilir. Bu gibi durumda akla gelen iki çözüm şunlardır;

- 1) $\frac{\tau_m}{\Delta\tau}$ değerini en yakın tamsayı değerine yuvarlanır ve işlem ona göre yapılır.
- 2) $h(t, \tau)$ 'da yeniden örnekleme ile istenilen $\Delta\tau$ değeri elde edilebilir. $h(t, \tau)$ 'dan geçiş işlevi bulunur $[T(t, f)]$. Buradan istenilen yankı dilimini verecek biçimde tekrar zaman gecikme düzlemine dönülür.

ÇT-KBÇE ile ilgili yapılan önceki çalışmalarda sistem başarımlarında τ_{etkin} ve B_T arasında ters bir ilişkinin olduğu ve büyük τ_{etkin} değerleri için küçük B_T olması gerektiği varsayılmıştır. Fakat Çizelge 3.4'de sunulan τ_{etkin} ve $B_{T,0.5}$ değerleri için bunun geçerli olmadığı görülür. Örneğin K3 kanalı için τ_{etkin} değeri en büyük iken $B_{T,0.5}$ en

küçük değildir. Ayrıca $\tau_{\text{etkin}} B_{T,0.5}$ çarpım sonucu kanaldan kanala büyük oranda değişmektedir. Örneğin bu değer K1, K2 ve K3 için sırasıyla 6.38, 0.39 ve 13.3'dir. Öte yandan $B_{T,0.75}$ ve $B_{T,0.9}$ ile τ_{etkin} arasında ters orantı vardır. Böylece iki soru akla gelebilir; birincisi τ_{etkin} ya da B_T 'den hangisi ÇT-KBÇE sistemi için en iyi kanal özelliklerini göstermektedir? ikincisi ise B_T değerinden hangisinin sistem başarımı ile en iyi ilişkilendirilebilir?

3.7. Rayleigh Kanal Gerçeklemesi

Hızlı sönmülmeli kanalın benzetimini yapmak için Rayleigh sönmülenmeyi gerçekleyen bir MATLAB programı yazıldı (EK.D). Bu programda Clarke ve Gans modeli kullanıldı (Rappaport, 1996). Temel bantta Rayleigh zayıflama benzeticisinin frekans düzleminde uygulanması Şekil 3.14'de gösterilmiştir. İlk olarak pozitif frekanslar için birbirinden bağımsız iki karmaşık değerli Gauss örnekleri kümesi oluşturulur. Negatif frekanslar için bunların karmaşık eşleniği alınır.

Rastgele değerli bu tayf, istenilen Doppler tayf biçimini vermek için $\sqrt{S(f)}$ ile nokta nokta çarpılır. $S(f)$ alınan işaretin güç tayfını ifade etmektedir. (3.35) eşitliği ile verilen $S(f)$ tayfı Şekil 3.15'de görülmektedir. $\sqrt{S(f)}$ ile çarpım sonucundaki sinyali zaman düzlemine aktarmak için ters Fourier dönüşümü kullanılır. Şekil 3.14'deki üst kol taşıyıcı ile aynı fazlı bileşeni; alt kol ise taşıyıcıya dik bileşeni elde etmek için kullanılır. Başka deyimle temel bant benzetimcisinde üst kol alınan işaretin gerçel kısmı; alt kol ise sanal kısmı için kullanılmıştır. Gerçel ve sanal kısımlar için her bir noktanın nokta nokta toplanması sonucu elde edilen dizinin karekökü alınırsa Rayleigh sönmümlü zarf yani $\Gamma(t)$ bulunur. Alınan sinyalin zarfının olasılık dağılım fonksiyonu (3.34) eşitliği ile verilir.

$$P_{|r|}(x) = \frac{2x}{P_r} e^{-\frac{x^2}{P_r}}, \quad x \geq 0$$

ya da

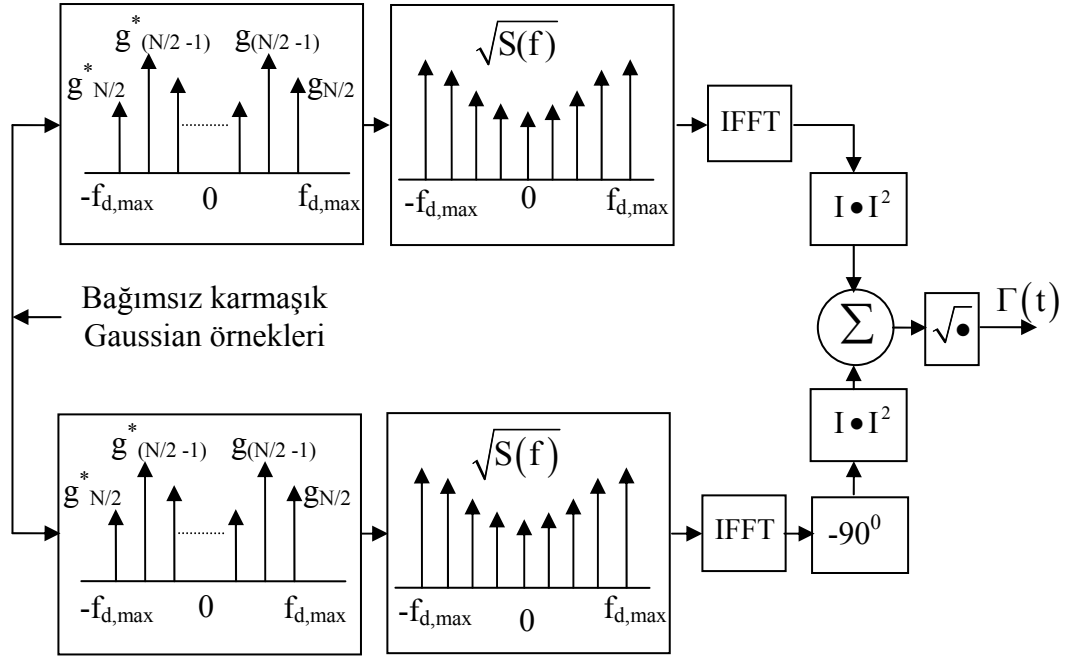
$$P_{|r|^2}(x) = \frac{1}{P_r} e^{-\frac{x}{P_r}}, \quad x \geq 0$$

(3.34)

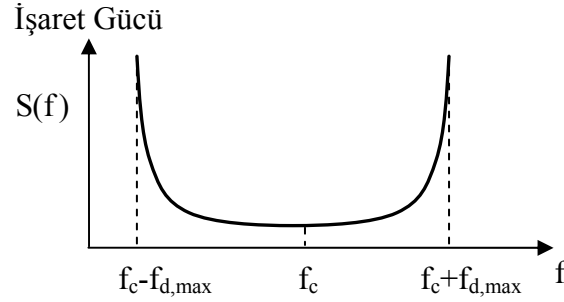
$$S(f) = \begin{cases} \frac{P_r}{4\pi f_{d,\max} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta f}{f_{d,\max}}\right)^2}} & |\Delta f| \leq f_{d,\max} \\ 0 & |\Delta f| > f_{d,\max} \end{cases} \quad (3.35)$$

Burada P_r gölgeleme sönümlenmesi ve yol kaybı sonucu alınan ortalama sinyal gücü; f_c taşıyıcı frekans, $\Delta f = f - f_c$, $f_{d,\max}$ en yüksek Doppler kaymasıdır.

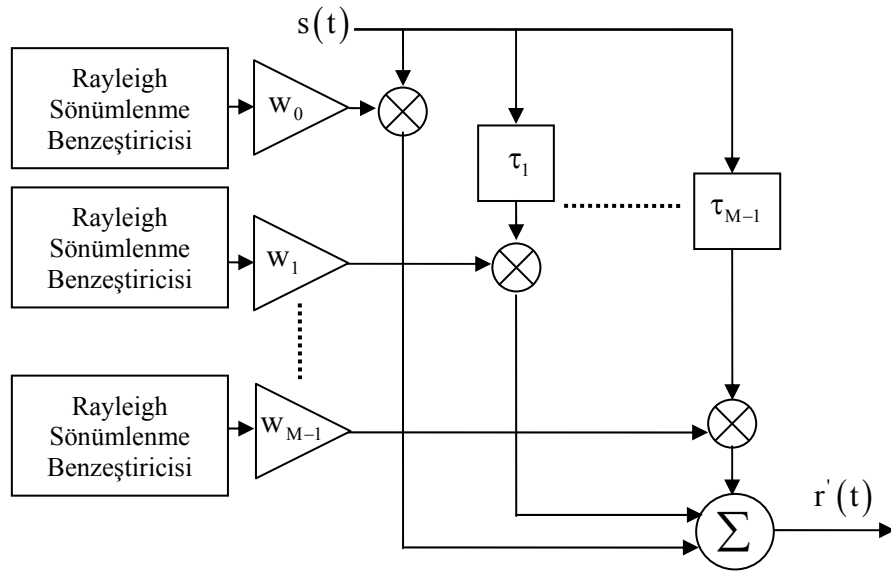
Hareketli kullanıcının farklı hızları için, kanalın Rayleigh dağılımı da değişecektir. Şekil 3.16'da Rayleigh sönümlenmesinin yankılara etkisi gösterilmiştir.



Şekil 3.14. Temel bant Rayleigh sönümlenme benzetimcisi (Rappaport, 1996)

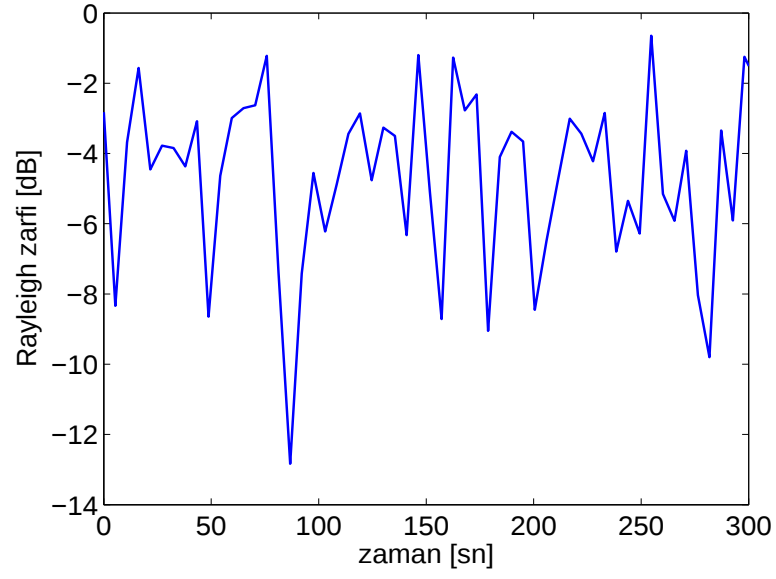


Şekil 3.15. Doppler güç yoğunluk tayfı (Rappaport, 1996)

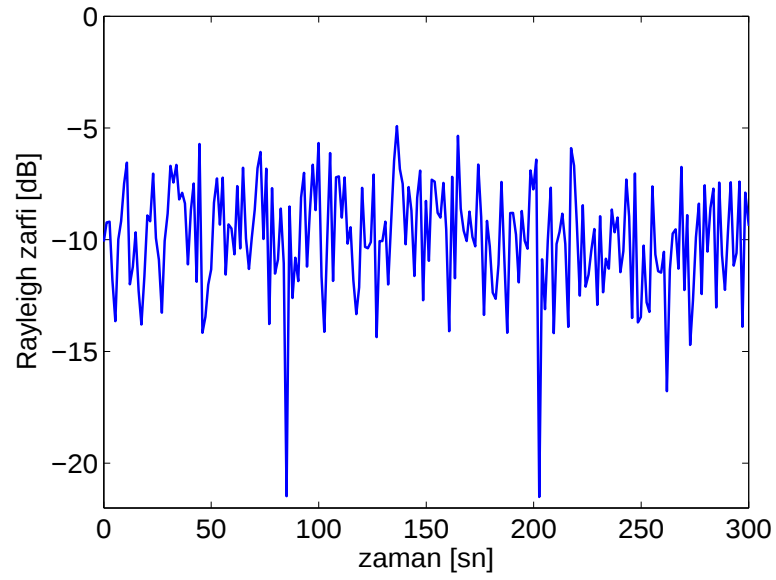


Şekil 3.16. Rayleigh sönümlemesinin yankılara etkisi (Rappaport, 1996)

Rayleigh sönümlenme zarfı 2 GHz çalışma frekansında 3 km/saat ve 50 km/saat gezgin kullanıcı hızları için sırasıyla Şekil 3.17 ve Şekil 3.18’de gösterilmiştir. Yankı bileşenleri alıcıya geldiğinde fazlarına bağlı olarak yapıcı veya yıkıcı bir girişim oluşturarak toplanır. Her bir yankının gücü zamanla değişkendir ve alınan sinyal gücünde zayıflamalar oluşur. Zayıflamanın şiddeti kanal yapısına bağlıdır. Şekillerden de görüleceği gibi hız arttıkça sönümlenmelerin derinliği ve sıklığı da artmaktadır.



Şekil 3.17. 3 km/saat için Rayleigh sönümlenme zarfı



Şekil 3.18. 50 km/saat için Rayleigh sönümlenme zarfı

4. BULGULAR

Bu çalışmada ÇT-KBÇE sistem başarımına; alt taşıyıcı sayısının, kullanıcı sayısının, iletim bant genişliğinin ve tampon zamanının etkisi incelendi. Alt taşıyıcı sayısının, kullanıcı sayısının ve iletim bant genişliğinin sistem başarımına etkileri incelenirken tampon zamanı sabit tutuldu. Tampon zamanının sistem başarımına etkisi incelenirken ise ilk aşamada belirlenen en uygun alt taşıyıcı sayıları kullanıldı. Farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için en uygun tampon zamanı benzetimsel ve kuramsal olarak belirlendi. En uygun tampon zamanı; kanalın etkin gecikmesi, sembol süresi ve yankı güç pencere genişliği parametrelerinden hangisiyle en iyi ilişkilendirilebilir sorularına yanıt arandı.

4.1. Alt Taşıyıcı Sayısının Etkisi

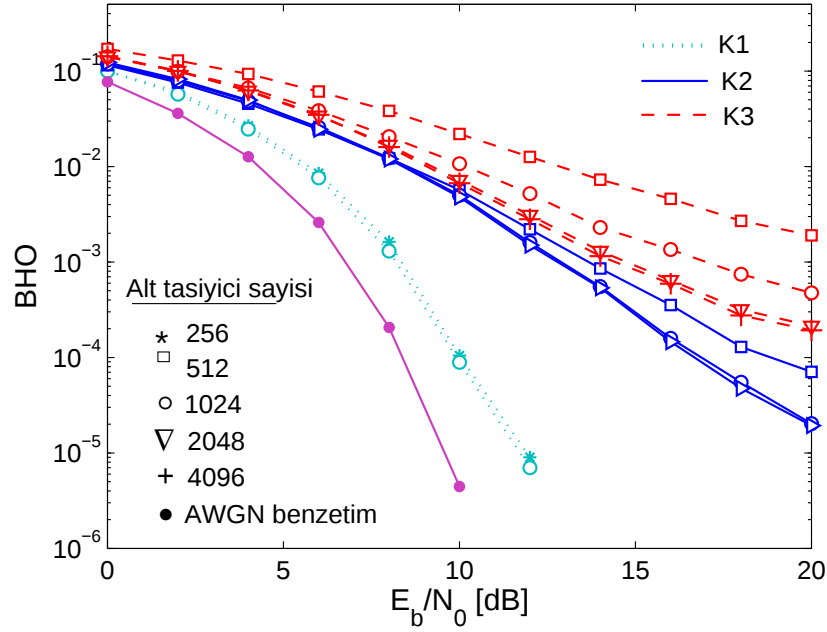
Farklı frekans seçiciliğindeki kanal profilleri için artan alt taşıyıcı sayısına bağlı sistem başarımları ve referans olması açısından AWGN kanalı için gerçek ve benzetim sonuçları Şekil 4.1’de verilmiştir. K1 için alt taşıyıcı sayıları 256–1024 iken; K2 ve K3 için bu değerler sırası ile 512–2048, 512–4096’dır. Benzetimlerde en uygun alt taşıyıcı sayısı belirlenirken birer birer değişen alt taşıyıcı sayıları için inceleme yapılmamış bunun yerine 256, 512, 1024, 2048 ve 4096 alt taşıyıcı sayıları için benzetimler yapılmıştır. Bölüm 3.5.1’de ayrıntılı olarak ele alınan sistem parametrelerinin bir özeti ve kanal özellikleri Çizelge 4.1’de verilmektedir.

K1 için alt taşıyıcı sayısının 256’dan 1024’e çıkması sistem başarımında ihmal edilebilir bir iyileşme sağlamıştır. Bunun nedeni K1’in düşük frekans seçiciliğinde olması ve 256 alt taşıyıcı kullanılması durumunda bu sayının her bir alt taşıyıcının frekansta düz sönümlenir olması için yeterli olmasıdır.

K2 için 1024 alt taşıyıcıdan sonra sistem başarımında fazla bir artış olmamıştır. K3 için ise bu değer 2048’dir. Üç kanal yapısı için yeterli sayıda alt taşıyıcı kullanıldığı zaman istenilen bir BHO değerini elde etmek için gerekli olan E_b/N_0 frekans seçicilik ile birlikte artmaktadır. Örneğin 0.001’lık BHO değeri için gerekli olan E_b/N_0 değeri K1 ile karşılaştırıldığında K2 için 5 dB’den fazla K3 için ise 7 dB’den fazladır.

Çizelge 4.1. Alt taşıyıcı sayısının sistem başarımına etkisinin benzetimci ile incelenmesinde kullanılan sistem parametreleri ve kanal özellikleri

Kullanıcı sayısı	Tek kullanıcı		
Aşağı/yukarı hat	Aşağı hat		
Genişletme kodları	Walsh-Hadamard DDGÇ		
Genişletme kod uzunluğu, N	16		
Çerçeve sayısı	200		
Modülasyon	BPSK		
Frekans düzleminde serpiştirme	Var		
İletim bant genişliği, B	40 MHz		
Alt taşıyıcı sayısı, Q	256, 512, 1024, 2048, 4096		
Kazanç birleştirme yöntemi	EOKHB		
Kanal modeli	K1	K2	K3
Etkin yankı gecikmesi, τ_{etkin}	0.22 μs	0.77 μs	1.14 μs
En yüksek Doppler kayması, $f_{d,\text{max}}$	25 Hz	25 Hz	25 Hz
Tampon zamanı, $T_G = 4 \tau_{\text{etkin}}$	0.88 μs	3.08 μs	4.56 μs



Şekil 4.1. 256, 512, 1024, 2048 ve 4096 alt taşıyıcı, K1 (noktalı çizgiler), K2 (sürekli çizgi), K3 (kesikli çizgiler) ve AWGN kanal (noktalar) için E_b/N_0 'a bağlı BHO grafiği

Bu sonuçlardan B_T değerinin sistem başarımına etkisi daha iyi anlaşılmaktadır. Gerekli alt taşıyıcı sayısında 0.5 ilinti katsayılı B_T ÇT-KBÇE sistemi için kanal özelliklerini yansıtmamaktadır. Örneğin $B_{T,0.5}$ için en küçük tutarlı bant genişliği K2'dedir. Fakat verilen bir E_b/N_0 değerinde en düşük BHO elde edebilmek için gerekli alt taşıyıcı sayısı en büyük değildir. Başka bir deyişle ilinti katsayısı 0.9'a çıktığında gerekli alt taşıyıcı sayısı orantılı olarak azalmaktadır. Böylece gerekli alt taşıyıcı sayısı bakımından kanal özelliklerini en iyi yansıtan tutarlı bant genişliği değeri $B_{T,0.9}$ 'dur (Kurnaz ve Gökalp, 2008).

K1, K2 ve K3 için gerekli alt taşıyıcı sayısı ile kanalın tutarlı bant genişliği arasındaki ilişki Çizelge 4.2'de verilmiştir. B_T 'nin 0.75 değeri için tutarlı bant genişliği başına düşen alt taşıyıcı sayısı üç kanal içinde büyük farklılık göstermektedir. Oysaki B_T 'nin 0.9 değeri için tutarlı bant genişliği başına düşen alt taşıyıcı sayısı yaklaşık olarak 5 civarındadır (adam başına elma hesabı yapılırken; adam başına düşen elma, elma sayısı/sınıftaki adam sayısıdır. Benzer şekilde tutarlı bant genişliği başına düşen alt taşıyıcı sayısı ise alt taşıyıcı sayısı/ N_{Tut} 'dur; N_{Tut} iletim bant genişliğinin kaç tane tutarlı bant genişliğinden olduğunu gösterir). Bu üç kanal profili için gerekli alt taşıyıcı sayısı aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilir.

$$Q_{gerekli} \cong 5 \frac{B}{B_{T,0.9}} \quad (4.1)$$

Çizelge 4.2. Tutarlı bant genişliği başına düşen alt taşıyıcı sayısı

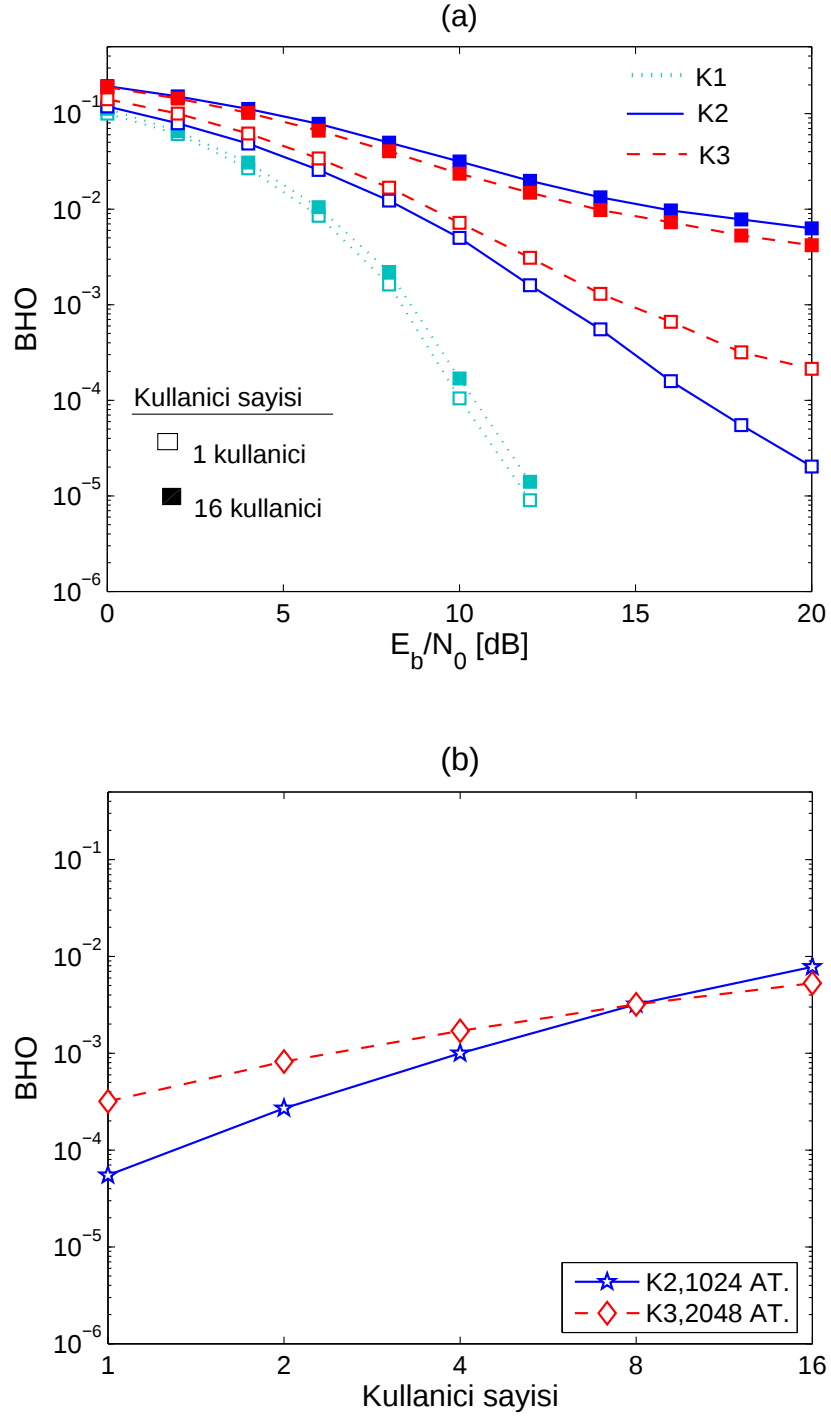
Kanal	τ_{etkin} (μs)	$B_{T, 0.9}$ (MHz)	$Q_{gerekli}$	$\frac{Q_{gerekli}}{N_{Tut}} = \frac{Q_{gerekli}}{B/B_{T,0.9}}$
K1	0.22	0.82	256	5.2~5
K2	0.77	0.18	1024	4.6~5
K3	1.14	0.12	2048	6.1~6

Buradaki B iletim bant genişliği olup kullanılan kanallar için 40 MHz'dir. İletim bant genişliği N_{Tut} adet tutarlı bant genişliği kadardır (iletim bant genişliği= $N_{tut} \times B_T$).

4.2. Kullanıcı Sayısının Etkisi

Kullanıcı sayısının sistem başarımına olan etkisi tek kullanıcı ve 16 kullanıcı (tam doluluk) durum için değerlendirildi. K1 için 256, K2 ve K3 için sırasıyla 1024 ve 2048 alt taşıyıcı kullanıldı. Kullanıcı sayısının sistem başarımına etkisi incelenirken benzetimlerde kullanılan parametreler, kullanıcı ve alt taşıyıcı sayısı dışında Çizelge 4.1’de verildiği gibidir. Şekil 4.2.a’da görüldüğü gibi K1 için artan kullanıcı sayısına bağlı olarak başarımdaki azalma önemsiz düzeydedir. Buna neden olarak K1’in düşük frekans seçiciliğinden dolayı çok kullanıcı için genişletme kodlarının dikgenliğinin değişmeden kalması gösterilebilir. K1 için yankı enerjisinin çoğunluğu ilk gelen bileşendedir. Sonradan gelen yankı bileşenleri en büyük bileşene göre en az 17 dB aşağıda olduğundan (fakat bu bileşenler kanalın τ_{etkin} değerinin belirlenmesinde etkilidirler) sistem başarımına katkıları çok azdır. Böylece K1 tek yankılı kanalmış gibi davranır. Buna karşılık artan kullanıcı sayısına bağlı olarak K2 ve K3 için sistem başarımında azalma olmuştur. Tam doluluk durumunda çoklu erişim girişiminin kötü etkisi K2 için biraz daha fazla olmaktadır.

K2 ve K3 için kullanıcı sayısının sistem başarımına olan etkisi Şekil 4.2.b’de ayrıntılı bir şekilde verilmiştir. Burada E_b/N_0 değeri 18 dB olarak sabit tutulmuştur. Şekilden görüldüğü gibi kullanıcı sayısının 8 ve daha fazla olması durumunda K3’ün sistem başarımının K2’ye göre ufakta olsa daha iyi olduğu söylenebilir. Bunun nedeni K3’e geç ulaşan yankı bileşenlerinin τ_{etkin} değerini artırmasına rağmen çoklu erişim girişimine katkılarının az olmasıdır. Genellikle güçlü yankı bileşeninin olması sonucunda geniş $B_{T,0.5}$ (örn. K3) değeri elde edilir. Böylece $B_{T,0.5}$ değerinin çoklu erişim girişiminin şiddetini belirlemede kullanılabileceği sonucunu çıkarabiliriz (Kurnaz ve Gökalp, 2008).



Şekil 4.2. a) Tek kullanıcı (kareler) 16 kullanıcı (içi dolu kareler) için E_b/N_0 'a bağlı BER grafiği, b) 18 dB'lik E_b/N_0 için aktif kullanıcıya bağlı BHO grafiği

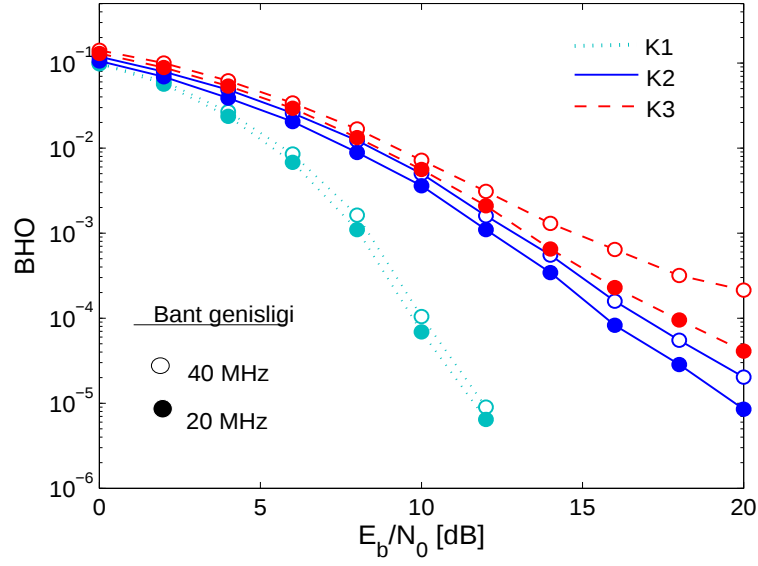
4.3. İletim Bant Genişliğinin Etkisi

Sistem başarımına kullanılan bant genişliğinin etkisini incelemek için K1, K2 ve K3 kanallarında orta 20 MHz'lik bant (2130 MHz–2150 MHz) ve 40 MHz'lik bant (2120 MHz–2160 MHz) kullanılarak benzetimler yapıldı. Benzetimlerde kullanılan parametreler iletim bant genişliği dışında Çizelge 4.1'de verildiği gibidir. Bu kanallar için Şekil 3.12'de verilen frekansta geçiş işlevleri incelenirse; K1 kanalı için frekans seçiciliğinin 2120 MHz–2160 MHz aralığında aynı olduğu söylenebilir. K2 kanal için seçiciliğin 2136 MHz–2142 MHz aralığında daha az olduğu söylenebilir. K3 kanalında ise 2145 MHz–2155 MHz aralığında diğer kısımlara göre belirgin biçimde yüksek seçicilik vardır.

Benzetimlerde alt taşıyıcılar arası frekansın aynı olabilmesi için 20 MHz iletim bant genişliklerinde alt taşıyıcı sayısı 40 MHz iletim bant genişliğinde kullanılanın yarısı seçildi. Yani 20 MHz iletim bant genişliğinde K1 için 128, K2 için 512 ve K3 için 1024 alt taşıyıcı kullanıldı. Şekil 4.3'de 40 MHz ve 20 MHz'lik iletim bant genişlikleri için elde edilen başarımlar sonuçları verildi.

Düşük frekans seçiciliğindeki kanal için (örn. K1) sistem başarımı iletim bant genişliğine bağlı değildir. Frekans seçiciliği yüksek K2 ve K3 için iletim bant genişliği 20 MHz'e düşürüldüğünde başarımlar artışı elde edilmiştir. K3 için iyileşmenin derecesi daha fazladır. Buna neden olarak K3'ün ortasından alınan 20 MHz'lik bölümünde sönümlenmelerin daha sık olması gösterilebilir. K3 için sistem başarımındaki artışı BHO'nun $2 \cdot 10^{-4}$ değeri için değerlendirdiğimizde 40 MHz iletim bandının tamamını kullanmak yerine ortasındaki 20 MHz'lik kısmı kullandığımız durumda gerekli olan E_b/N_0 yaklaşık olarak 4 dB düşecektir. Kuramsal kanal modelleri kullanarak bu sonuçlara ulaşmak olası değildir. Çünkü model ilgilenilen bant boyunca benzer frekans seçicilik özelliği gösterir.

Sonuçlardan uyarlanabilir bant genişliği yerleşim şemaları kullanılarak sistem kapasitesinin artırılabilirliği sonucunu çıkarabiliriz. Şekil 4.3 bütün olarak değerlendirildiğinde bir alıcı-verici konumu için dahi hangi frekans aralığının iletimde kullanılacağına bağlı olarak başarımlar da değişebilmektedir (Kurnaz ve Gökalp, 2008).



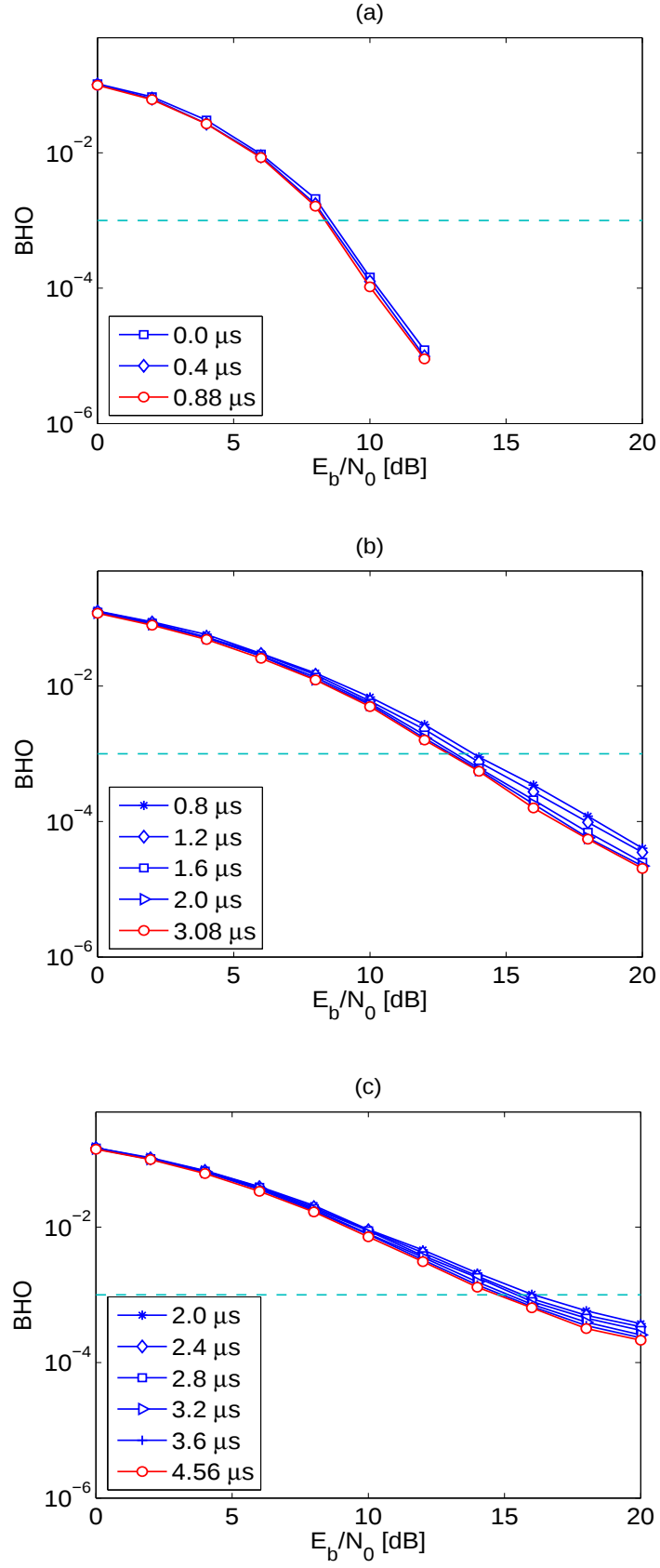
Şekil 4.3. 40 MHz (çembeler) ve 20 MHz (içi dolu çerçeveler), K1 (noktalı çizgiler), K2 (sürekli çizgi), K3 (kesikli çizgiler) için E_b/N_0 'a bağlı BHO grafiği

4.4. Tampon Zamanının Etkisi

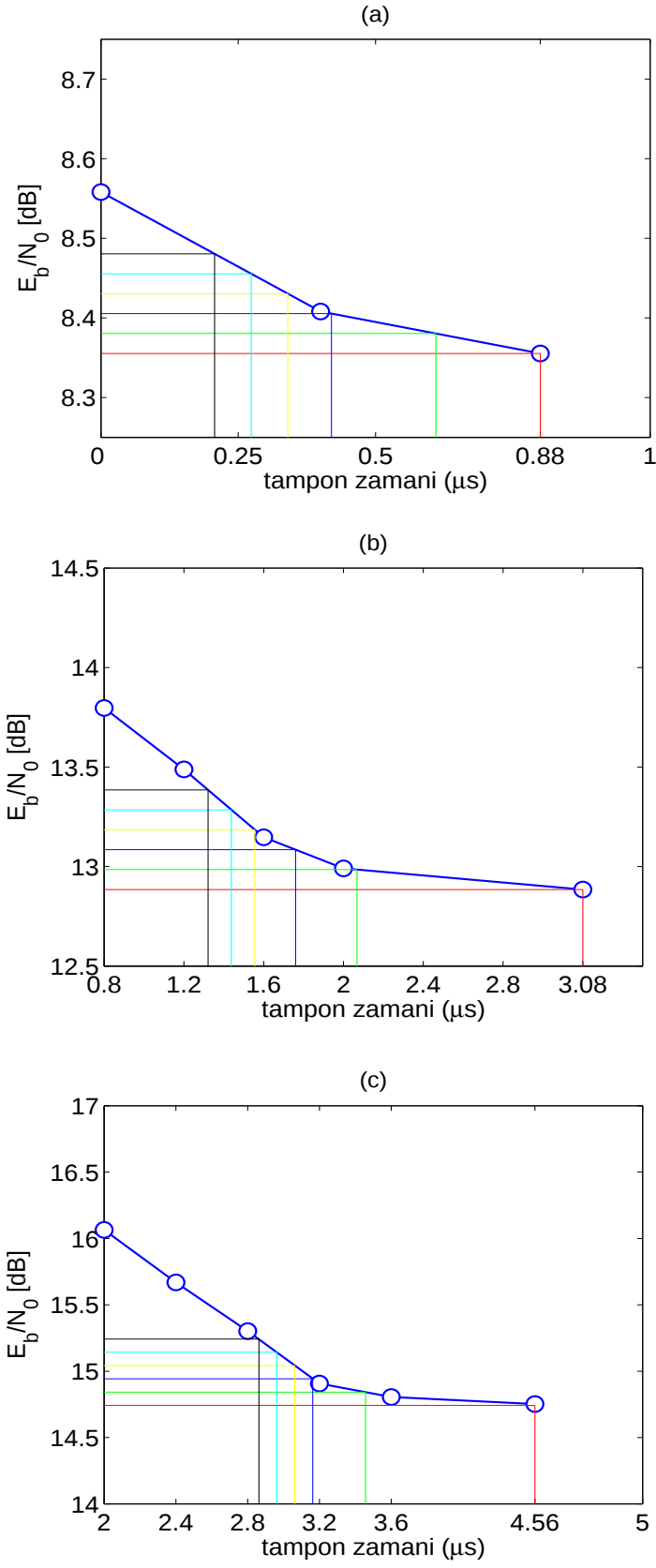
4.4.1. Tampon Zamanının Etkisinin Benzetimsel İncelenmesi

Üç farklı frekans seçiciliğindeki kanal için alt taşıyıcı sayıları K1 için 256, K2 için 1024 ve K3 için 2048 seçildi. Literatürde çoğu çalışmada (Lee ve Park, 2003; Nee ve Prasad, 2000; Engels, 2002) tampon zamanı kanalın τ_{etkin} değerinin 4 katı olarak kullanılmıştır. Kullanılan tampon zamanının sistem başarımına etkisi $4\tau_{\text{etkin}}$ değerine varan tampon zamanları için incelendi ve sonuçlar Şekil 4.4'de verildi. Şekilden de görüldüğü gibi farklı frekans seçiciliğindeki kanallar için azalan tampon zamanı ile SAG gücü artmakta ve sistem başarımı düşmektedir.

K1, K2, K3 kanalları için BHO değeri 0.001 olarak sabit tutulup (Şekil 4.4'deki kesikli çizgiler) farklı tampon zamanları için aynı BHO değerini elde edebilmek için gerekli E_b/N_0 değerleri Şekil 4.5'de verildi. ÇT-KBÇE sistem benzetiminde; azalan tampon zamanı ile SAG'ın etkisi büyümekte ve benzer sistem başarımı sağlamak için gerekli E_b/N_0 değeri artmaktadır. Bu artış frekans seçiciliğinin yüksek olduğu kanal profili için daha fazla olmaktadır. Örneğin tampon zamanları yarıya düşürüldüğünde aynı başarımı sağlamak için E_b/N_0 'daki artım miktarları K1, K2, K3 için yaklaşık olarak 0.05 dB, 0.3 dB ve 1.1 dB'dir.



Şekil 4.4. a) K1, b) K2, c) K3 için farklı tampon sürelerine bağlı ÇT-KBÇE sistem başarımı



Şekil 4.5. a) K1, b) K2, c) K3 için farklı tampon zamanlarında benzer sistem başarımı ($BHO=10^{-3}$) elde etmek için gerekli E_b/N_0 değerleri

Şekil 4.4 ve 4.5’de sunulan sonuçlar elde edilirken tampon zamanı kullanımından kaynaklanan güç kaybı dikkate alınmamıştır. Bu güç değeri $10\log[1-(T_G/T_s)]$ şeklinde ifade edilir. Tampon zamanı azaldığında tampon zamanı kullanım kayıpları düşerken SAG ve TAG güçleri artmakta, tampon zamanı büyüdüğünde ise tampon zamanı kullanım kayıpları artarken SAG ve TAG güçleri azalmaktadır. Farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için sistem başarımındaki azalmayı en az yapan en uygun tampon zamanı mevcuttur ve bu sürenin belirlenmesi sistem tasarımında önemlidir.

K3 kanal profili için tampon zamanı kullanımından kaynaklanan kayıplar göz önüne alınarak farklı tampon zamanları ve E_b/N_0 değerleri için benzetimler yeniden yapıldı ve BHO’ları incelendi. Burada BHO sonuçları üç farklı tampon zamanı için verildi. Verilmeyen tampon zamanları için BHO değerlerinin daha kötü olduğu söylenebilir.

12 dB’lik E_b/N_0 değeri için tampon zamanı olarak 3.2, 3.6 ve 4.0 μs kullanıldığında BHO değerleri sırasıyla 0.0030, 0.0028 ve 0.0029’dur. E_b/N_0 ’ın bu değeri için BHO’nını en az yapan tampon zamanı 3.6 μs ’dir.

14 dB’lik E_b/N_0 değeri için tampon zamanı olarak 3.6, 4.0 ve 4.4 μs kullanıldığında sırasıyla 0.00135, 0.0012 ve 0.0013 BHO değerleri bulundu. Dolayısıyla E_b/N_0 ’ın bu değeri için BHO’nını en az yapan tampon zamanı 4.0 μs ’dir.

E_b/N_0 ’ın 16 dB’lik değeri için tampon zamanı olarak 4.0, 4.4 ve 4.8 μs kullanıldığında BHO değerleri sırasıyla 0.00071803, 0.00071329 ve 0.00075705’dir. Bu koşullar için ise en uygun tampon zamanı 4.4 μs ’dir.

K3 için tampon zamanı kullanım kayıpları dikkate alınarak yapılan benzetimlerde sistem başarımındaki azalmayı en az yapan en uygun zamanının var olduğu ve bu değerın kullanılan E_b/N_0 değerine bağlı olarak değiştiği görüldü. Benzer durumun K1 ve K2 için de geçerli olduğu söylenebilir. Dolayısıyla farklı frekans seçiciliğindeki kanal profilleri için kullanılan E_b/N_0 değerine bağlı en uygun tampon zamanı belirlenmeli ve bu sürenin en iyi hangi kanal değişkeni ile ifade edilebileceği araştırılmalı sonucuna ulaşıldı.

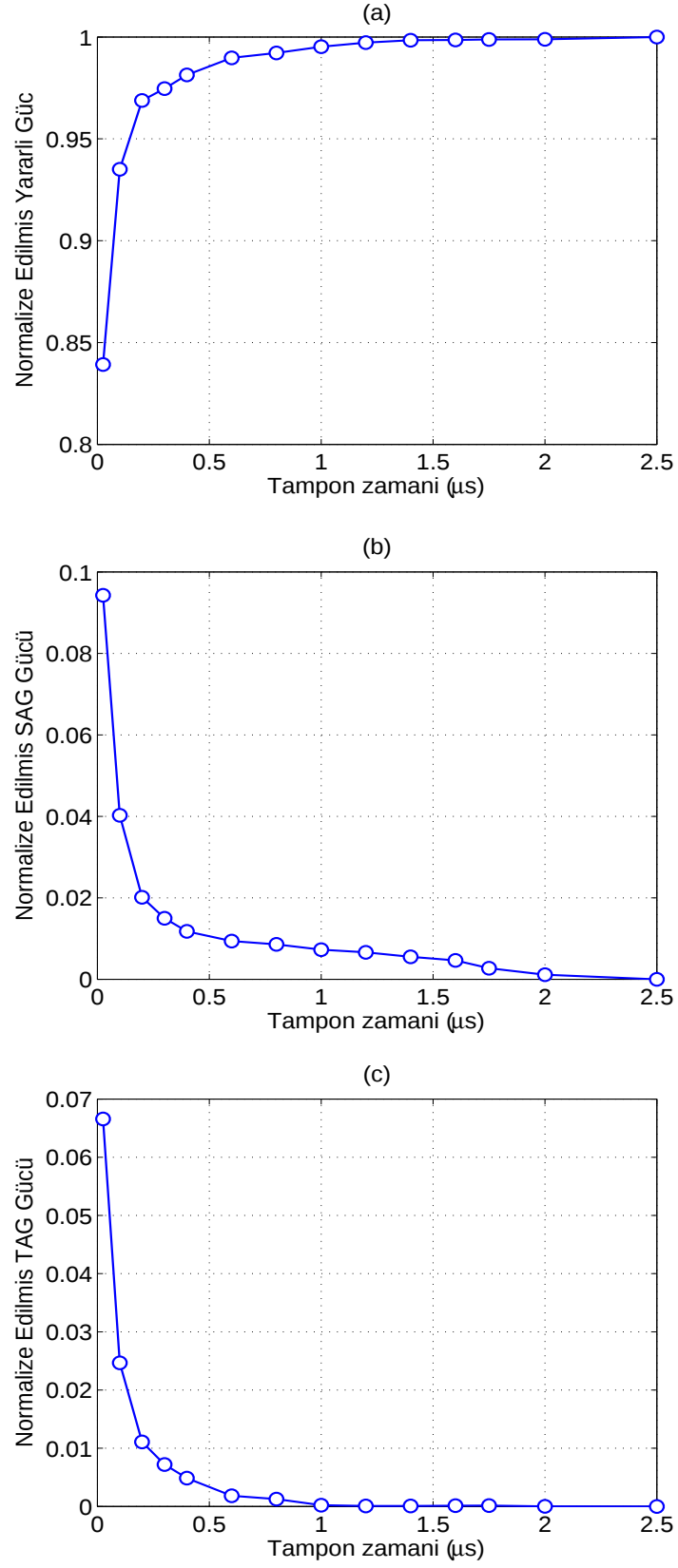
4.4.2. En Uygun Tampon Zamanı İle Etkin Yankı Gecikmesi Arasındaki İlişki

4.4.2.1. Gerçek Kanal Verileriyle Yapılan İncelemeler

ÇT-KBÇE sistem başarımındaki azalma SGO'daki değişim olarak ifade edilebilir. Bölüm 3.4'de ÇT-KBÇE sistemi için güç ifadelerinin çıkartımı verilmiştir. Tek kullanıcı bir sistem göz önüne alındığında: Yararlı, SAG ve TAG güç ifadeleri (3.28), (3.29), (3.30) eşitliklerinde verildiği gibidir. Bu eşitlikler kullanılarak MATLAB dilinde yazılan program ile verilen bir kanal profili ve alt taşıyıcı sayısı için kullanılan tampon zamanına bağlı olarak $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} güç değerleri bulundu. Sonra bu değerler (3.4) eşitliğinde yerine yazılıp verilen E_b/N_0 değeri için SGO'daki değişime bakıldı. Değişimi en az yapan tampon zamanı en uygun tampon zamanı olarak belirlendi. Hatırlatmak amacı ile (3.4) eşitliği aşağıda verildiği gibidir.

$$\left(\frac{S}{G}\right)_{\text{değişim}}^{\ell} = 10 \log \left(\frac{\left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) P_{\text{yararlı}}(\ell)}{1 + \frac{E_b}{N_0} \left(1 - \frac{T_G}{T_s}\right) [P_{\text{SAG}}(\ell) + P_{\text{TAG}}(\ell)]} \right)$$

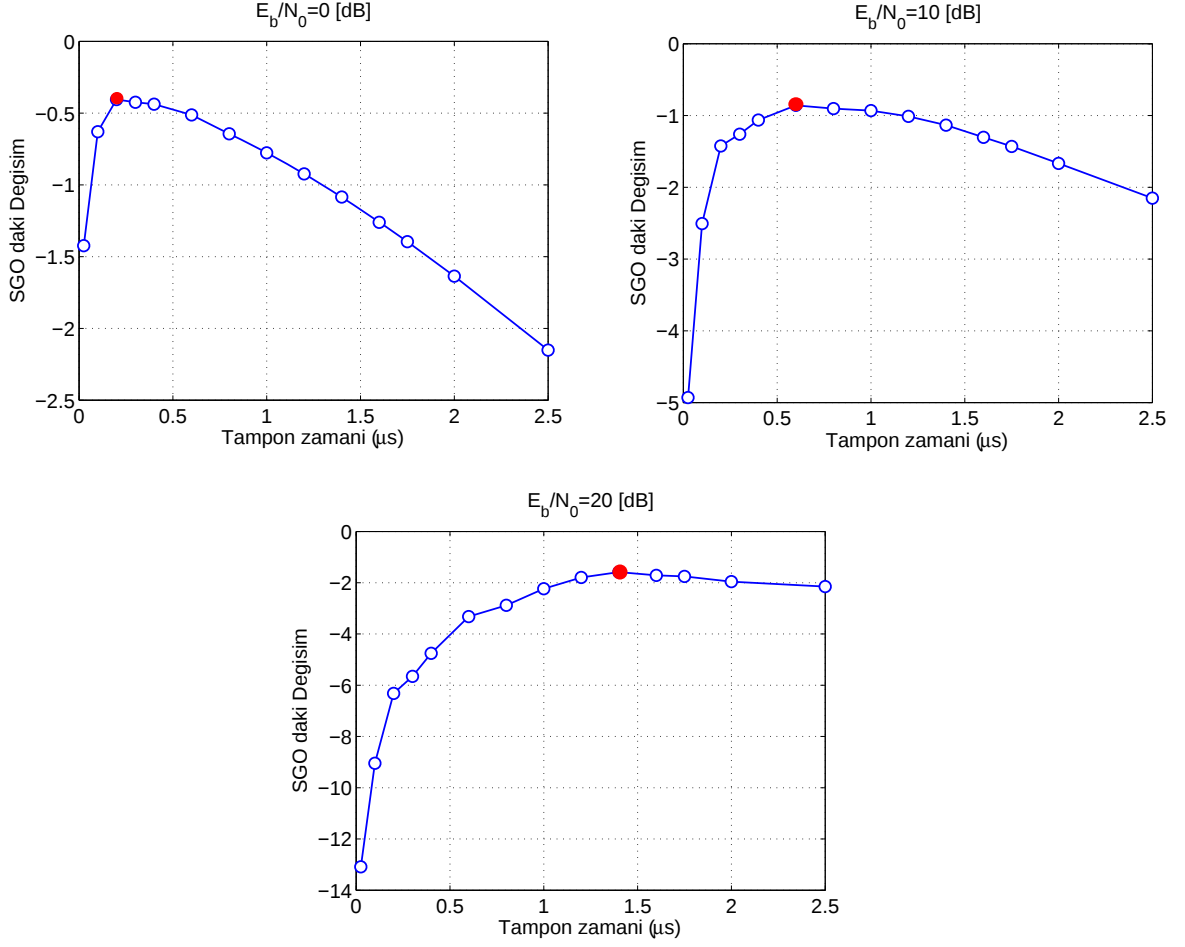
K1 için alıcıda ℓ inci S/P dönüştürücü çıkışı kazanç birleştirme işlemine tabii tutulduktan sonraki güç değerleri $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} belirlendi ve Şekil 4.6'da verildi. Şekilde görüldüğü gibi belirli bir tampon zamanının sonra yararlı güç değerinde fazla bir artış olmamaktadır. Bu güç değerleri ve E_b/N_0 değeri (3.4) eşitliğinde yerine konularak elde edilen sistem başarımındaki değişim Çizelge 4.3'de verilmiştir. Ayrıca gösterimsel olarak daha açıklayıcı olması açısından K1'e mahsus olmak üzere farklı E_b/N_0 değerleri ve tampon zamanları için SGO'daki değişim Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



Şekil 4.6. K1 için tampon zamanına bağlı normalize
a) $P_{\text{yararlı}}$, **b)** P_{SAG} , **c)** P_{TAG} güç değerleri

Çizelge 4.3. 0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için K1 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı

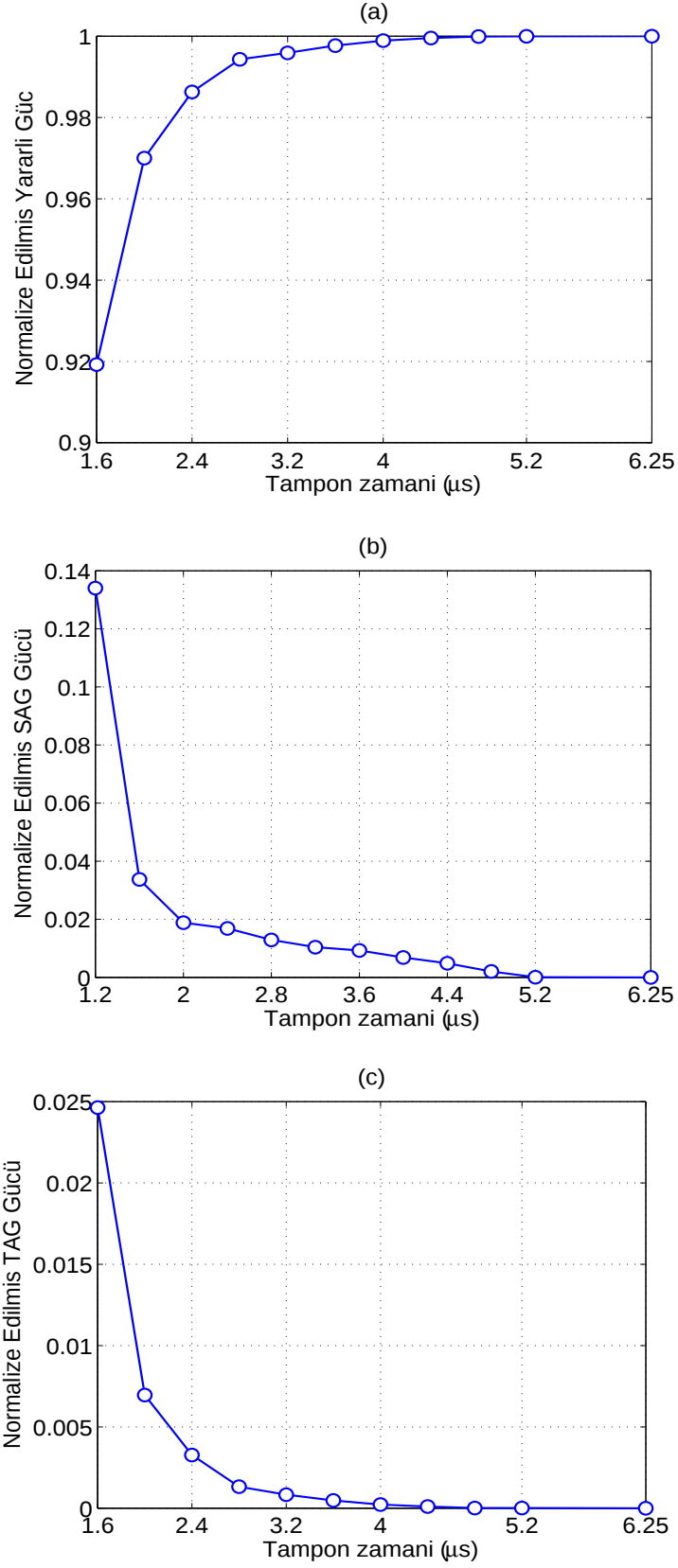
K1, 256 alt taşıyıcı, $T_s = 6.4\mu s$, $\tau_{etkin} = 0.22\mu s$	Tampon zamanı (T_g , μs)	SGO’daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	0.025	-1.42
	0.1	-0.63
	0.2	-0.40
	0.3	-0.42
	0.4	-0.43
	0.6	-0.51
	0.8	-0.64
	1.0	-0.77
	1.2	-0.92
	1.4	-1.08
	1.6	-1.26
	1.75	-1.39
	2.0	-1.63
	2.25	-2.15
$E_b/N_0=10$ dB	0.025	-4.93
	0.1	-2.50
	0.2	-1.42
	0.3	-1.25
	0.4	-1.06
	0.6	-0.85
	0.8	-0.90
	1.0	-0.93
	1.2	-1.01
	1.4	-1.13
	1.6	-1.30
	1.75	-1.42
	2.0	-1.66
	2.25	-2.15
$E_b/N_0=20$ dB	0.025	-13.08
	0.1	-9.04
	0.2	-6.31
	0.3	-5.65
	0.4	-4.75
	0.6	-3.32
	0.8	-2.88
	1.0	-2.23
	1.2	-1.79
	1.4	-1.58
	1.6	-1.71
	1.75	-1.75
	2.0	-1.95
	2.25	-2.15



Şekil 4.7. K1 kanal profilinde 0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için en uygun tampon zamanının gösterilmesi

Çizelge 4.3’de görüldüğü gibi K1 için E_b/N_0 0 dB seçildiğinde SGO’daki kayıp en az 0.2 μs ’lik tampon zamanı için geçerlidir ve dolayısıyla en uygun tampon zamanı 0.2 μs ’dir. E_b/N_0 10 dB seçildiğinde SGO’daki kayıp en az 0.6 μs ’lik tampon zamanı içindir. E_b/N_0 20 dB alınırsa sistem başarımındaki azalmanın en az olduğu tampon zamanı 1.4 μs ’dir.

K2’ye ait alıcıda ℓ inci S/P dönüştürücü çıkışı kazanç birleştirme işlemine tabii tutulduktan sonraki güç değerleri $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} Şekil 4.8’de verilmiştir. K2 için farklı tampon zamanlarındaki SGO’daki azalma Çizelge 4.4’de görülmektedir. 0 dB’lik E_b/N_0 değeri için SGO’daki kayıp en az 2.3 μs ’lik tampon zamanı içindir. E_b/N_0 ’ın 10 ve 20’lik değerleri için SGO’daki kayıp en az sırasıyla 2.8 μs 4.8 μs ’lik tampon zamanlarında sağlanır.



Şekil 4.8. K2 için tampon zamanına bağlı normalize
a) $P_{\text{yararlı}}$, b) P_{SAG} , c) P_{TAG} güç değerleri

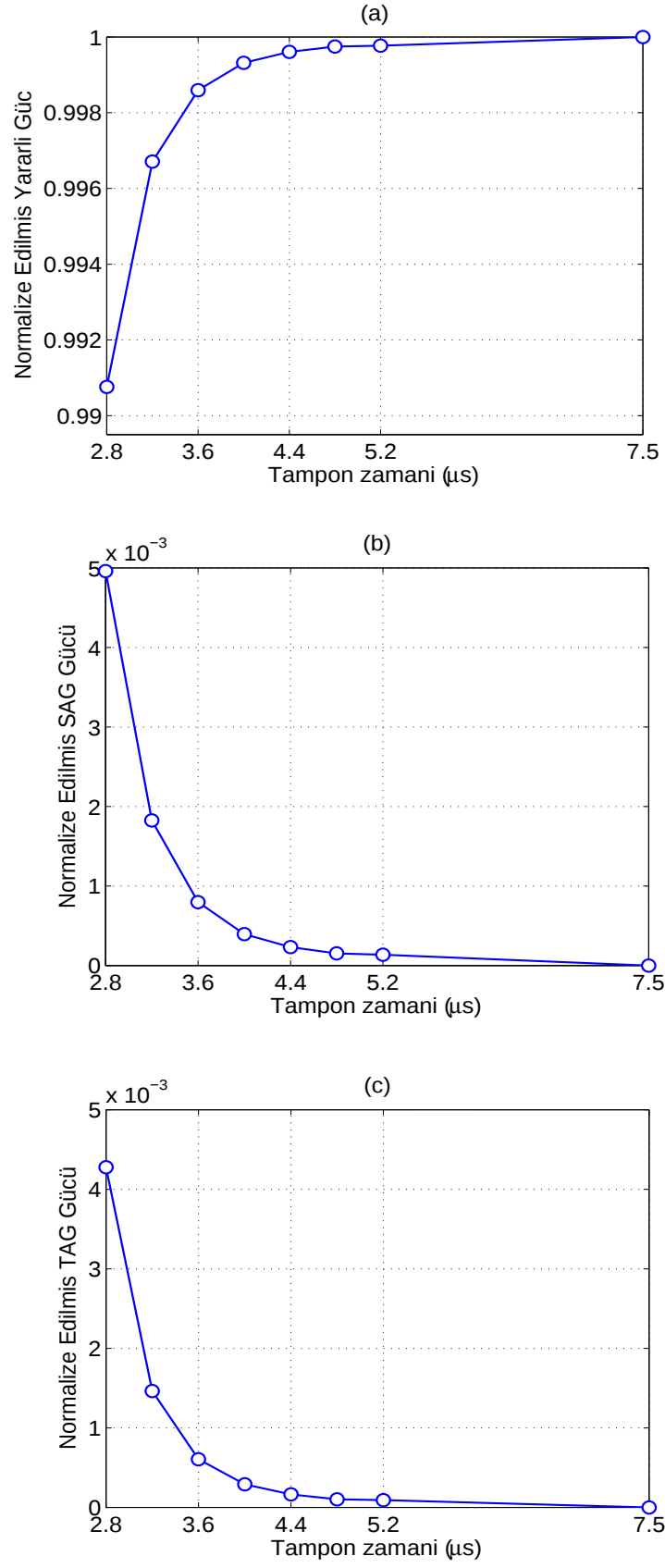
Çizelge 4.4. 0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için K2 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı

K2, 1024 alt taşıyıcı, $T_s = 25.6\mu s$, $\tau_{etkin} = 0.77\mu s$	Tampon zamanı ($T_g, \mu s$)	SGO’daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	1.6	-0.96
	2.0	-0.60
	2.3	-0.54
	2.8	-0.55
	3.2	-0.61
	3.6	-0.67
	4.0	-0.74
	4.4	-0.82
	4.8	-0.90
	5.2	-0.98
	6.25	-1.21
$E_b/N_0=10$ dB	1.6	-3.09
	2.0	-1.54
	2.3	-0.99
	2.8	-0.74
	3.2	-0.75
	3.6	-0.76
	4.0	-0.78
	4.4	-0.83
	4.8	-0.90
	5.2	-0.98
	6.25	-1.21
$E_b/N_0=20$ dB	1.6	-9.97
	2.0	-6.24
	2.3	-3.99
	2.8	-2.30
	3.2	-1.92
	3.6	-1.44
	4.0	-1.12
	4.4	-0.98
	4.8	-0.93
	5.2	-0.99
	6.25	-1.21

K3'e ait alıcıda ℓ inci S/P dönüştürücü çıkışı kazanç birleştirme işlemine tabii tutulduktan sonraki güç değerleri $P_{\text{yararlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} Şekil 4.9'da verilmiştir. K2 için farklı tampon zamanlarındaki SGO'daki değişim Çizelge 4.5'de görülmektedir. 0 dB'lik E_b/N_0 değeri için 3.2 μs 'lik tampon zamanında SGO'daki kayıp en azdır. 10 ve 20 dB'lik E_b/N_0 değerleri için SGO'daki en az kayıp sırasıyla 3.6 μs ve 4.8 μs 'lik tampon zamanları içindir.

Çizelge 4.5. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için K3 kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı

K3 2048 alt taşıyıcı $T_s = 51.2\mu\text{s}$ $\tau_{\text{etkin}} = 1.14\mu\text{s}$	Tampon zamanı ($T_g, \mu\text{s}$)	SGO'daki değişim [dB]
$E_b/N_0=0$ dB	2.8	-0.32
	3.2	-0.30
	3.6	-0.33
	4.0	-0.35
	4.4	-0.39
	4.8	-0.42
	5.2	-0.46
	7.5	-0.68
$E_b/N_0=10$ dB	2.8	-0.64
	3.2	-0.42
	3.6	-0.37
	4.0	-0.38
	4.4	-0.40
	4.8	-0.43
	5.2	-0.47
	7.5	-0.68
$E_b/N_0=20$ dB	2.8	-3.01
	3.2	-1.46
	3.6	-0.85
	4.0	-0.62
	4.4	-0.54
	4.8	-0.52
	5.2	-0.55
	7.5	-0.68



Şekil 4.9. K3 için tampon zamanına bağlı normalize
a) $P_{\text{yararlı}}$, **b)** P_{SAG} , **c)** P_{TAG} güç değerleri

Çizelge 4.6’da K1, K2 ve K3 için kuramsal olarak bulunan en uygun tampon zamanının kanalın etkin gecikme değeri ve sembol süresi ile olan ilişkisi verilmiştir. En uygun tampon zamanı ile kanalın τ_{etkin} değeri arasındaki ilişki değişen E_b/N_0 değerleri ve frekans seçicilikli kanal profilleri için farklılık göstermektedir. Aynı farklılık en uygun tampon zamanı ile sembol süresi arasında da vardır. Çizelge 4.6 bütün olarak düşünüldüğünde farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için en uygun tampon zamanı ile τ_{etkin} ve T_s arasında kesin bir bağıntının olmadığı görülmektedir.

Çizelge 4.6. K1, K2 ve K3 için en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s süresi ile olan ilişkisi

Kanal	E_b/N_0 (dB)								
	0			10			20		
	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$
K1	0.2	0.90	32.00	0.6	2.72	10.66	1.4	6.36	4.57
K2	2.3	2.98	11.13	2.8	3.63	9.14	4.8	6.23	5.33
K3	3.2	2.80	16.00	3.6	3.15	14.22	4.8	4.22	10.66
K1 için $\tau_{\text{etkin}} = 0.22\mu\text{s}$, $T_s = 6.4\mu\text{s}$ K2 için $\tau_{\text{etkin}} = 0.77\mu\text{s}$, $T_s = 25.6\mu\text{s}$ K3 için $\tau_{\text{etkin}} = 1.14\mu\text{s}$, $T_s = 51.2\mu\text{s}$									

4.4.2.2. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, SGO’daki değişime bakarak belirlenen en uygun tampon zamanı değerlerinin sağlaması oluşturduğumuz ÇT-KBÇE benzetimcisi yardımıyla yapıldı. E_b/N_0 10 dB alınarak K2 profili ve E_b/N_0 20 dB alınarak K3 profili için sağlamalar yapıldı. K2 ve K3 için farklı tampon zamanları kullanıldı ve benzetimci çıkışındaki BHO değerine bakıldı. Benzetimci de tampon zamanı kullanımından kaynaklanan kayıplar dikkate alındı. Kullanılan E_b/N_0 değeri için sistem başarımındaki en düşük BHO’nını veren tampon zamanı en uygun tampon zamanı olarak belirlendi.

K2 profilinde E_b/N_0 'ın 10 dB değeri için en uygun tampon zamanı kuramsal olarak 2.8 μ s olarak bulunmuştu. 2.4 μ s'lik tampon zamanı için benzetimci çıkışındaki BHO değeri 0.0172'dir. Tampon zamanının 2.8 μ s ve 3.2 μ s'lik değerleri için BHO'lar sırasıyla 0.0164 ve 0.0173'dür. Benzetimci sonuçları incelendiğinde en düşük BHO 2.8 μ s'lik tampon zamanı içindir ve bu değer kuramsal olarak bulduğumuz en uygun tampon zamanıyla da uyumludur.

K3 için E_b/N_0 20 dB değerinde en uygun tampon zamanı kuramsal olarak 4.8 μ s olarak bulunmuştu. 4.4 μ s'lik tampon zamanı için benzetimci başarımı incelendiğinde BHO'nın 0.000516 olduğu görüldü. 4.8 μ s ve 5.2 μ s'lik tampon zamanları için bu değerler 0.0004506 ve 0.000482'dir. Benzetimsel olarak da bu kanal profili için en uygun tampon zamanı 4.8 μ s'dir.

Sonuç olarak kuramsal olarak bulunan en uygun tampon zamanı değerinin doğruluğu benzetimsel olarak da sınanmış oldu.

4.4.2.3. Test Kanal Verileriyle Yapılan İncelemeler

Kuramsal olarak en uygun tampon zamanı test kanalları kullanılarak da bulundu. Test kanalı olarak Cost207'nin kentsel kanal (typical urban, TU) ve banliyö kanal modeli, taşıt-A (ITU Vehicular-A) kanal modeli kullanıldı. Bu kanallar için yankı gücü, yankı gecikmesi ve alt taşıyıcı sayısı bilgileri kullanılarak EK.B'de verilen MATLAB programı yardımıyla Yararlı, SAG, ve TAG güçleri bulundu. Bu güç değerleri ve belirlenen E_b/N_0 değeri için (3.4) eşitliği kullanılarak SGO'daki değişim gözlemlendi. SGO'daki değişimi en az yapan süre en uygun tampon zamanı olarak belirlendi.

Bu kanallar için gerekli alt taşıyıcı sayıları belirlenirken K1, K2 ve K3 için gerekli alt taşıyıcı sayısı ile kanalın τ_{etkin} değeri arasındaki ilişki göz önünde bulunduruldu. Örneğin K1'in τ_{etkin} değeri 0.22 μ s iken gerekli alt taşıyıcı sayısı 256'dır. K2'nin τ_{etkin} değeri 0.77 μ s gerekli alt taşıyıcı sayısı 1024 ve K3'ün τ_{etkin} değeri 1.14 μ s gerekli alt taşıyıcı sayısı 2048'dir. Benzetimlerde τ_{etkin} değeri küçük kanal modelleri için 128 ya da 256 alt taşıyıcı, orta seviyeli τ_{etkin} değerli kanal profilleri için 512 ya da 1024 alt taşıyıcı ve büyük τ_{etkin} değerli kanal modelleri için 2048 alt taşıyıcı kullanıldı.

4.4.2.3.1. Kentsel Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar

Altı yankılı kentsel kanal modelinin yankı gecikme ve yankı güç değerleri Çizelge 4.7’de verilmiştir. Bu kanal yapısı için 2048 alt taşıyıcı seçilerek farklı tampon zamanları ve E_b/N_0 değerleri için sistem başarımındaki değişim Çizelge 4.8’de verilmiştir. Çizelgeden görüldüğü gibi E_b/N_0 ’ın 0 dB değeri için en uygun tampon zamanı 0.525 μ s’dir. E_b/N_0 ’ın 10 ve 20 dB değerleri için bu süreler sırasıyla 3.325 μ s ve 5 μ s ‘dir.

Çizelge 4.7. Kentsel kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri

Yankılar	Kentsel kanal	
	Gecikme (μ s)	Güç (dB)
1. yankı	0	-3
2. yankı	0.2	0
3. yankı	0.5	-2
4. yankı	1.6	-6
5. yankı	2.3	-8
6. yankı	5.0	-10

Çizelge 4.8. 0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için Kentsel kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı

Kentsel kanal, 2048 alt taşıyıcı, $T_s = 51.2\mu s$, $\tau_{etkin} = 1.0616\mu s$	Tampon zamanı ($T_G, \mu s$)	$P_{yararlı}$ (Normalize edilmiş)	$P_{SAG} + P_{TAG}$ (Normalize edilmiş)	SGO’daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	0.225	0.986516	0.013484	-0.13
	0.525	0.990879	0.009121	-0.12
	1.625	0.997510	0.002490	-0.16
	3.325	0.998868	0.001132	-0.21
	5.000	1.000000	0.000000	-0.44
$E_b/N_0=10$ dB	0.225	0.986516	0.013484	-0.62
	0.525	0.990879	0.009121	-0.45
	1.625	0.997510	0.002490	-0.26
	3.325	0.998868	0.001132	-0.25
	5.000	1.000000	0.000000	-0.44
$E_b/N_0=20$ dB	0.225	0.986516	0.013484	-3.77
	0.525	0.990879	0.009121	-2.87
	1.625	0.997510	0.002490	-1.08
	3.325	0.998868	0.001132	-0.65
	5.000	1.000000	0.000000	-0.44

4.4.2.3.2. Banliyö Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar

Sekiz yankılı banliyö kanal modelinin yankı gecikme ve yankı güç değerleri Çizelge 4.9’da verilmiştir (Cost 207, 1989). Bu kanal yapısı için 1024 alt taşıyıcı seçilerek farklı tampon zamanları ve E_b/N_0 değerleri için sistem başarımındaki azalma Çizelge 4.10’da gösterilmiştir. Çizelgeden görüldüğü gibi E_b/N_0 ’ın 0 dB değeri için en uygun tampon zamanı 1.025 μs ’dir. E_b/N_0 ’ın 10 ve 20 dB değerleri için en uygun tampon zamanları 2.025 μs ve 4.025 μs ’dir.

Çizelge 4.9. Banliyö kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri

Yankılar	Banliyö	
	Gecikme (μs)	Güç (dB)
1. yankı	0.0	0
2. yankı	1.0	-4.34
3. yankı	2.0	-8.68
4. yankı	3.0	-13.02
5. yankı	4.0	-17.37
6. yankı	5.0	-21.71
7. yankı	6.0	-26.05
8. yankı	7.0	-30.40

Çizelge 4.10. 0, 10, 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için banliyö kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO'daki değişim miktarı

Banliyö kanal, 1024 alt taşıyıcı, $T_s = 25.6\mu\text{s}$, $\tau_{\text{etkin}} = 0.9483\mu\text{s}$	Tampon zamanı ($T_G, \mu\text{s}$)	$P_{\text{yararlı}}$ (Normalize edilmiş)	$P_{\text{SAG}} + P_{\text{TAG}}$ (Normalize edilmiş)	SGO'daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0\text{dB}$	0.225	0.954879	0.045121	-0.39
	1.025	0.985864	0.014136	-0.29
	2.025	0.995506	0.004494	-0.39
	3.025	0.998623	0.001377	-0.55
	4.025	0.999621	0.000379	-0.74
	5.025	0.999919	0.000081	-0.94
	7.000	1.000000	0.000000	-1.38
$E_b/N_0=10\text{ dB}$	0.225	0.954879	0.045121	-1.82
	1.025	0.985864	0.014136	-0.79
	2.025	0.995506	0.004494	-0.55
	3.025	0.998623	0.001377	-0.60
	4.025	0.999621	0.000379	-0.75
	5.025	0.999919	0.000081	-0.95
	7.000	1.000000	0.000000	-1.38
$E_b/N_0=20\text{ dB}$	0.225	0.954879	0.045121	-7.61
	1.025	0.985864	0.014136	-3.96
	2.025	0.995506	0.004494	-1.88
	3.025	0.998623	0.001377	-1.04
	4.025	0.999621	0.000379	-0.88
	5.025	0.999919	0.000081	-0.97
	7.000	1.000000	0.000000	-1.38

4.4.2.3.3. Taşıt-A Kanal Modeli Kullanılarak Elde Edilen Sonuçlar

Altı yankılı taşıt-A kanal modelinin (ITU-R, 1997) yankı gecikme ve yankı güç değerleri Çizelge 4.11’de verilmiştir. Bu kanal yapısı için 512 alt taşıyıcı seçilerek farklı tampon zamanları ve E_b/N_0 değerleri için sistem başarımındaki azalma Çizelge 4.12’de verilmiştir. Çizelge 4.12’de görüldüğü gibi E_b/N_0 ’ın 0 dB değeri için en uygun tampon zamanı 0.325 μ s’dir. E_b/N_0 ’ın 10 ve 20 dB değerleri için en uygun tampon zamanları 0.725 μ s ve 1.750 μ s’dir.

Çizelge 4.11. Taşıt-A kanal profili için yankı gecikme ve yankı güç değerleri

Yankılar	Taşıt-A	
	Gecikme (μ s)	Güç (dB)
1. yankı	0	0
2. yankı	0.31	-1
3. yankı	0.71	-9
4. yankı	1.09	-10
5. yankı	1.73	-15
6. yankı	2.51	-20

Çizelge 4.12. 0, 10, 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için taşıt-A kanal profilindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı

Taşıt-A kanalı 512 alt taşıyıcı, $T_s = 12.8\mu s$, $\tau_{etkin} = 0.3704\mu s$	Tampon zamanı ($T_G, \mu s$)	$P_{yararlı}$ (Normalize edilmiş)	$P_{SAG} + P_{TAG}$ (Normalize edilmiş)	SGO’daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	0.025	0.966861	0.033139	-0.56
	0.325	0.988752	0.011248	-0.48
	0.725	0.996304	0.003696	-0.57
	1.100	0.998244	0.001756	-0.70
	1.750	0.999850	0.000150	-0.95
	2.525	1.000000	0.000000	-1.29
$E_b/N_0=10$ dB	0.025	0.966861	0.033139	-1.60
	0.325	0.988752	0.011248	-0.86
	0.725	0.996304	0.003696	-0.70
	1.100	0.998244	0.001756	-0.76
	1.750	0.999850	0.000150	-0.96
	2.525	1.000000	0.000000	-1.29
$E_b/N_0=20$ dB	0.025	0.966861	0.033139	-6.56
	0.325	0.988752	0.011248	-3.51
	0.725	0.996304	0.003696	-1.78
	1.100	0.998244	0.001756	-1.30
	1.750	0.999850	0.000150	-1.00
	2.525	1.000000	0.000000	-1.29

Çizelge 4.13’de üç test kanalı için kuramsal olarak bulunan en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s ile olan ilişkisi verilmiştir. Sistem başarımındaki azalmayı en az yapan tampon zamanı ile kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s arasındaki ilişki farklı E_b/N_0 değerleri için farklılık göstermektedir.

Çizelge 4.13. Kentsel, Banliyö ve Taşıt-A kanalları için en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s süresi ile olan ilişkisi

Kanal	E_b/N_0 (dB)								
	0			10			20		
	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$	$T_{G_{\text{uyg}}}$ (μs)	$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$	$\frac{T_s}{T_{G_{\text{uyg}}}}$
Kentsel	0.525	0.49	97.52	3.325	3.13	15.39	5.0	4.70	10.24
Banliyö	1.025	1.08	24.97	2.025	2.13	12.64	4.025	4.24	6.36
Taşıt-A	0.325	0.87	39.38	0.725	1.95	17.65	1.75	4.72	7.31

Gerek gerçek kanal verileri gerekse test kanal verileri için en uygun tampon zamanı ile kanalın τ_{etkin} değeri ve T_s arasında kesin bir bağıntının olmadığı görüldü. Dolayısıyla en uygun tampon zamanını farklı bir kanal değişkeni ile ilişkilendirmek gerekir. Çalışmanın bu bölümünde iletim kanal değişkenlerinden toplam yankı gücünün % p kadarını içeren yankı güç pencere genişliği (W_p) en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir mi? sorusuna yanıt arandı. En uygun tampon zamanının ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki Bölüm 4.4.3’de verildi.

4.4.3. En Uygun Tampon Zamanı İle Yankı Güç Pencere Genişliği Arasındaki İlişki

K1, K2 ve K3 için yankı güç pencere genişliği olarak en uygun tampon zamanı seçildiğinde toplam yankı gücünün % p kadarı alınmaktadır. Bu kanal profilleri için yankı güç pencere genişliği ve bu sürede alınan yankı güçlerinin yüzdesel değeri Çizelge 4.14’de verilmiştir. Burada W_p toplam yankı gücünün % p kadarının içeren yankı güç pencere genişliğini göstermektedir.

Bu çalışmada tampon zamanı artımları doğrusal gerçekleşmiştir. Tampon zamanı p ile ilişkilendirirken hassaslık sorunu yaşanabilmektedir. Bu durum özellikle güçlü yankı durumlarında geçerlidir. Örneğin K1 için tampon zamanı 0.1 μs ’den 0.2

μs 'ye çıkarıldığında p değeri 86.21'den 90.82'ye çıkmaktadır ($W_{p=86.21}=0.1\mu\text{s}$ ve $W_{p=90.82}=0.2\mu\text{s}$). Yani p 'nin 86.21 ile 90.82 değerleri arasında bilgi bulunmamaktadır.

Çizelge 4.14'de görüldüğü gibi 0 dB'lik E_b/N_0 değeri için toplam yankı gücünün yaklaşık %90'ını içeren yankı güç pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılması sistem başarımını fazla etkilememektedir. Örneğin K1 için toplam yankı gücünün %90.82'ünü içeren ($W_{p=90.82}$) yankı güç pencere genişliği tampon zamanı olarak kullanıldığında SGO'daki değişim -0.40 dB iken tampon zamanı olarak $W_{p=91.83}$ seçildiğindeki değişim -0.43 dB'dir. Aradaki fark ise 0.03 dB gibi göz ardı edilebilecek düzeydedir. Benzer yorumlar K2 ve K3 içinde yapılabilir.

Orta düzeyli E_b/N_0 (örn. 10 dB) değerleri incelendiğinde K1, K2 ve K3 için sırasıyla toplam yankı gücünün yaklaşık %93, %95 ve %96'sını içeren yankı güç pencere genişlikleri en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. K1 için $W_{p=93}$ ve $W_{p=95}$ 'e yakın değerli tampon zamanları benzer sistem başarımı vermektedir. Aynı durum K3 içinde geçerlidir. Dolayısıyla orta düzeyli E_b/N_0 gerektiren uygulamalar için toplam yankı gücünün %95'ini içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir.

Yüksek E_b/N_0 (örn. 20 dB) gerektiren uygulamalarda ise toplam yankı gücünün %99'unu içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir.

Sonuç olarak bu üç kanal profili için en uygun tampon zamanı kanalın yankı güç pencere genişliği ile ifade edildi. Farklı E_b/N_0 gerektiren uygulamalarda toplam yankı gücünün belirli bir yüzdesini içeren yankı güç pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılabileceği sonucuna varıldı.

Çizelge 4.14. K1, K2 ve K3 kanal profilleri için E_b/N_0 değerine bağlı en uygun tampon zamanının yankı güç pencere genişliği ile ilişkisi

Kanal	E_b/N_0 (dB)					
	0		10		20	
	$W_p = T_{G_{uyg}}$ (μs)	$p(\%)$	$W_p = T_{G_{uyg}}$ (μs)	$p(\%)$	$W_p = T_{G_{uyg}}$ (μs)	$p(\%)$
K1	0.2	90.82	0.6	92.65	1.4	98.97
K2	2.3	90.65	2.8	94.95	4.8	99.17
K3	3.2	92.44	3.6	96.27	4.8	99.01

Çalışmanın sonraki aşamasında yankı güç pencere genişliği ile en uygun tampon zamanı arasındaki bu ilişkinin test kanalları içinde var olup olmadığı araştırıldı. Çizelge 4.15’de kentsel kanal için tampon zamanı olarak kullanılan yankı güç pencere genişliği ve bu süredeki toplam yankı gücü verilmiştir. Bu kanal profilinde E_b/N_0 ’ın 0 dB değeri için $W_{p=81}$ ’lik tampon zamanı için sistem başarımındaki azalma en azdır. $W_{p=90}$ ile $W_{p=81}$ ’lik tampon zamanları için sistem başarımı karşılaştırıldığında SGO’daki farkın yaklaşık 0.04 dB olduğu düşünülürse; toplam yankı gücünün yaklaşık %90’nını içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. E_b/N_0 ’ın 10 dB değeri için SGO’daki azalmanın en az olduğu tampon zamanı $W_{p=96}$ değeridir. Tampon zamanı olarak $W_{p=96}$ yada $W_{p=90}$ kullanmanın SGO’daki değişime katkısının 0.01 dB olduğu düşünülürse toplam yankı gücünün yaklaşık %95’ini içeren yankı güç profil genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. E_b/N_0 ’ın 20 dB değeri için beşinci yankıyı içine alan yankı güç pencere genişliği $W_{p=96}$ ve tüm yankıları içine alan yankı güç profil pencere genişliği $W_{p=100}$ ’dür. Dolayısıyla tampon zamanı olarak $W_{p=96}$ ile $W_{p=100}$ arasında bir değer olmadığı için yüksek E_b/N_0 gerektiren uygulamalarda ise toplam yankı gücünün %99’unu içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir önermemizi kanal profili için söyleyemeyiz.

Çizelge 4.15. Kentsel kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki

Kentsel kanal	$W_p = T_G$ (μs)	$p(\%)$	SGO'daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	0.225	56.82	-0.14
	0.525	80.71	-0.12
	1.625	90.22	-0.16
$E_b/N_0=10$ dB	1.625	90.22	-0.26
	3.325	96.21	-0.25
	5.000	100	-0.44
$E_b/N_0=20$ dB	1.625	90.22	-1.09
	3.325	96.21	-0.65
	5.000	100	-0.44

Çizelge 4.16'da banliyö kanal için tampon zamanı olarak kullanılan yankı güç pencere genişliği ve bu süredeki toplam yankı gücü verilmiştir. Bu kanal profilinde E_b/N_0 'ın 0 dB değeri için sistem başarımındaki azalma $W_{p=87}$ 'lık tampon zamanı için sağlanmaktadır. $W_{p=87}$ ile $W_{p=95}$ 'lik tampon zamanları karşılaştırıldığında SGO'daki fark yaklaşık 0.1 dB olmaktadır. $W_{p=90}$ 'lık tampon zamanı için bu farkın 0.1 dB'den daha az olacağından toplam yankı gücünün yaklaşık %90'nını içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. E_b/N_0 'ın 10 dB değeri için SGO'daki azalmanın en az olduğu tampon zamanı $W_{p=95}$ 'dir. Dolayısıyla bu E_b/N_0 değeri için toplam yankı gücünün yaklaşık %95'ini içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. Yüksek E_b/N_0 gerektiren uygulamalarda ise toplam yankı gücünün %99'unu içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir.

Çizelge 4.16. Banliyö kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki

Banliyö kanal	$W_p = T_G$ (μs)	$p(\%)$	SGO'daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0dB$	0.225	63.23	-0.39
	1.025	86.50	-0.29
	2.025	95.05	-0.39
$E_b/N_0=10dB$	1.025	86.50	-0.79
	2.025	95.05	-0.55
	3.025	98.20	-0.60
$E_b/N_0=20dB$	3.025	98.20	-1.04
	4.025	99.35	-0.88
	5.025	99.78	-0.97

Çizelge 4.17’de taşıt-A kanalı için tampon zamanı olarak kullanılan yankı güç pencere genişliği ve bu süredeki toplam yankı gücü verilmiştir. Bu kanal profilinde E_b/N_0 ’ın 0 dB değeri için sistem başarımındaki azalma $W_{p \approx 87}$ ’lık tampon zamanı için sağlanmaktadır. Tampon zamanı olarak $W_{p \approx 93}$ veya $W_{p \approx 87}$ ’nin kullanılması karşılaştırıldığında SGO’daki fark yaklaşık 0.08 dB’dir. $W_{p \approx 90}$ ’lık tampon zamanı için bu fark değeri 0.08 dB değerinden çok küçük olacağı için toplam yankı gücünün yaklaşık %90’nını içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. E_b/N_0 ’ın 10 dB değeri için SGO’daki azalmanın en az olduğu tampon zamanı $W_{p \approx 93}$ değeridir. $W_{p \approx 98}$ ile $W_{p \approx 93}$ ’lük tampon zamanları arasındaki SGO’daki farkın 0.06 dB olduğu düşünülürse toplam yankı gücünün yaklaşık %95’ini içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir. E_b/N_0 ’ın 20 dB değeri için toplam yankı gücünün %99’unu içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir.

Çizelge 4.17. Taşıt-A kanal için en uygun tampon zamanı ile yankı güç pencere genişliği arasındaki ilişki

Taşıt-A kanalı	$W_p = T_G$ (μs)	$p(\%)$	SGO'daki değişim[dB]
$E_b/N_0=0$ dB	0.025	48.50	-0.56
	0.325	87.02	-0.49
	0.725	93.13	-0.57
$E_b/N_0=10$ dB	0.325	87.02	-0.86
	0.725	93.13	-0.70
	1.100	97.98	-0.76
$E_b/N_0=20$ dB	1.100	97.98	-1.30
	1.750	99.51	-1.00
	2.525	100	-1.29

Toplam yankı gücünün belirli bir yüzdesini içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabileceği savımızın doğruluğu (Hara ve Prasad, 1999)'da yapılan çalışma ile sınılandı. (Hara ve Prasad, 1999)'da yapılan çalışmada en uygun alt taşıyıcı sayısı ve tampon zamanını bulmak için yedi yankılı üstel olarak azalan kanal modeli kullanılmıştır. Bu kanal profili genelde kentsel ortamlarda görülmektedir (Lee, 1995). Yankılar arası gecikme 10 ns'dir ($\Delta\tau=10$ ns, $\Delta\tau=\tau_m-\tau_{m-1}$, $m=2,3,\dots,7$). (Hara ve Prasad, 1999)'da yapılan çalışmada bu kanal profili için en

uygun alt taşıyıcı sayısı 1024 ve tampon zamanı $\frac{T_{G_{uyg}}}{T_s - T_{G_{uyg}}} = 0.018$ olarak bulunmuştur.

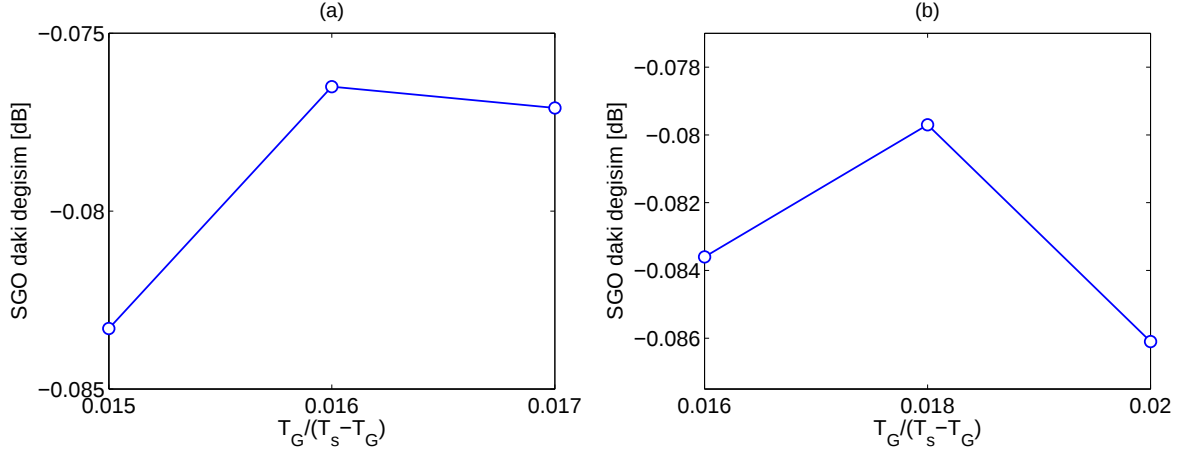
(Hara ve Prasad, 1999)'daki kanal yapısı ve 1024 alt taşıyıcı sayısı için $P_{yararlı}$, P_{SAG} ve P_{TAG} güç değerleri kuramsal olarak bulundu. 10 ve 20 dB'lik E_b/N_0 değerleri için SGO'daki değişime bakıldı. E_b/N_0 'ın 10 dB değerleri için SGO'daki değişim Şekil 4.10.a'da 20 dB için ise Şekil 4.10.b'de verildi.

$$20 \text{ dB'lik } E_b/N_0 \text{ değeri için SGO'daki değişim en az } \frac{T_{G_{uyg}}}{T_s - T_{G_{uyg}}} = 0.018$$

değerindedir. Bu oran 10 dB'lik E_b/N_0 değeri için 0.016'dır. 20 dB için 0.018 oranını veren en uygun tampon zamanı toplam yankı gücünün yaklaşık %99'unu içeren yankı güç pencere genişliğine denk gelmekte iken 10 dB için bu değer yaklaşık olarak %96'dır.

(Hara ve Prasad, 1999)'daki çalışmada $\frac{T_{G_{uyg}}}{T_s - T_{G_{uyg}}} = 0.018$ olarak bulunduğ

düşünülürse toplam yankı gücünün yaklaşık %99'unu ($E_b/N_0=20$ dB) içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir savımızın doğru olduğu görülmektedir.



Şekil 4.10 a) $E_b/N_0=10$ dB, **b)** $E_b/N_0=20$ dB için yedi yankılı üstel azalan kentsel kanal modelinde farklı tampon zamanları için SGO'daki değişim

$T_{G_{uyg}}$ ve W_p ilişkisi ile ilgili önermemizi toplam 7 kanal (3 gerçek kanal + 3 test kanalı ve 1 (Hara ve Prasad, 1999) kanal) verisi kullanarak ayrıntılı biçimde verdik. $T_{G_{uyg}}$ ile W_p ilişkisi farklı τ_{etkin} değerleri olan 20 kanal verisi (Ch.1 - Ch.20) içinde araştırıldı. Bu 20 kanala ait ortalama yankı profilleri EK.F'de verilmiştir. Bu 20 kanal için; E_b/N_0 'ın 10 ve 20 dB'lik değerleri için τ_{etkin} ve en uygun tampon zamanının karşılık geldiği W_p dağılımı Çizelge 4.18 ve 4.19'da verildi.

Çizelge 4.18'de görüldüğü gibi 10 dB'lik E_b/N_0 değerinde farklı τ_{etkin} değerlikli toplam 20 kanal profilinden 15 için en uygun tampon zamanı yankı gücünün %95'ini içeren yankı güç pencere genişliği kadardır. Geri kalan 5 kanal profili için en uygun tampon zamanı toplam yankı gücünün %90 ya da %98'ini içeren pencere genişliği kadardır. Bu 5 kanal profili için aşağıdaki yorumlar yapılabilir;

- Ch.5 için en uygun tampon zamanı yankı güç pencere genişliğinin 90 değeri için sağlanmıştır. Bu kanal profilinde tampon zamanı olarak %95'lik pencere

genişliği ile %90'lık pencere genişliği kullanmanın SGO'daki değişime katkısı 0.04 dB'dir. Değişimdeki fark değerinin kklğ göz önüne alındığında bu kanal profili içinde en uygun tampon zamanı olarak da %95'lik pencere genişliğinin kullanılabilceğini söyleyebiliriz.

- Ch.10 ve Ch.19 için %98'lik pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak bulunmuştur. Bu kanallar için tampon zamanı olarak %98'lik pencere genişliği yerine %95'lik pencere genişliği kullanmanın SGO'ya katkısı sırasıyla 0.04 dB ve 0.09 dB olduğu düşünülürse bu iki kanal profili içinde %95'lik pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilceğini söyleyebiliriz.
- Ch.8 için %98'lik pencere genişliği Ch.16 için ise %90'lık pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilir.

Çizelge 4.18'de en uygun tampon zamanının kanalın τ_{etkin} değerine bağlı olarak değişimi de görülmektedir. Çizelgeden görüldüğü gibi bu değişim sabit olmayıp 0.86 ile 5.08 arasında değişmektedir.

Çizelge 4.19'de görüldüğü gibi 20 dB'lik E_b/N_0 değerinde en uygun tampon zamanı, 15 kanal profili için toplam yankı gücünün %99'unu, geri kalan 5 kanal profili için ise %98'ini içeren yankı g pencere genişliği kadardır. 5 kanal profili için tampon zamanı olarak %98'lik pencere genişliği yerine %99'luk pencere genişliği kullanıldığında SGO'daki fark; Ch.3 ve Ch.7 için 0.01 dB, Ch.5 için 0.02 dB, Ch.4 için 0.04 dB ve Ch.16 için 0.09 dB'dir. Bu fark değerlerinin kklğ düşünüldüğünde bu kanal profilleri içinde toplam yankı gücünün %99'unu içeren yankı g pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak kullanılabilceğini söyleyebiliriz. 20 dB'lik E_b/N_0 değerinde farklı kanal profilleri için en uygun tampon zamanı ile kanalın τ_{etkin} değeri ilişkilendirildiğinde; en uygun tampon zamanının τ_{etkin} değerinin 1.15 ile 5.81 arasında değişen katları şeklinde olduğu görüldü.

Çizelge 4.18. 10 dB’lik E_b/N_0 değeri için Ch.1 - Ch.20 kanal profillerindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı ve en uygun tampon zamanının karşılık geldiği W_p değeri

$E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G [\mu s]$					$\frac{T_{G_{uyg}}}{\tau_{etkin}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.1		5.48	2.58	2.49	2.06	2.03	2.60
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
0.79	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-1.73	-0.74	-0.73	-0.64	-0.66	
Ch.2		6.00	2.34	1.79	1.25	0.96	2.50
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
0.50	512						
SGO _{değişim} [dB]		-5.53	-1.70	-2.27	-1.08	-1.20	
Ch.3		11.7	7.49	6.57	5.82	4.16	3.68
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
1.58	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.89	-1.21	-1.09	-0.94	-1.06	
Ch.4		12.05	10.63	10.60	6.77	3.17	3.04
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
2.22	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.94	-1.72	-1.66	-1.21	-1.24	
Ch.5		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	$W_{p=80}$	2.42
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
3.07	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.60	-1.42	-1.17	-1.13	-1.15	

Çizelge 4.18 (devamı)

$E_b/N_0=10\text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G\text{ }[\mu\text{s}]$					$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.6		7.45	5.60	4.82	3.92	2.44	3.01
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu\text{s}]$	AT						
1.30	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.09	-0.87	-0.72	-0.65	-0.86	
Ch.7		1.77	1.61	1.17	0.87	0.47	0.86
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu\text{s}]$	AT						
1.01	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-0.23	-0.21	-0.19	-0.17	-0.28	
Ch.8		2.67	0.78	0.47	0.08	0.06	3.13
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu\text{s}]$	AT						
0.15	256						
SGO _{değişim} [dB]		-4.44	-1.34	-1.25	-1.91	-2.19	
Ch.9		9.11	5.95	5.86	4.99	4.96	2.77
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu\text{s}]$	AT						
1.80	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.38	-0.91	-0.89	-0.85	-0.86	
Ch.10		9.62	6.33	5.95	4.42	4.29	5.08
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }(\mu\text{s})$	AT						
1.17	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.47	-0.93	-0.88	-0.92	-0.94	

Çizelge 4.18 (devamı)

$E_b/N_0=10\text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G\text{ }[\mu s]$					$\frac{T_{G_{uyg}}}{\tau_{etkin}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.11		12.62	4.98	4.36	4.10	3.58	2.84
$\tau_{etkin}\text{ }[\mu s]$	AT						
1.44	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-2.06	-1.45	-1.08	-1.02	-1.09	
Ch.12		12.40	5.92	4.36	3.45	2.99	2.41
$\tau_{etkin}\text{ }[\mu s]$	AT						
1.43	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-2.02	-1.09	-0.82	-0.73	-0.88	
Ch.13		15.20	3.59	3.46	3.41	2.45	3.51
$\tau_{etkin}\text{ }[\mu s]$	AT						
0.97	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-2.64	-0.62	-0.60	-0.59	-0.63	
Ch.14		8.72	5.25	3.76	2.96	1.95	3.08
$\tau_{etkin}\text{ }[\mu s]$	AT						
0.96	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-3.22	-1.68	-1.28	-1.08	-1.32	
Ch.15		10.22	4.07	2.50	1.43	0.99	2.04
$\tau_{etkin}\text{ }[\mu s]$	AT						
0.70	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-4.12	-1.45	-1.11	-1.03	-1.24	

Çizelge 4.18 (devamı)

$E_b/N_0=10\text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G\text{ [}\mu\text{s]}$					$\frac{T_{G_{uyg}}}{\tau_{etkin}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.16		$W_{p=100}$ 8.22	$W_{p=99}$ 6.57	$W_{p=95}$ 2.62	$W_{p=90}$ 1.77	$W_{p=80}$ 1.41	1.80
$\tau_{etkin}\text{ [}\mu\text{s]}$	AT						
0.98	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-2.95	-2.26	-1.32	-1.21	-1.50	
Ch.17		5.78	4.54	4.47	1.74	1.43	1.85
$\tau_{etkin}\text{ [}\mu\text{s]}$	AT						
0.94	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-1.85	-1.57	-1.39	-1.11	-1.40	
Ch.18		6.17	4.07	3.94	2.98	2.93	2.63
$\tau_{etkin}\text{ (}\mu\text{s)}$	AT						
1.13	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-0.88	-0.66	-0.59	-0.51	-0.53	
Ch.19		4.21	1.32	0.99	0.66	0.22	4.30
$\tau_{etkin}\text{ [}\mu\text{s]}$	AT						
0.23	512						
SGO _{değişim} [dB]		-3.06	-1.12	-0.91	-1.00	-1.65	
Ch.20		7.32	4.72	4.49	2.34	1.77	2.57
$\tau_{etkin}\text{ [}\mu\text{s]}$	AT						
0.91	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-2.51	-1.68	-1.54	-1.27	-1.47	

Çizelge 4.19. 20 dB’lik E_b/N_0 değeri için Ch.1 - Ch.20 kanal profillerindeki tampon zamanına bağlı SGO’daki değişim miktarı ve en uygun tampon zamanının karşılık geldiği W_p değeri

$E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G [\mu s]$					$\frac{T_{G_{uyg}}}{\tau_{etkin}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.1		5.48	2.58	2.49	2.06	2.03	3.26
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
0.79	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-1.73	-0.88	-0.91	-1.13	-1.40	
Ch.2		6.00	2.34	1.79	1.25	0.96	4.68
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
0.50	512						
SGO _{değişim} [dB]		-5.53	-2.27	-2.60	-3.29	-4.55	
Ch.3		11.7	7.49	6.57	5.82	4.16	4.15
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
1.58	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.89	-1.32	-1.31	-1.66	-3.72	
Ch.4		12.05	10.63	10.60	6.77	3.17	4.77
$\tau_{etkin} (\mu s)$	AT						
2.22	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.94	-1.72	-1.68	-1.89	-3.57	
Ch.5		10.29	9.34	9.18	7.78	7.45	2.99
$\tau_{etkin} [\mu s]$	AT						
3.07	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.60	-1.43	-1.41	-1.36	-1.44	

Çizelge 4.19 (devamı)

$E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G [\mu\text{s}]$					$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.6		7.45	5.60	4.82	3.92	2.44	4.30
$\tau_{\text{etkin}} [\mu\text{s}]$	AT						
1.30	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.09	-0.90	-1.09	-1.48	-3.75	
Ch.7		1.77	1.61	1.17	0.87	0.47	1.15
$\tau_{\text{etkin}} [\mu\text{s}]$	AT						
1.01	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-0.23	-0.21	-0.20	-0.58	-1.75	
Ch.8		2.67	0.78	0.47	0.08	0.06	5.2
$\tau_{\text{etkin}} [\mu\text{s}]$	AT						
0.15	256						
SGO _{değişim} [dB]		-4.44	-3.25	-4.65	-7.73	-8.41	
Ch.9		9.11	5.95	5.86	4.99	4.96	3.30
$\tau_{\text{etkin}} [\mu\text{s}]$	AT						
1.80	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.38	-1.12	-1.30	-1.41	-1.91	
Ch.10		9.62	6.33	5.95	4.42	4.29	5.41
$\tau_{\text{etkin}} [\mu\text{s}]$	AT						
1.17	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-1.47	-1.04	-1.09	-2.82	-3.03	

Çizelge 4.19 (devamı)

$E_b/N_0=20\text{ dB}$		Tampon zamanı, $T_G\text{ }[\mu s]$					$\frac{T_{G_{\text{uyg}}}}{\tau_{\text{etkin}}}$
		$W_{p=100}$	$W_{p=99}$	$W_{p=98}$	$W_{p=95}$	$W_{p=90}$	
Ch.11		12.62	4.98	4.36	4.10	3.58	3.45
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu s]$	AT						
1.44	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-2.06	-1.59	-1.87	-3.58	-4.19	
Ch.12		12.40	5.92	4.36	3.45	2.99	4.14
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu s]$	AT						
1.43	2048						
SGO _{değişim} (dB)		-2.02	-1.29	-1.97	-2.38	-3.53	
Ch.13		15.20	3.59	3.46	3.41	2.45	3.70
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu s]$	AT						
0.97	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-2.64	-1.33	-1.44	-1.48	-2.50	
Ch.14		8.72	5.25	3.76	2.96	1.95	5.46
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }(\mu s)$	AT						
0.96	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-3.21	-1.85	-1.96	-2.62	-4.99	
Ch.15		10.22	4.07	2.50	1.43	0.99	5.81
$\tau_{\text{etkin}}\text{ }[\mu s]$	AT						
0.70	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-4.12	-2.33	-2.74	-4.25	-5.46	

Çizelge 4.19 (devamı)

E _b /N ₀ = 20 dB		Tampon zamanı, T _G [μs]					$\frac{T_{G_{uyg}}}{\tau_{etkin}}$
		W _{p=100}	W _{p=99}	W _{p=98}	W _{p=95}	W _{p=90}	
Ch.16		8.22	6.57	3.94	2.62	1.77	4.02
τ _{etkin} [μs]	AT						
0.98	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-2.95	-2.30	-2.21	-3.95	-4.38	
Ch.17		5.78	4.54	4.47	1.74	1.43	4.82
τ _{etkin} [μs]	AT						
0.94	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-1.84	-1.59	-1.60	-3.43	-5.71	
Ch.18		6.17	4.07	3.94	2.98	2.93	3.60
τ _{etkin} [μs]	AT						
1.13	2048						
SGO _{değişim} [dB]		-0.88	-0.69	-0.70	-0.88	-1.45	
Ch.19		4.21	1.32	0.99	0.66	0.22	5.74
τ _{etkin} [μs]	AT						
0.23	512						
SGO _{değişim} [dB]		-3.06	-2.30	-2.84	-4.25	-6.98	
Ch.20		7.32	4.72	4.49	2.34	1.77	5.18
τ _{etkin} [μs]	AT						
0.91	1024						
SGO _{değişim} [dB]		-2.51	-1.85	-2.00	-3.36	-5.57	

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada kanal ölçüm modellerine dayanan ÇT-KBÇE sisteminin başarımı incelemesi yapıldı. Bunun için MATLAB programlama dili yardımıyla ÇT-KBÇE sistem benzetimcisi oluşturuldu.

Çalışmanın ilk aşamasında, oluşturulan ÇT-KBÇE benzetimcisi literatürdeki çalışmalarda kullanılan sistem değişkenleri için sınandı ve benzer başarımlar elde edildi. Benzetim sonuçlarındaki ufak farklılıklar çalışmalarda kullanılan sistem değişkenlerinden bazılarının tam olarak belirtilmemesinden kaynaklanmaktadır.

Çalışmanın ikinci aşamasında, bina dışı ortam için literatürdeki çalışmalarla aynı parametrelerdeki (eş-zamanlı, Walsh Hadamard genişletme kodlu, EOKHB denkleştirmeli, aşağı hat) ÇT-KBÇE sistem başarımına; tampon zamanının, alt taşıyıcı sayısının, tutarlı bant genişliğinin, frekans seçiciliğinin, kullanıcı sayısının ve iletim bant genişliğinin etkisi incelendi. Vargılar aşağıda verildiği gibidir.

- Tampon zamanının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendiğinde; farklı frekans seçiciliğindeki kanallar için azalan tampon zamanının SAG gücünü, artan tampon zamanının ise gereksiz yere harcanan gücü artırdığı görüldü. Her iki durumda da sistem başarımı azalmaktadır. Başarımdaki bu azalma verilen bir SGO değerindeki değişim miktarı ile belirlendi. SGO'daki kötüleşmeyi en az yapan tampon zamanı en uygun tampon zamanı olarak belirlendi. Farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için en uygun tampon zamanı E_b/N_0 değerine bağlı olarak kanalın τ_{etkin} değerinin farklı katları şeklindedir. Örneğin 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için en uygun tampon zamanı kanalın τ_{etkin} değerinin 3 ile 6 arasında değişen katları biçimindedir. Dolayısıyla tampon zamanını farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için aynı katsayılı τ_{etkin} ile ifade etmek mümkün değildir. Benzer şekilde en uygun tampon zamanı sembol süresinin de farklı katları şeklinde olduğu görüldü. Bu çalışmada en uygun tampon zamanı kanalın yankı güç pencere genişliği ile ilişkilendirildi. Kullanılan E_b/N_0 değerine bağlı olarak farklı frekans seçiciliğindeki kanal profilleri için toplam yankı gücünün belirli bir yüzdesini içeren yankı güç pencere genişliği en uygun tampon zamanı olarak belirlendi. 10 ve 20 dB'lik E_b/N_0 değeri için toplam yankı gücünün sırasıyla yaklaşık %95 ve %99'unu içeren yankı güç pencere genişliğinin en uygun tampon zamanı olarak

kullanılabileceği vargısına ulaşıldı. Bu sürenin doğruluğu gerek test kanal verileri gerekse farklı frekans seçicilikli gerçek kanal verileri kullanılarak sınıandı. Yine aynı süre, geliştirilen benzetimci kullanılarak, (Hara ve Prasad, 1999)'ların çalışmalarındaki kanal profili için de sınıandı. Sonuç olarak en uygun tampon zamanı kanalın başka bir parametresi ile ifade edildi.

▪ Alt taşıyıcı sayısının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendiğinde; frekans seçiciliğinin yüksek olduğu kanallarda artan alt taşıyıcı sayısı ile sistem başarımında iyileşme meydana geldiği, belirli bir alt taşıyıcıdan sonra ise başarımında bir iyileşmenin olmadığı gözlemlendi. Dolayısıyla farklı frekans seçiciliğindeki kanallar için gerekli alt taşıyıcı sayısının varlığından söz edilebilir. Gerekli alt taşıyıcı sayısı ve aynı E_b/N_0 değeri için frekans seçiciliğinin düşük olduğu kanal profilinde daha iyi başarımlar elde edildi. Gerekli alt taşıyıcı sayısı ile B_T ilişkilendirildiğinde; frekans ilinti katsayısının 0.5 değerinin ÇT-KBÇE sistemi için kanal özelliklerini yansıtmadığı, 0.9 ve 0.75 değerlerinin ise kanal özelliklerini daha iyi yansıttığı görüldü. 0.9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliğinin ($B_{T,0.9}$) gerekli alt taşıyıcı sayısı için kanal özelliklerini en iyi gösterdiği gözlemlendi. Farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için gerekli alt taşıyıcı sayısı ile iletim bant genişliği ve $B_{T,0.9}$ arasında $Q_{\text{gerekli}} \cong 5 \frac{B}{B_{T,0.9}}$ gibi bir ilişkinin olduğu görüldü.

▪ Kullanıcı sayısının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendiğinde; artan kullanıcı sayısı ile ÇEG yükselmekte ve bunun sonucunda sistem başarımında kötüleşme meydana gelmektedir. Başarımdaki kötüleşme frekans seçiciliğinin düşük olduğu kanal profili için az iken frekans seçiciliğinin yüksek olduğu kanal yapıları için daha büyük olmaktadır. Kullanıcı sayısının tam doluluk durumunun yarısı ya da daha fazla olması durumunda etkin yankı gecikmesi 1.14 μs (K3) olan bir kanalda sistem başarımı etkin yankı gecikmesi 0.77 μs (K2) olan kanaldaki başarıma göre daha iyi olduğu görüldü. Bunun nedeni K3'de geç ulaşan yankı bileşenlerinin τ_{etkin} değerini artırmasına rağmen ÇEG'e katkılarının daha az olmasıdır. K2'de ise güçlü yankı bileşenlerinin sayısı K3'e göre daha fazla olduğundan ÇEG'in şiddeti de fazla olmaktadır. Genellikle tek güçlü yankı bileşeninin olması sonucunda geniş, çok sayıda

güçlü yankı bileşeninin olması sonucunda ise daha dar $B_{T,0.5}$ (örn.K2) değeri elde edilir. Böylece $B_{T,0.5}$ değerinin ÇEG'in şiddetini belirlemede kullanılabileceği sonucuna varıldı.

- İletimde kullanılan frekans aralığının ÇT-KBÇE sistem başarımına etkisi incelendiğinde; bir alıcı-verici konumu için dahi hangi frekans aralığının iletimde kullanılacağına bağlı olarak başarımlar da değişebildiği görüldü. Dolayısıyla sistem kapasitesi her bir kullanıcının mevcut iletim bant genişliğinde uygun alt kısımlara yerleştirilmesiyle artırılabilceği sonucuna varıldı.

Bundan sonraki çalışmalar için yapılabilecek öneriler aşağıdaki gibidir.

- o Kanal tahmincisi sistem benzetimcisine katılabilir. Sistem başarımı kanalın ne kadar iyi tahmin edildiğine bağlı olarak değişeceğinden kanal tahmincisinin iyileştirilmesi sistem başarımını da artıracaktır.

- o Yapılabilecek bir diğer çalışma ise ÇEG'in bastırılmasıdır. Çoklu erişim durumunda SAG ve TAG ÇEG'in yanında göz ardı edilebilecek kadar küçük olduğundan bastırılması büyük önem kazanacaktır.

6. KAYNAKLAR

- Alard M., Lassalle R., 1997**, “Principle of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers”, European Broadcast Union Review, no.224, pp.47-69, Aug.
- Bekkers R., 2001**, “Mobile Telecommunications Standards: GSM, UMTS, Tetra and Ermes”, Artech House, Incorporated
- Bello P.A, 1963**, “Characterization of randomly time-variant linear channels”, IEEE Trans. on Communication Systems, Dec.
- Berg R. M., Chitamu P., J., 2005**, “Design Considerations for the Fourth Generation Mobile Network Architecture”, Southern African Telecommunications Networks and Applications Conference (SATNAC) 2005 Proceedings, vol 2, pp. 45-46, September
- Bingham J. A. C., 1990**, “Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come”, IEEE Communications Magazine, vol.28, pp.5-14, May
- Bremen, 2008**, http://www.comm.uni-bremen.de/teaching/nt/comm2_6_v7.pdf
(29.01.2008)
- Bultitude R. J. C., Bedal K., 1989**, “Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910MHz,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.7, no.1, pp.31–39, Jan.
- Bultitude R. J. C., 2002**, “Estimating Frequency Correlation Functions from Propagation Measurements on Fading Radio Channels: A Critical Review”, IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 20, No 6, pp.1133–1143
- Chang R. W., 1966**, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission”, Bell Labs Technical Journal, no.28, pp.1775-1796, Dec.
- Chang R. W., Gibby R. A., 1968**, “A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme”, IEEE Transactions on Communication Technology, vol.16, pp.529-540, Aug.
- Chuang J., 1987**, “The Effect of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation”, IEEE Jour. On Selected Areas in Communications, vol. SAC--, no.5, pp.879-889, June

- Chow J. S., Tu J. C., Cioffi J. M., 1991**, “A discrete multitone transceiver system for HDSL applications”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC), vol.9, pp.895-908, Aug.
- Chouly A., Brajal A., Jourdan S., 1993**, “Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems”, in Proc. IEEE GLOBECOM’93, pp.1723–1728, Nov.
- Cimini L. J., 1985**, “Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing”, IEEE Transactions on Communications, vol.33, pp.665-675, July
- Cimini L. J., 1994**, “Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing”, IEEE Transactions on Communications, 42(2), pp.2908-2914
- Cost 207, 1989**, “Digital land Mobile radio communications”, Final Report
- Cox C., 1973**, “910 MHz urban mobile radio propagation” Multipath characteristics in New York City,” IEEE Trans. Commun., vol.21, no.11, pp.1188–1194, Nov.
- Cox D. C., Leck P. R., 1975**, “Distribution of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths”, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol.AP-23, no.2, pp.206-213, March
- DaSilva V., Sousa E. S., 1993**, “Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems” Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUC, 93), Ottawa, Canada, pp.995-999, Oct.
- El-Barbary K., Alneyadi H. M., 2005**, “Compression of the behavior of MMSE detection scheme for DS-CDMA and MC-CDMA Wireless and Optical Communications Networks”, WOCN-2005, Second IFIP International Conference, pp.490-495, March
- Engels M., 2002**, “Wireless OFDM Systems”, Kluwer Academic Publisher, USA
- Engiz B. K., 2007**, “4.Kuşak Telsiz İletişim Sistemleri için Radyo Kanalı Yayınım Özelliklerinin İncelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Samsun
- ETSI DAB (EN 300 401 V1.3.1), 2000**, “Radio broadcasting systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers”, Sophia Antipolis, France, April

- ETSI DVB-T (EN 300 744 V1.2.1), 1999a**, “Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, Sophia Antipolis, France, July
- ETSI HIPERLAN/2 (TS 101 475), 1999b**, “Broadband radio Access Networks HIPERLAN Type 2 functional specification-Part 1; Physical layer”, Sophia Antipolis, France, Sept.
- ETSI DVB RCT (EN 301 958 V1.1.1), 2001**, “Interaction channel for digital terrestrial television (RCT) incorporating multiple access OFDM”, Sophia Antipolis, France, March
- ETSI HIPERMAN (TR 101 856), 2002**, “High performance metropolitan area network, requirements MAC and physical layer below 11GHz band”, Sophia Antipolis, France, Dec .
- ETSI UMTS (TR-101 112), V 3.2.0, 1998**, “Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)”, Sophia Antipolis, France
- Ganesh R., Pahlavan K., 1993**, “Statistics of short time and spatial variations measured in wideband indoor radio channels”, IEE Proc. H, Microwaves, Antennas, Propagation, vol.140, no.4, pp.297–302, Aug.
- Glisic S. G., Leppanen P. A. Ç, 1995**, “Code Division Multiple Access Communications”, Kluwer Academic Publishers, London
- Glisic S. G., Gilsic S., Leppanen P. A., 2004**, “Wireless Communications: TDMA versus CDMA”, Kluwer Academic Publisher.
- Gold R., 1967**, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing”, IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-13, no.5, pp.619–621, Oct.
- Gökalp H., 2001**, “Characterization of UMTS FDD Channels”, Science and Technology for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering and Electronics, Manchester, United Kingdom.
- Fazel K., 1993**, “Performance of CDMA/OFDM for mobile communications” Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUC,93),Ottawa, Canada, pp.975-979, Oct.
- Fazel K., Papke L., 1993**, “On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communications system”, in Proc IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC,93),Yokohama, Japan, pp.468-472, Sept.

- Fazel K., Kaiser S., 2003**, “Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems”, John Wiley & Sons Ltd, England
- Fleury B. H., 1995**, “New Bounds for the Variation of Mean – Square – Continuous Wide – Sense – Stationary Processes”, IEEE Trans. Theory, Vol. 41, pp.849-852
- Hara S., Prasad R., 1999**, “Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sept.
- Hara S., Prasad R., 2003**, “Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications”, Artech House
- Hara S., Mouri M., Okada M., Morinaga N., 1996**, “Transmission performance analysis of multi-carrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel”, Wireless Personal Commun. vol.2, no.4, pp.335-356, Jan.
- Harte L. J., McLaughlin D., Kikta R., Hoening M., 2000**, “CDMA IS-95 for Cellular and PCs: Technology, Applications and Resource Guide”, McGraw-Hill Companise
- Haykin S., 2000**, “Communication Systems”, John Wiley & Sons, Inc., Fourth Edition
- Holma H., Toskala A., 2001**, “WCDMA for UMTS”, John Wiley & Sons Ltd., England
- Ibrahim J., 2002**, “4G Features”, Bechtel Telecommunications Technical Journal, Vol. 1, no.1, pp. 11-14, December
- IEEE-802.11 (P802.11a/D6.0), 1999**, “LAN/MAN specific requirements-Part2: Wireless MAC and PHY specifications-high speed physical layer in the 5 GHz band ” IEEE 802.11, May
- IEEE-802.16ab-01/01 Draft, 2000**, “Air interface for fixed broadband wireless Access systems-Part A: Systems between 2 and 11 GHz”, IEEE 802.16, June
- IEEE Std 802.11g.-2003**, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band”, IEEE, Tech. Rep., June
- ITU-R, 1997**, ITU-R Recommendation M.1225: “Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000
- Jakes W. C., 1974**, “Microwave Mobile Communications”, IEEE Press, ISBN 0-7803-1069

- Kennedy R. S., 1969**, “Fading Dispersive Communication Channels”, John Wiley, New York
- Kim S. C., Bertoni H. L., Stern M., 1996**, “Pulse propagation characteristics at 2.4GHz inside buildings, ”IEEE Trans. Veh. Technol., vol.45, no.3, pp.579–592, Aug.
- Kondo S., Milstein L. B., 1993**, “On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems”, in Proc IEEE Military Communications Conference (MILCOM, 93), Boston, USA pp.52-56, Oct.
- Kondo S., Milstein L. B., 1996**, “Performance of Multicarrier DS-CDMA Systems”, IEEE Transactions on Communications, vol.44, no.2, pp.238–246, Feb.
- Korowajczuk L., Korowajczuk C., DaSilva L. A., Filho A. M. F., Ribeiro L. Z., 2004**, “Designing CDMA2000 system” , Wiley, John and Sons, Incorporated
- Kunnari E., Iinatti J., 2006**, “Performance Analysis of Multirate MC-CDMA in Rayleigh-Fading Channels with Delay Power Spectrum Exceeding the Guard Interval”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.24, no.3, March
- Kurnaz Ç., Gökalp H., 2007**, “Frekans Düzleminde Serpiştirmenin ÇT-KBÇE Sistem Başarımına Etkisi”, Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal Mühendisliği 12. Ulusal Kongresi, ss.421-426, 14-18 Kasım, Eskişehir
- Kurnaz Ç., Gökalp H., 2006**, “Yankı İstatistiğine Dayanan 3.Kuşak Hücresel Sistem Başarımının İncelenmesi”, IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU, 2006), 17–19 Nisan, Antalya
- Kurnaz Ç., Gökalp H., 2008**, “Investigating MC-CDMA System Performance Using Measurement-Based Channel Models”, 14th European Wireless Conference (EW2008), 22–25 June 2008, Praque, Czech Republic.
- Lee W. C. Y., 1989**, “Mobile Cellular Telecommunications Systems”, McGraw Hill Publications, New York
- Lee W. C. Y., 1991**, “Overview of Cellular CDMA”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.40, no.2, May
- Lee W. C. Y., 1995**, “Mobile Communications Engineering”, New York, McGraw-Hill
- Lee B. S., Park S. C., 2003**, “Design and Performance Analysis of the MC-CDMA”, the 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceeding, vol.3, pp.2230 – 2233, 7–10 Sept.

- Li Z., Lavta-Aho M., 2005**, “Performance Evaluation of Interleaved MC-CDMA Systems with Correlated Nakagami-m Fading Channels”, Vehicular Technology Conference, vol.1, pp.387-391, 30 May-1 June
- Linnartz J. P. M. G., 2007**, “Multi-Carrier Transmission over Mobile Radio Channels”, www.wireless.per.nl/wireless/tutorial/ofdm.ppt, Nat. Lab., Philips Research, (26.09.2007)
- McCormick A. C., Al-Susa E. A., 2002**, “Multicarrier CDMA for future generation mobile communication” Electronics & Communication Engineering Journal, vol. 14, pp.52–60, April
- Marcos K., Frank H. P. F., 2005**, “On the Definition of the Fourth Generation Wireless Communications Networks: The Challenges Ahead”, International Workshop on Convergent Technologies
- Matiae D., 1998**, “OFDM as a possible modulation technique for multimedia applications in the range of mm waves, Introduction to OFDM”, II edition 10/30/98/TUD-TVS, 1-18
- Matlab/Toolboxes/Communications/Demos/Convolutional Encoder and Viterbi Decoder**
- Meel J., 1999**, “Spread Spectrum”, Sirius Communications, De Nayer Institute, Rotselaar, Belgium, October
- Miki T., Ohya T., Yoshino H., Umeda N., 2005**, “The Overview of the 4th Generation Mobile Communication System”, ICICS’05, December
- Moradi H., Kenari M. N., Ahmadian M., Salahi A., 2002**, “Performance of WCDMA spreading in downlink for FDD mode”, Circuits and Systems for Communications, 2002, Proceedings. ICCSC’02 1st IEEE International Conference, pp.254–257, 26–28 June
- Morrison R., Cimini L. J. Jr., Wilson S. K., 2001**, “On the use of a cyclic extension in OFDM”, IEEE Vehicular Technology Conference, VRC-2001 Fall, vol.2, pp. 664-668, 7-11 Oct.
- Nassar R. C., Wu Z., 2000**, “High Performance Broadband DS-CDMA via Carrier Interferometry Chip Shaping”, Third International Symposium on Advanced Wireless Communication Technology, Boulder, September 4-6.
- Nee R. V., Prasad R., 2000**, “OFDM for Wireless Multimedia Communications”, Artech House

- Nours S. L., Nouyel F., Helard J. F., 2004**, “Design and Implementation of MC-CDMA systems for future wireless networks”, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, pp.1604-1615, January
- Ojanpera T., Prasad R., 1998**, “Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications”, Artech House Publishers, Boston, London, 438 p.
- Parsons J. D., 1992**, “The Mobile Radio Propagation Channel” John Wiley & Sons Ltd, England
- Pauli M., Kuchenbecker H. P., 1997**, “Minimization of the intermodulation distortion of a nonlinearly amplified OFDM signal,” Wireless Personal Commun., vol.4, pp.93-101, Jan.
- Pollet T., Van Bladel M., Moeneclaey M., 1995**, “BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise”, IEEE Trans. on Comm., Feb./Mar./Apr., pp.191-193.
- Prasad R., Hara S., 1997**, “Overview of Multicarrier CDMA”, IEEE Commun. Mag. pp.126–133, December.
- Price R., Gren P. E., 1958**. “A Communication Technique for Multipath Channel”, Proceedings of the IRE, pp.555-570
- Proakis J. G., 1989**, “Digital Communications”, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York
- Proakis J. G., 1995**, “Digital Communications”, McGraw-Hill, Third Edition, New York
- Raekken R. H., Langaas H., Løvnes G., Paulsen S. E., 1991**. “Wideband impulse response measurements at 900MHz and 1.7GHz,” in Proc. IEEE Global Telecomm. Conf. (GLOBECOM), vol.2, Phoenix, AZ, U.S.A., pp.1303–1307, Dec.
- Rappaport T. S., Seidel S. Y., Singh R., 1990**, “900-MHz multipath propagation measurements for U.S. digital cellular radio telephone” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.39, no.2, pp.132–139, May
- Rappaport T. S., 1996**, “Wireless Communications Principles and Practice”, Prentice Hall PTR
- Rapp C., 1991**, “Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System”, in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp.179-184, 22-24 Oct.

- Rosenberg A., Kemp S., 2003**, “CDMA Capacity and Quality Optimization”, McGraw-Hill
- Salous S., Gokalp H., 2002**, “Dual-frequency sounder for UMTS frequency-division duplex channels”, *Communications, IEE Proceedings*, vol.149, Issue 2, pp.117-122, April
- Salous S. Gokalp H., 2007**, “Medium-and Large-Scale Characterization of UMTS-Allocated Frequency Division Duplex Channels”, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol.56, Issue.5, Part.2, pp.2831-2843, Sept.
- Saltzberg B. R., 1967**, “Performance of an efficient parallel data transmission system”, *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol.15, pp.805-811, Dec.1967
- Sarwate D.V., Pursley M.B., 1980**, "Cross correlation properties of pseudorandom and related sequences", *Proceedings of the IEEE*, vol.68, no.5, pp.593–619, May
- Seidel S. Y., Rappaport T. S., Jain S., Lord M. L., Singh R., 1991**, “Path loss, scattering, and multipath delay statistics in four European cities for digital cellular and microcellular radio telephony,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, no.4, pp.721–730, Nov.
- Sousa E. S., Jovanović V.M., Daigneault C., 1994**, “Delay spread measurements for the digital cellular channel in Toronto,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.43, no.4, pp.837–47, Nov.
- Special Issue, 1997**, “IMT–2000: Standards Efforts of the ITU”, *IEEE Pers. Commun.*, vol.4, Aug.
- Steele R., 1994**, “Mobile Radio Communications”, IEEE Press
- Stüber G., L., 2000**, “Principles of Mobile Communication”, Kluwer Academic Publishers.
- Yang L. L., Hanzo L., 2003**, “Multicarrier DS – CDMA: A Multiple Access Scheme for Ubiquitous Broadband Wireless Communications”, *IEEE Communications Magazine*, 116-124
- Yee N. Linnaartz J. P., and Fettweis G., 1993**, “Multi-carrier CDMA for indoor wireless radio networks” in *Proc IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC,93)*, Yokohama, Japan, pp.109-113, Sept.

- Yee N. J. P. Linnartz, Fettweis G., 1993**, “Multi-carrier CDMA in indoor Wireless Radio Networks”, in Proc. IEEE PIMRC’93, pp.468–472
- Vandendorpe L., 1993**, “Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment” in Proc. IEEE First Symposium of Communications and Vehicular Technology, Delft, The Netherlands, pp.4.1.1–4.1.8, Oct.
- Viterbi A. J., 1967**, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm”, IEEE Trans. Inform. Theory, pp.260-269, April
- Viterbi A. J., 1995**, “CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication (Addison-Wesley Wireless Communications)”, Pearson Education.
- Walke B. H., Seidenberg P., Althoff M. P., 2001**, “UMTS: The Fundamentals”, Wiley, John and Sons, Incorporated
- Weinstein S. B., Ebert P. M., 1971**, “Data transmission by frequency, division multiplexing using the discrete Fourier transform”, IEEE Transactions on Communication Technology, vol.19, pp.628-634, Oct.
- Zadeh L. A., 1950**, “Frequency analysis on variable networks”, Proc. IRE, 38,291-9

**EK.A. (Hara ve Prasad, 1999)'ların Çalışmasındaki En Uygun Tampon Zamanı Ve
Alt Taşıyıcı Sayısının Bulunması İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program**

```

clear;
clc;
t=0:250;%zaman indeksi
tau=25e-9*t;%yankı süreleri, iki yankı arası 25ns
load Tfer11 %Kanal verisi yükleme
%%%% 40 MHz Kanal
    for t=1:250
        hn(t,:)=ifft(TF(t,:));
    end
sis=mean(hn);
sisi=abs( sis/max(sis));
sigma=sisi(1:250);
subcarrier=512;%alt taşıyıcı sayısı
fD=10; %Doppler kayması
mesafe=32;%tampon zamanı=mesafe x 25ns
delta=tau(mesafe);% ns cinsinden tampon zamanı
L=250;%Kanalda alınacak toplam yankı örneği
L1=mesafe;

for N=1:subcarrier
    for q=1:N
        Rus=40e+6;
        A=(pi*fD/Rus).^2;
        B= (N-delta*Rus).^2;
%%%%1.Parça
        S1_top1=0;
        S1_top2=0;
        for l=1:L1
            S1_top1=S1_top1 + sigma(l)*(1- A*(B/6+N.^2)) ;
        end
    end
end

```

```

        for l=L1+1:L
S1_top2=S1_top2+sigma(l)*(((N-tau(l)*Rus).^2)/B)*(1-A*(((N-tau(l)*Rus).^2)/6
+N.^2)) ;
        end
        sigma_S1=S1_top1+S1_top2;
%%%2.Parça
S2_top1=0;
S2_top2=0;
S2_top3=0;
for l=1:L1
        S2_top1=S2_top1 + sigma(l) * (1- A*(B/6)) ;
end
for l=L1+1:L
        S2_top2=S2_top2+sigma(l)*(((N-tau(l)*Rus).^2)/B)*(1-A*
(((N-tau(l)*Rus).^2 )/6 )) ;
end
for l=L1+1:L
        S2_top3=S2_top3+sigma(l)*((((-delta*Rus+tau(l)*Rus).^2)/B)*
(1-A*(((delta*Rus+tau(l)*Rus).^2)/6))) ;
end
sigma_S2=S2_top1+S2_top2 +S2_top3;
%%%3.Parça
S3_top1=0;
S3_top2=0;
for l=1:L1
        for k=1:N
                if k==q
                        S3_top1=0;
                else
                        S3_top1=S3_top1 + sigma(l)*(A*B/(2*pi.^2*(k-q).^2 )) ;
                end
        end
end

```

```

end

for l=L1+1:L
    for k=1:N
        if k==q
            S3_top2=0;
        else
            S3_top2=S3_top2 + sigma(l)*(A*(N-tau(l)*Rus).^2)/(2*pi.^2*(k-q).^2)*
                cos( (pi/180)* 2*pi*(k-q)*( (N-tau(l)*Rus)/sqrt(B) ))
            + (A*sqrt(B)*(N-tau(l)*Rus))/(pi.^3*(k-q).^3)*sin((pi/180)*
                (2*pi*(k-q)*((N-tau(l)*Rus)/sqrt(B) )))
            + (1/(2*pi.^2*(k-q).^2)+ 3*A*B/4*pi.^4*(k-q).^4 ) * (1 - cos((pi/180)*
                (2*pi*(k-q)*((N-tau(l)*Rus)/sqrt(B) )))
            + A*((-delta*Rus+tau(l)*Rus).^2)/(2*pi.^2*(k-q).^2)) * cos((pi/180)*
                (2*pi*(k-q)* ((-delta*Rus + tau(l)*Rus).^2)/sqrt(B)))
            + A*B*((-delta*Rus + tau(l)*Rus) / ((pi.^3*(k-q).^3)) * sin((pi/180)*
                (2*pi*(k-q)*((-delta*Rus + tau(l)*Rus))/sqrt(B) )))
            + (1/(2*pi.^2*(k-q).^2) + 3*A*B/4*pi.^4*(k-q).^4)* (1 - cos((pi/180)*
                (2*pi*(k-q)*((-delta*Rus + tau(l)*Rus))/sqrt(B)))) ;
        end
    end
end

sigma_S3=S3_top1+S3_top2 ;
sonuc=sigma_S1/(sigma_S2 +sigma_S3);
Opt(N,q)=sonuc;
end
end

```

EK.B. $P_{\text{yayarlı}}$, P_{SAG} , P_{TAG} Güçlerinin Bulunması İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program

```

clear;
clc;
format long
subcarrier=512;%Alt taşıyıcı sayısı
hangikanal=1;%Seçilen kanal profili, K1=1, K2=2, K3=3
sonn=300;%Kanal profilinden alınacak örnek sayısı
onek=128;%tampon zamanı ( $T_G = \text{onek} \times 0.025 \mu\text{s}$ )

%%%% PN Kodu Seçiliyor
H2=[1 1;1 -1];
H4=[H2 H2; H2 -H2];
H8=[H4 H4; H4 -H4];
H16=[H8 H8; H8 -H8];
for klm=1:16
    PN(klm,:)=H16(klm,:);
end
uzpn=length(PN(1,:));

%%%%4096'lık ard arda PN dizisi oluşturuluyor
ARA1=PN(1,:);
ARA2=[ARA1,ARA1,ARA1,ARA1,ARA1,ARA1,ARA1,ARA1];
ARA3=[ARA2,ARA2,ARA2,ARA2,ARA2,ARA2,ARA2,ARA2];
ARAm=[ARA3,ARA3,ARA3,ARA3];
ARA4=[ARAm,ARAm,ARAm,ARAm];
BARA4=ARA4;
pen=[];
for k=1:((2/2)*subcarrier)/length(PN(1,:))
    pen=[pen,PN(1,:)];
end

```

```

    if hangikanal==1
        load TFer11
    end
    if hangikanal==2
        load TFer02
    end
    if hangikanal==3
        load TFer05
    end

%%% 40 MHz Kanal
    for t=1:250
        hn(t,:)=ifft(TF(t,:));
    end
    AAA=sum(abs(hn(1,1:sonn)).^2);
    kanal=hn(1,1:sonn)/sqrt(AAA);

fonek=subcarrier-onek;
boyut=length(kanal);
    a=ARA4(1:fonek); % i inci sembol
    b=BARA4(1:fonek); %(i-1) ini sembol
    S2=[]; S3=[]; S4=[]; isi=[]; ici=[]; useful=[]; TT=[]; ARA=[];
    T1=[]; T2=[]; T3=[]; g=[]; f=[]; G=[]; H=[];
    sub_kan=[]; sub_kanal=[]; kat=[]; katsayim=[];
    sub_kan=fft(kanal,fonek);
    sub_kanal=(sub_kan);

%%%MMSEC AŞAMASI
    for klm=1:fonek
        kat(klm)=conj(sub_kanal(klm))./( (abs(sub_kanal(klm)).^2) + N0);
    end

    katsayim=kat.*pen(1:fonek);

```

```

for k=0:(fonek-1)
    for i=0:((fonek-1))
        g(k+1,i+1)=a(i+1)*exp(j*2*pi*i*k/length(a));
    end
end
for k=0:(fonek-1)
    for i=0:(fonek-1)
        f(k+1,i+1)=b(i+1)*exp(j*2*pi*i*k/length(a));
    end
end
G=[g((fonek-onek+1):fonek,:);g];
H=[f;G];

for output=0: uzpn
    for k=1:fonek
        ARA=[];
        for i=1:boyut
            carp1=H( ((2*subcarrier-onek)-fonek+1)+(k-1)-(i-1),:);
            carp2=kanal(i);
            TET=exp(-j*2*pi* floor((k-1)+i/(boyut+1))*output/length(a))*carp1*carp2;
            TT(i,:)=TET.*katsayim;

            end
        ARA=TT;
        nn=onek+2+(k-1);
        if nn > boyut
            isi=zeros(2,fonek);
            else
                isi=ARA(nn:boyut,:);
                ARA(nn:boyut,:)=[];
            end
        isi=[isi;zeros(1,fonek)];
        useful=ARA(:,1: uzpn );

```

```

ARA(:,1: uzpn )=[];
ici=ARA;
T1=sum(sum(useful));
T22=sum(isi);
    for ytr=1:length(T22)/ uzpn
        T2(ytr)=sum(T22( 1+(ytr-1)* uzpn:ytr* uzpn )) ;
    end
T33=sum(ici);
    for yetr=1:length(T33)/ uzpn
        T3(yetr)=sum(T33(1+(yetr-1)* uzpn:yetr* uzpn )) ;
    end
S2=[S2;T1];
S3=[S3;T2];
S4=[S4;T3];
end
toplam_useful=(abs(sum(S2)).^2)/fonek;
toplam_isi= sum(abs(sum(S3)).^2) /fonek;
toplam_ici=sum(abs(sum(S4)).^2) /fonek;
sondeger=[ toplam_useful, toplam_isi, toplam_ici ];
KUR(output+1,:)=sondeger;
end
KURNAZ08(1,:)=mean(KUR)

```

EK.C. ÇT-KBÇE Benzetimcisi İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program

```

clear;
clc;
subcarrier=256;%Alt taşıyıcı sayısı
hangikanal=1;%Seçilen kanal profili, K1=>1, K2=>2, K3=>3
hangibant=1;%Bant genişliği, 1=>40 MHz, 2=>20 MHz
onek=128;%tampon zamanı ( $T_G = \text{onek} \times 0.025 \mu\text{s}$ )
harman=16;%Serpiştirme adımı
EbN0=0;%EbN0 değeri
cerceve=200;%toplam çerçeve uzunluğu
M=2;%BPSK modülasyon katsayısı
user=1;%Toplam kullanıcı sayısı
totalbit=1200;%Toplam bit sayısı
fonek=subcarrier-onek; %Aktif sembol süresi

if hangikanal==1
    load TFer11
end
if hangikanal==2
    load TFer02
end
if hangikanal==3
    load TFer05
end
if hangibant==1 %40 MHz Kanal
    for t=1:250
        hn(t,:)=ifft(TF(t,:));
        TFk(t,:)=fft(hn(t,1:subcarrier));
        TFmm(t,:)=fft(hn(t,1:fonek));
    end
end
end

```

```
if hangibant==2 %20 MHz Kanal
```

```
    TF20=TF(:,1025:3072) ;
```

```
    for t=1:250
```

```
        hn(t,:)=ifft(TF20(t,:));
```

```
        TFk(t,:)=fft(hn(t,1:subcarrier));
```

```
        TFmm(t,:)=fft(hn(t,1:fonek));
```

```
    end
```

```
end
```

```
%%%% PN Kodu Seçiliyor
```

```
    H2=[1 1;1 -1];
```

```
    H4=[H2 H2; H2 -H2];
```

```
    H8=[H4 H4; H4 -H4];
```

```
    H16=[H8 H8; H8 -H8];
```

```
    for klm=1:16
```

```
        PN(klm,:)=H16(klm,:);
```

```
    end
```

```
    uzpn=length(PN(1,:));
```

```
    pen=[];
```

```
    for k=1:((M/2)*subcarrier)/length(PN(1,:))
```

```
        pen=[pen,PN(1,:)];
```

```
    end
```

```
    degisim=1;
```

```
for ctn=1:cerceve%çerçeve sayısı
```

```
    %Zaman düzleminde kanal tanımı
```

```
        kanal=hn(degisim,1:750)./max(abs(hn(degisim,1:750)));
```

```
    %Frekans düzleminde kanal tanımı
```

```
        sub_kan=TFmm(degisim,:);
```

```
        sub_kanal=(sub_kan)/max(abs(sub_kan));
```

```
%Başlangıç değerleri siliniyor
```

```
veri=[];
```

```
msg_alinan=[];
```

```
error=0;
```

```
msg_dec_toplam=[];
```

```
for kullanıcı=1:user
```

```
    %Kullanıcı verisi elde ediliyor
```

```
        mesaj_orig(kullanıcı,:) = randsrc(totalbit, 1, [0:1]);
```

```
        msg_orig_user=mesaj_orig(kullanıcı,:);
```

```
        msg_orig=mesaj_orig(1,:);
```

```
    % BPSK Modülasyonu yapıldı
```

```
        msg_tx = pskmod(msg_orig_user,M);
```

```
    %Seri Paralel Dönüşümü
```

```
        msg_tx_sp= msg_tx';
```

```
    % Genişletme İşlemi Yapılıyor
```

```
        for k=1:totalbit
```

```
            msg_pn_user(k,:)=msg_tx_sp(k,1)*PN(userim,:);
```

```
        end
```

```
    % Matrisel veri vektör haline getiriliyor
```

```
        [xx,yy]=size(msg_pn_user);
```

```
        ata=reshape(msg_pn_user',1,xx*yy);
```

```
for tt=1:length(ata)/fonek
```

```
    msg_tx_gir=ata( (tt-1)*fonek +1:tt*fonek );
```

```
    %Serpistirme yapılacak
```

```
        msg_serpis= reshape(msg_tx_gir, harman, fonek/harman )';
```

```
        msg_tx_ifft=ifft(msg_serpis);%Zaman düzlemine geçildi
```

```
        msg_tx_ps=msg_tx_ifft';
```

```
        preamp=msg_tx_ifft(1,1+(fonek-onek):fonek); % Ön ek eklendi
```

```
        pclc=[preamp, msg_tx_ifft]; %Ön ek eklendi
```

```
        veri=[veri,pclc]; %Çerçeveedeki tüm semboller oluşturuldu
```

```
end
```

```

msg_tx_son(kullanici,:)=veri;%Kullanıcı verisi oluşturuldu

end

%Toplam kullanıcı bilgisi elde ediliyor
msg_tx_toplam=0;
for tat=1:user
    msg_tx_toplam=msg_tx_toplam + msg_tx_son(tat,:);
end

msg_tx=conv(kanal, msg_tx_toplam); %Kanalda geçirildi
SNR_1=EbN0-10*log10(length(PN)); %SNR dönüşümü yapıldı
SNR=SNR_1+10*log10(1-onek/subcarrier);

[msg_rx,N1]=addnoise(msg_tx,SNR);% Gürültü Ekleniyor

%%MMSEC AŞAMASI, katsayılar hesaplanıyor
for klm=1:fonek
    katsayim(klm)=conj(sub_kanal(klm))./( user*(abs(sub_kanal(klm) ).^2) + N1);
end

for tit=1:length(veri)/subcarrier
    msg_rx1=msg_rx(1 + (tit-1)*subcarrier: tit*subcarrier);
    msg_rx_onek=msg_rx1(1,1+onek:subcarrier); % Ön ek kaldırıldı
    msg_rx_sp=msg_rx_onek;%S/P dönüşüm
    msg_rx_fft=fft(msg_rx_sp); %frekans düzlemine geçildi
    msg_rx_mmsec=msg_rx_fft.*katsayim; %katsayı ile çarpıldı
% Serpiştirme kaldırılıyor
de_serp=reshape(msg_rx_mmsec , fonek/harman , harman)';
de_serpis=de_serp(:)';
% PN kod ile çarpılıyor
msg_rx_deserpis= de_serpis.*pen(1:fonek);
msg_rx_ps=msg_rx_deserpis;

```

```

%% Genişletmenin kaldırılması
for yt=1:(M/2)*fonek/uzpn
    avare= sum( (msg_rx_ps( (yt-1)*uzpn+ 1 :(yt-1)*uzpn + uzpn ) ) );
    avare(find(avare>=0))=1;
    avare(find(avare <0))=-1;
    sonuc(yt)=avare;
    apr(yt)=sonuc(yt);
end
msg_alinan=[msg_alinan , apr ];
end %bir çerçeve bitti

msg_demod=pskdemod(msg_alinan,M); % De-Modülasyon gerçekleştiriliyor
msg_dec_toplam =msg_demod;

%% Hata Değeri Hesaplanıyor
hata(ctn)= biterr(msg_dec_toplam , msg_orig(1,:)) ;
BER(ctn)=hata(ctn)/ (totalbit);
degisim=1+floor(ctn/8);% kanal verisi kaç çerçevede değişecek

end
%Toplam çerçeve süresince ortalama BHO
Ortalama_BER=mean(BER)%

```

EK.D. Rayleigh Örneklerinin Bulunması MATLAB Dilinde Yazılmış Program

```

function rayleigh_cikis=ray_sonumlenme(fd)

    fc=2000e+6;
    %fd=10;
    number=256;% 2 nin katları şeklindedir

    Nfft=number+1;
    dop=doppler(fc,fd,number);
    % ray=rayleigh(variance,number);
    I_Gaussian = randn(1,Nfft);
    Q_Gaussian = randn(1,Nfft);
    % Take FFT of these Gaussian Random Variables.
    I_Gaussian_FFT = fft(I_Gaussian);
    Q_Gaussian_FFT = fft(Q_Gaussian);
    dop_son=dop(2:number);
    dal1=ifft(I_Gaussian_FFT(2:number).*sqrt(dop(2:number)));
    dal2=ifft(Q_Gaussian_FFT(2:number).*sqrt(dop(2:number)));
    rayleigh_cikis=sqrt( power( abs(dal1),2)+ power(abs(dal2),2 ));

```

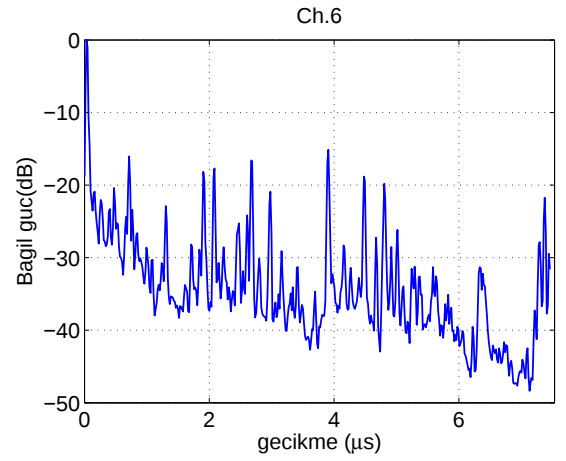
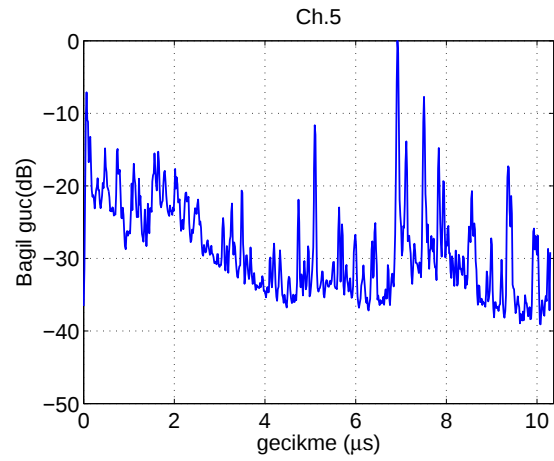
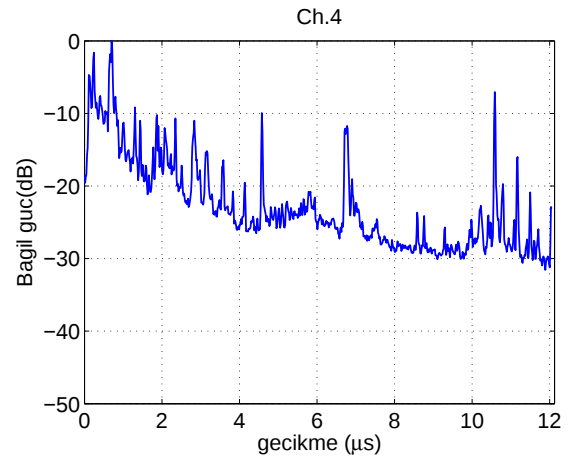
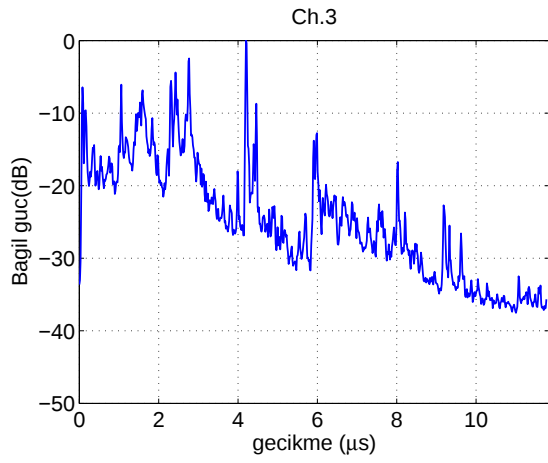
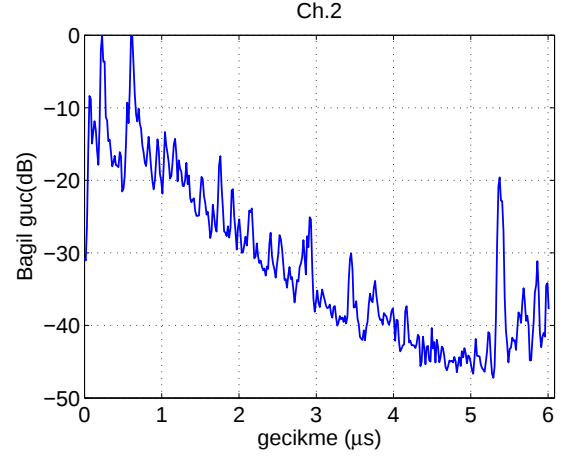
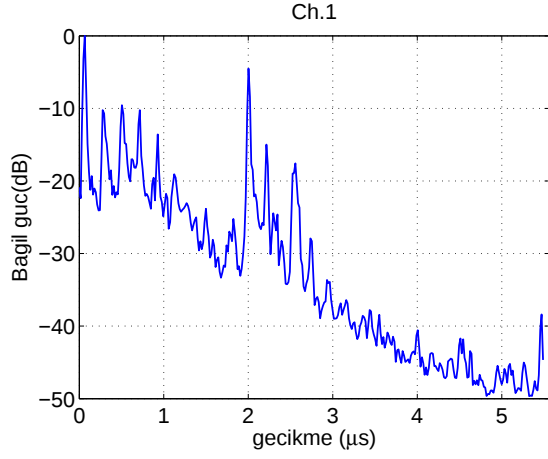
EK.E. AWGN Kanalını Gerçeklemek İçin MATLAB Dilinde Yazılmış Program

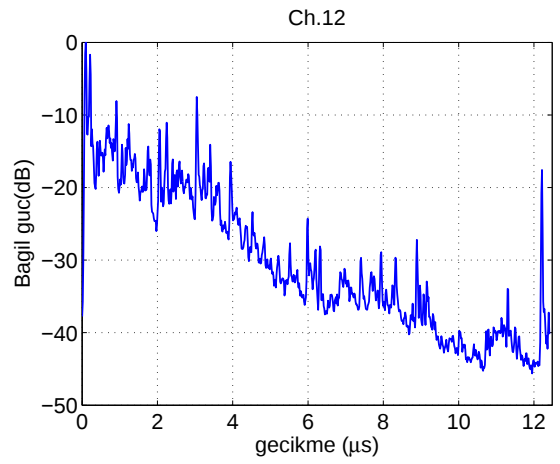
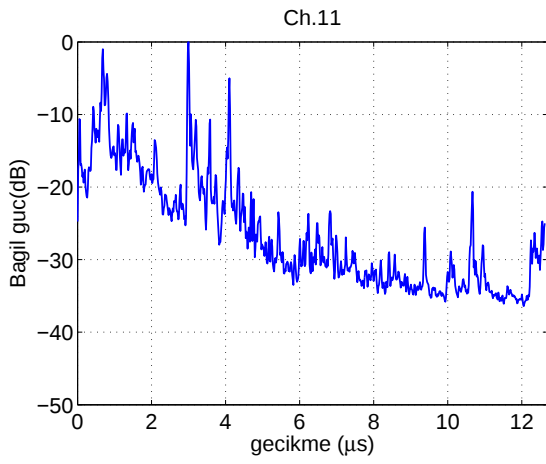
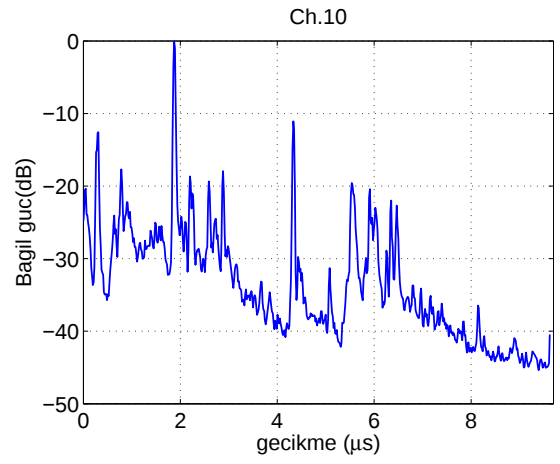
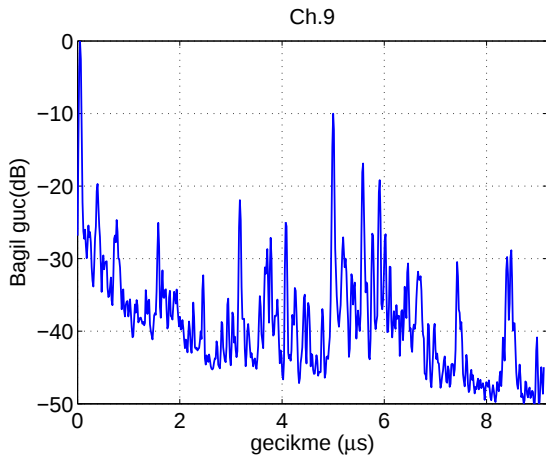
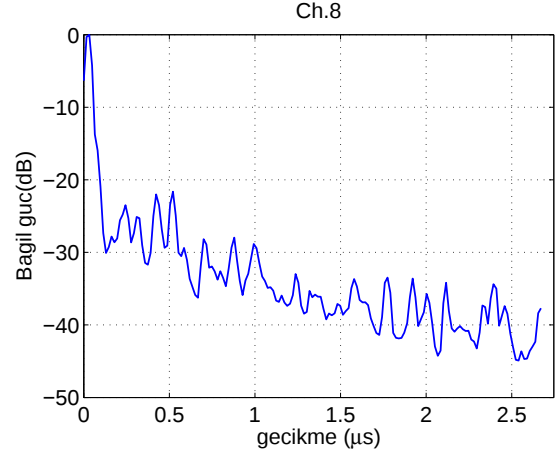
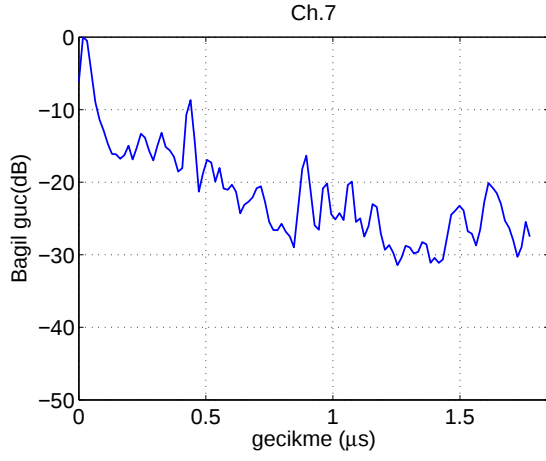
```

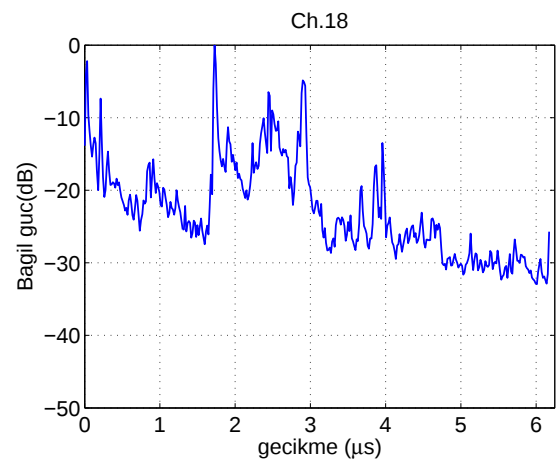
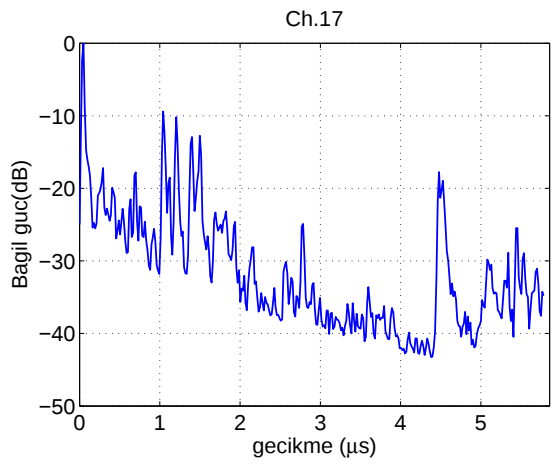
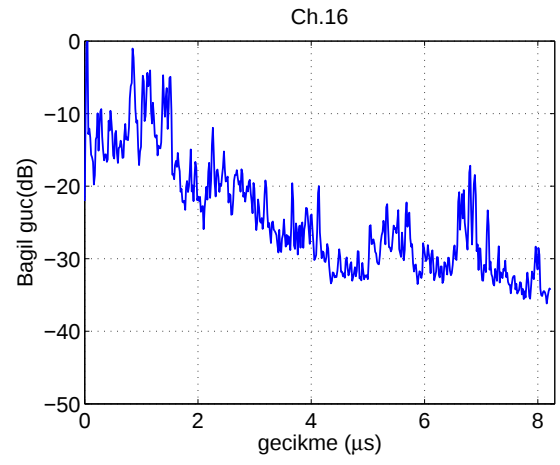
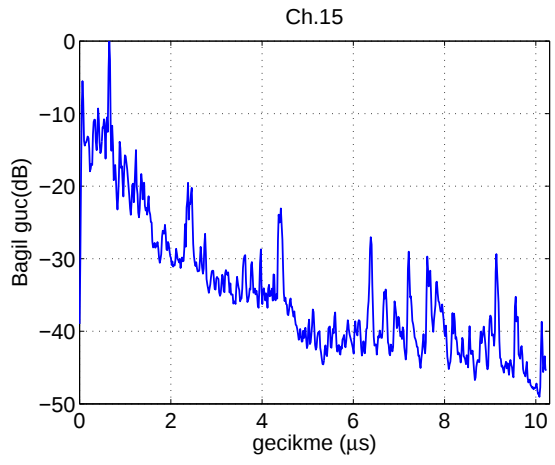
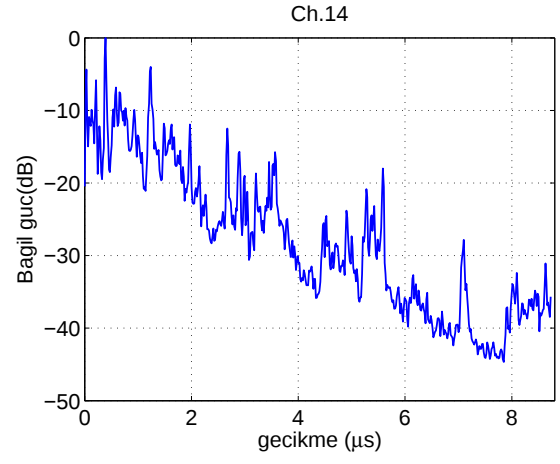
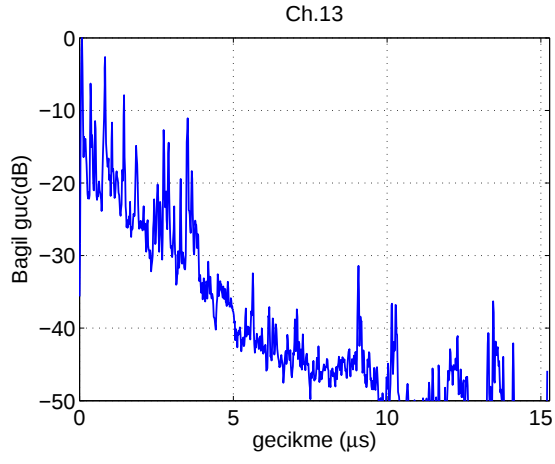
function [sn,nvar]=addnoise(s,snr)
% [sn]=addnoise(s,snr)
% Bu fonsiyon karmaşık sinyale sinyal/gürültü gücü oranı snr olacak
% biçimde gürültü ekler
% s sinyal (volt)
% snr sinyal/gürültü gücü oranı (dB)
    spower=10*log10(mean(abs(s).^2));% ya da (mean(s.*conj(s))); %signal power in
    dB
    n1=spower-snr; %noise power in dB
    n1=10^(n1/10); %noise power in watt
    N=length(s);
    n=randn(1,N)+ j*randn(1,N);
    npower=mean(abs(n).^2);% ya da mean(n.*conj(n));
    n=n*sqrt(n1/npower);
    nvar=var(n);% Gürültünün varyansı
    sn=s+n;

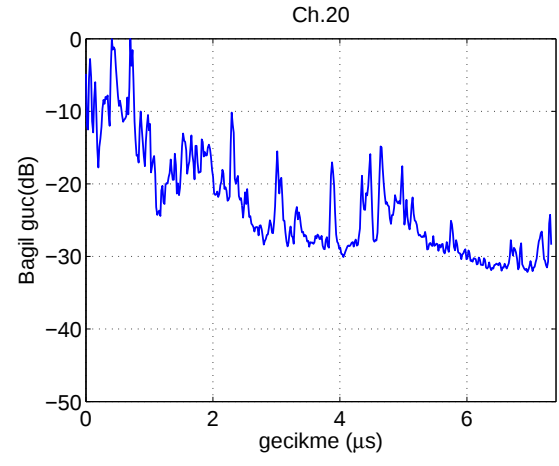
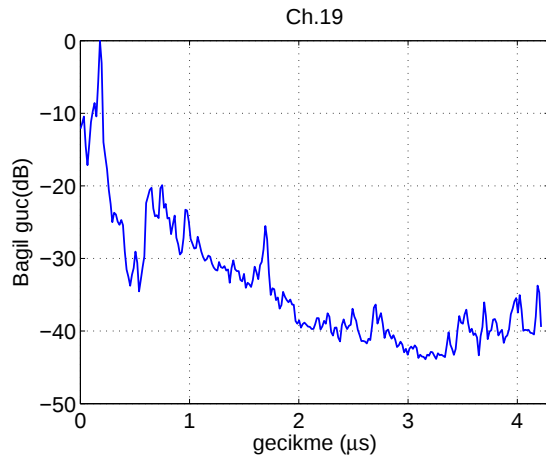
```

EK. F. Ch.1-Ch.20 Kanalları İçin Ortalama Yankı Profilleri









ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Çetin KURNAZ

Doğum Yeri : Ordu

Doğum Tarihi : 1978

Medeni Hali : Evli

Bildiği Yabancı Diller: İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Ordu Lisesi–1995

Lisans :Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü–1999

Yüksek Lisans :Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D. –2002

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl:

1- Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Araştırma Görevliliği: 2000–halen

İletişim Bilgileri:

Adres: O.M.Ü. Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Kurupelit, SAMSUN

Tel-iş: (362) 312 19 19–1103

e-mail: ckurnaz@omu.edu.tr

1978 yılında Ordu Saraycık’da doğdu. İlk ve orta öğrenimini 1989 ve 1992 yıllarında Saraycık İlköğretim Okulunda, Lise öğrenimini 1995 yılında Ordu Lisesi’nde tamamladı. 1995 yılında Samsun Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik–Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde lisans eğitimine başladı ve Haziran 1999 yılında bu bölümü derece ile bitirdi. Eylül 2000 yılında O.M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D. Yüksek Lisans eğitimine başladı. Eylül 2002 yılında Yüksek Lisans eğitimini tamamladı. Şubat 2003’de O.M.Ü. Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.’da doktora eğitimine başladı. Aralık 2000 yılında O.M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.’da Araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. Kasım 2001 yılından beri O.M.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği A.B.D.’da Araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır.