

**4.KUŞAK TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN
RADYO KANALI YAYINIM ÖZELLİKLERİNİN
İNCELENMESİ**

BEGÜM KORUNUR ENGİZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

**T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**4.KUŞAK TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN RADYO KANALI
YAYINIM ÖZELLİKLERİNİN İNCELENMESİ**

BEGÜM KORUNUR ENGİZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ.DR. HÜLYA GÖKALP**

SAMSUN-2007

4.KUŞAK TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN RADYO KANALI YAYINIM ÖZELLİKLERİNİN İNCELENMESİ

ÖZET

4. kuşak telsiz iletişim sistemlerinin yüksek veri hızlarında kaliteli iletişim sağlayabilmesi için kullanılacak çoklu erişim yönteminin seçimi önemlidir. Frekans bandının verimli kullanımı daha yüksek hızlarda iletişim sağlanmasına olanak tanır. Kanalin frekans seçici özelliğini belirlemek için kanalın tutarlı bant genişliğinin bilinmesi gerekir.

4.kuşak telsiz iletişim sistemleri için radyo kanalı yayının özelliklerini incelemek için sürekli dalga frekans modülasyonunu kullanan kanal sondalama cihazlarıyla elde edilen veriler kullanılmıştır. Kanalin ortalama yankı güç profili ve kanalın zamanla değişen geçiş işlevi hesaplanmıştır. Verilerden kanalın frekans ilinti fonksiyonları elde edilmiştir. Kanalin tutarlı bant genişlikleri 0.5, 0.75, 0.9 ilinti katsayıları için hesaplanmıştır. Elde edilen $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ değerleri modelleme aşamasında kullanılmak üzere saklanmıştır.

Bir sonraki aşamada, $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ ile yankı gecikme dağılımının etkin değeri τ_{etkin} arasındaki ilişki incelenmiştir. Frekans ilinti fonksiyonlarını hesaplamak için iki yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemlerden birinde kanalın yankı güç profiline hızlı Fourier dönüşümü uygulanmış diğerinde ise kanalın zamanla değişen geçiş işlevindeki ayırık frekanslar arasındaki ilinti hesaplanmıştır. Bu frekans ilinti fonksiyonlarından kanalın tutarlı bant genişliği elde edilmiştir. Modelleme aşamasında ortalama yankı güç profillerine hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilen tutarlı bant genişliği değerleri kullanılmıştır. Frekans ilinti fonksiyonuna hareket mesafesinin, gürültünün ve eş zamanlamanın [1] etkisi olduğu saptanmıştır.

Anahtar kelimeler: 4.Kuşak sistemler, Kanal sondalama teknikleri, Tutarlı bant genişliği

INVESTIGATION OF RADIO CHANNELS PROPAGATION CHARACTERISTICS FOR 4.GENERATION RADIO TRANSMISSION SYSTEMS

ABSTRACT

Selection of the multiple access scheme is very important in order to achieve good quality at higher data transmission rates of the fourth generation radio transmission systems. Efficient usage of the frequency band provides high speed communication. It is essential to know coherence bandwidth in order to determine channel frequency selectivity.

Data obtained with radio propagation channel sounder that used frequency modulated continuous wave was used to investigate propagation properties of radio channel for the fourth generation mobile communication systems. Average power delay profiles and time-variant transfer function of the channel was calculated. Frequency correlation functions were extracted from the data. Coherence bandwidth of the channel was calculated for correlation coefficients of 0.5, 0.75, and 0.9. Calculated $B_{C(0.5)}$, $B_{C(0.75)}$ and $B_{C(0.9)}$ values were saved to be used in modeling.

In the next stage, relationship between $B_{C(0.5)}$, $B_{C(0.75)}$ and $B_{C(0.9)}$ values and rms-delay spread value was investigated. Two methods were used to find the frequency correlation function. In one of the methods fast Fourier transform was applied to power delay profile of the channel and in the other method the correlation coefficients of discrete frequencies of the time-variant channel transfer function were calculated. The coherence bandwidth of the channel was extracted from these frequency correlation functions. The coherence bandwidth values that were calculated by performing fast Fourier transform on the average power delay profiles was used for modeling. It is determined that distance traveled during the channel sampling period, noise and synchronization [1] have an effect on the frequency correlation function.

Key Words: 4th Generation Systems, Channel Sounding Techniques, Coherence Bandwidth

TEŞEKKÜR

Çalıőmam süresince benden yardımlarını esirgemeyen başta danışmanım Yrd.Doç.Dr. Hülya GÖKALP olmak üzere, değerli arkadaşlarım Çetin KURNAZ'a ve Gökhan KAYHAN'a, dostlarım Berfu ve Ulaş GİRİTLİ' ye ve sevgili eşim Alper ENGİZ'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ	3
3. MATERYAL VE METOT	4
3.1 3. ve 4. Kuşak Sistemlerin Karşılaştırılması	4
3.1.1 3. Kuşak Sistemler	4
3.1.2 4. Kuşak Sistemler	5
3.1.2.1 4. Kuşak Sistemlerin Gereksinimleri	7
3.2 Kod Bölmeli ve Frekans Bölmeli Çoğullama	9
3.2.1 Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim	9
3.2.2 Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama	13
4. GENİŞ BANT KANALLARIN ÖZELLİKLERİNİN BELİRLENMESİ	19
4.1 Kararlı Kanalların Özelliklerinin Belirlenmesi	19
4.1.1 Zaman Düzlemi Fonksiyonu	19
4.1.2 Frekans Düzlemi Fonksiyonu	20
4.1.3 Zamanla Değişen Geçiş İşlevi	21
4.1.4 Saçılım Fonksiyonu	21
4.1.5 Sistem Fonksiyonları Arasındaki İlişki	22
4.2 Zamanla Rastsal Değişen Doğrusal Kanallar	22
4.2.1 Kanal İlinti Fonksiyonları	23
4.2.2 Fonksiyonlar Arasındaki İlişki	24
4.3 Kanal Modelleri	25
4.3.1 Durağanımsı Kanal	25
4.3.2 İlintisiz Saçılma Kanalı	26
4.3.3 Durağanımsı İlintisiz Saçılma Kanalı	26
4.4 Gezgin Radyo Kanalların Özelliklerinin Belirlenmesi	27
4.4.1 Küçük Ölçekli Özellikler	29
4.4.1.1 Zaman Düzlemi Tanımı	29

4.4.1.2	Frekans Düzlemi Tanımı ve Frekans İlinti Fonksiyonu	32
4.4.1.3	Tutarlı Bant Genişliği	34
5.	GENİŞ BANT KANAL SONDALAMA TEKNİKLERİ	35
5.1	Sürekli Dalga Frekans Modülasyonu Tekniği	35
5.1.1	Heterodin Algılama	36
6.	BULGULAR VE TARTIŞMA	40
6.1	Frekans İlinti Fonksiyonu	40
6.2	Frekans İlinti Fonksiyonu Eğrileri	47
6.3	Frekans İlinti Fonksiyonunu Etkileyen Etmenler	53
6.3.1	Hareket Mesafesinin Etkisi	53
6.3.2	Gürültü Tabanının Etkisi	55
6.3.3	Eş Zamanlamanın Etkisi	58
6.4	Modelleme	60
6.5	Tutarlı Bant Genişliklerinin Birikimli Dağılım Fonksiyonları	67
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER	70
8.	KAYNAKLAR	71
9.	EKLER	73
	ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1	: 2. ve 3. kuşak sistemlerde erişilebilecek veri ve hareket hızları	5
Şekil 3.2	: IMT - 2000 ötesi gezgin iletişim sistemlerinin hedefleri	7
Şekil 3.3	: WCDMA 'da kullanıcıların tayfta yerleşimi	11
Şekil 3.4	: Sinyalin geniş banda yayılması ve yeniden dar banda getirilmesi	12
Şekil 3.5	: Dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin üretilmesi	13
Şekil 3.6	: Kanalin çok sayıda alt kanala bölünmesi	14
Şekil 3.7	: Basit dikgen frekans bölmeli çoğullama sistemi	15
Şekil 3.8	: Frekans bölmeli ve dikgen frekans bölmeli çoğullama için bant genişliği kullanımının karşılaştırılması	15
Şekil 3.9	: Tampon zaman aralığının semboller arası girişime etkisi	16
Şekil 3.10	: Periyodik öneklerin dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyaline eklenmesi	17
Şekil 3.11a:	Bir dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin tayfı	17
Şekil 3.11b:	Çoğullanan dikgen frekans bölmeli sinyalin tayfı	17
Şekil 4.1	: Yankılı bir kanalın zaman düzlemi gösterimi	20
Şekil 4.2	: Yankılı bir kanalın frekans düzlemi gösterimi	20
Şekil 4.3	: Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki	22
Şekil 4.4	: Kanal ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki	24
Şekil 4.5	: Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalındaki ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki	27
Şekil 4.6	: Sönümlenmeli bir kanalın yankı profili	28
Şekil 4.7	: Yankı güç profili örneği	30
Şekil 4.8	: Kanal ilinti fonksiyonunun bir örneği	34
Şekil 5.1	: Sürekli dalga frekans modülasyonu işareti için frekans-zaman eğrisi	35
Şekil 5.2	: L tane bağımsız yankı için elde edilen yankı gecikmelerinin frekans-zaman eğrisi	37

Şekil 5.3	: Bir yankı için tarama frekansının zamanla değişimi ve algılayıcı çıkışında elde edilen darbe frekansları	38
Şekil 6.1a	: Geçiş işlevi	42
Şekil 6.1b	: Geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu	42
Şekil 6.2a	: Ortalama yankı güç profili	43
Şekil 6.2b	: Ortalama yankı güç profilinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu	43
Şekil 6.3	: Frekans ilinti fonksiyonundan tutarlı bant genişliğinin elde edilmesi	43
Şekil 6.4	: Frekans ilinti fonksiyonlarını ve tutarlı bant genişliğini hesaplayan programın akış diyagramı	44
Şekil 6.5	: Birim vuruş tepkesini ve geçiş işlevlerini hesaplayan programın akış diyagramı	45
Şekil 6.6	: Yankı gecikme dağılımının etkin değerini hesaplayan programın akış diyagramı	46
Şekil 6.7	: Konum1 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	48
Şekil 6.8	: Konum2 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	48
Şekil 6.9	: Konum3 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	49
Şekil 6.10	: Konum4 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	49

Şekil 6.11	: Konum5 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	50
Şekil 6.12	: Konum6 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	50
Şekil 6.13	: Konum7 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	51
Şekil 6.14	: Konum8 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	51
Şekil 6.15	: Konum9 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	52
Şekil 6.16	: Konum10 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri	52
Şekil 6.17	: Konum1 ve konum2 verileri için hareket mesafesinin frekans ilinti fonksiyonuna etkisi	53
Şekil 6.18	: Konum6 için hareket mesafesinin YPort 'dan elde edilen frekans ilinti fonksiyonuna etkisi	54
Şekil 6.19	: Konum6 için hareket mesafesinin geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonuna etkisi	55
Şekil 6.20	: Konum1 için toplamsal beyaz Gauss gürültüsü eklenmiş yankı güç profili	56
Şekil 6.21a	: Konum1 için gürültü eklenmeden önce frekans ilinti fonksiyonları	57
Şekil 6.21b	: Konum1 için gürültü eklendikten sonra frekans ilinti fonksiyonları	57

Şekil 6.22	: Konum1 için eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonuna etkisi	59
Şekil 6.23a	: Konum6 için eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonuna etkisi	59
Şekil 6.23b	: Şekil 6.23a' nın yakınlaştırılmış biçimi	60
Şekil 6.24	: $B_{T(0.5)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi	61
Şekil 6.25a	: $B_{T(0.75)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi	62
Şekil 6.25b	: Şekil 6.25a' nın yakınlaştırılmış biçimi	62
Şekil 6.26a	: $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi	63
Şekil 6.26b	: Şekil 6.26a' nın yakınlaştırılmış biçimi	63
Şekil 6.27a	: $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} çarpımının üst sınırının belirlenmesi	64
Şekil 6.27b	: Şekil 6.27a' nın yakınlaştırılmış biçimi	64
Şekil 6.28a	: $B_{T(0.5)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi	65
Şekil 6.28b	: Şekil 6.28a' nın yakınlaştırılmış biçimi	65
Şekil 6.29	: $B_{T(0.75)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi	66
Şekil 6.30	: $B_{T(0.9)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi	66
Şekil 6.31	: $B_{T(0.5)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu	68
Şekil 6.32	: $B_{T(0.75)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu	68
Şekil 6.33	: $B_{T(0.9)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu	69

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 3.1: 3.Kuşak ve 4.Kuşak Sistemlerin Önemli Parametreleri	8
Çizelge 6.1: Konumlara göre tutarlı bant genişlikleri	58
Çizelge 6.2: Ölçüm yerlerinin %10, %50, %90' ını temsil eden farklı ilinti katsayılarına göre hesaplanan tutarlı bant genişlikleri	69

1.GİRİŞ

3.kuşak sistemlerde 5MHz 'lik iletim bantlarında hareketsiz kullanıcılar için küçük hücre çaplarında 2Mbit/s, hareketli kullanıcılar için ise 384 kbit/s ye varan veri hızları sağlanmaktadır. Veri iletişimindeki yoğunluğun ses iletişiminden veri iletişimine doğru kaydığı göz önüne alınırsa ileride 3.kuşak 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 sistemler tasarlanmaya başlamıştır.

4.kuşak sistemlerin kullanımıyla birlikte 20-100 Mbit/s ye varan veri hızlarının elde edilmesi planlanmaktadır. Bu sistemin alt yapısı oluşturulurken var olan şebekelerin kullanılması ve böylece maliyetin düşürülmesi hedeflenmektedir. Hedeflenen bu yüksek hızlara erişebilmek için ise ayrılan bant genişliğinin etkin bir biçimde kullanılması gerekmektedir. Bundan dolayı araştırmalar iletim bandını etkin kullanılacak modülasyon ve çoklu erişim yönteminin seçimi üzerinde yoğunlaşmıştır. Dikgen frekans bölmeli çoğullama 4. kuşak sistemlerde kullanılması planlanan erişim yöntemlerinden biridir [2].

Dikgen frekans bölmeli çoğullama kullanıldığında kanalın frekans seçiciliğinden yararlanır. Dikgen taşıyıcıların tayfta örtüşmeli bir biçimde yerleşmesi sonucunda bant etkin bir biçimde kullanılır. Yüksek hızlı bilgi daha düşük hızlı alt taşıyıcılar yardımıyla taşındığından semboller arası girişim önlenmiş olur. Ancak bu yöntem kullanıldığında frekansta düz sönümlenme durumunda komşu taşıyıcı zarfları benzer sönümlenmeye uğrayacağından, beklenen frekans çeşitliliği (frequency diversity) sağlanamayacaktır. Bu yöntemin bir diğer zayıf yanı ise semboller arası girişimi önlemek için artırılan sembol süresi sonucunda kullanılan alt taşıyıcı sayısının artmasıdır ki bu da tepe güç / ortalama güç oranının artmasına neden olur. Bu nedenlerle [3] de sunulan çalışmada ise hem frekans düzleminde genişletmeyi hem de frekansta tekrarlamayı kullanan çoklu taşıyıcı genişletilmiş tayfı kod bölmeli çoklu erişim yöntemi önerilmiştir. Frekansta düzde genişletme ile gereken alt taşıyıcı sayısı azaltılmış; bir bitin birden fazla taşıyıcıda aktarılmasını sağlayan frekansta tekrarlama ile ise frekans çeşitliliği sağlanmış olacaktır. Bu yöntemlerden her ikisi için kanalın tutarlı bant genişliği ile ilgili bilgi önemlidir.

Kanalın frekans seçiciliğini belirlemek için kanalın tutarlı bant genişliğinin (B_T) bilinmesi gerekir. Sinyalin bant genişliğinin tutarlı bant genişliğinden büyük veya küçük olmasına göre kanal frekans seçici veya frekansta düz sönümlenen kanal olarak nitelendirilebilir.

Bu çalışmanın amacı 4.kuşak telsiz iletişim sistemleri için radyo kanalı yayılım verilerini incelemek ve elde edilen sonuçlara dayanarak tutarlı bant genişliği ile yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin}) arasındaki ilişkiyi belirlemektir. Bu çalışmada [4]' de ileri sürülen B_T , τ_{etkin} çarpımı için bir alt sınırın varlığı incelenmiştir. Kanalın tutarlı bant genişliğini hesaplayabilmek için iki farklı yöntemle elde edilen frekans ilinti fonksiyonları kullanılmış ve istenilen ilinti katsayıları için (0.5, 0.75, 0.9) kanalın tutarlı bant genişlikleri belirlenmiştir. Her iki yöntem ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak kanalın ilinti fonksiyonunun zarfının ve dolayısıyla tutarlı bant genişliğinin hangi değişkenlere bağlı olarak değiştiği irdelenmiştir. Elde edilen sonuçlara dayanılarak her iki değişken arasındaki üstel ilişkinin doğruluğu araştırılmış ve kanalların modellenmesi yapılmıştır. Tutarlı bant genişliği ve yankı gecikme dağılımının etkin değeri arasındaki ilişkinin incelenmesinin nedeni literatürde τ_{etkin} ile ilgili çok sayıda çalışma olmasına rağmen B_T ile ilgili çalışma sayısının az olmasıdır. Eğer böyle bir ilişki belirlenebilirse literatürde τ_{etkin} ile ilgili araştırmalar ve bilgilere dayanılarak B_T ' nin tahmin edilmesi mümkün olacaktır.

2.LİTERATÜR ÖZETİ

Daha yüksek veri hızlarında ve daha kaliteli iletişimin sağlanabilmesi için radyo kanalının yayının özelliklerinin doğru bir biçimde belirlenebilmesi önemlidir.

Kanalın yayının özelliklerini belirlemek üzere birçok araştırma yapılmıştır. Bu araştırmalarda kanalın özelliklerini belirlemek için kanalın frekans ilinti fonksiyonları kullanılmıştır.

Kanalın frekans ilinti fonksiyonunu hesaplamak için kullanılan yöntemlerden biri kanalın yankı gecikme profilinin ortalamasına Fourier dönüşümü uygulamak [5] diğeri ise geçiş işlevleri arasındaki ilintiyi hesaplamaktır [6].

Kanalın ilinti fonksiyonuna bağlı olarak hesaplanan tutarlı bant genişliği bize kanalın frekans seçiciliği hakkında bilgi verir. Literatürde yankı gecikme dağılımının etkin değeri ile ilgili birçok çalışma varken [6], [7], [8] tutarlı bant genişliğinin sunulduğu çalışma sayısı azdır.

Üçüncü kuşak ötesi sistemler ve dördüncü kuşak sistemlerde frekans çeşitliliğini kullanan çoklu erişim ve modülasyon yöntemleri ile iletim bandı olabildiğince etkin kullanılmaya çalışılmaktadır. Ancak erişilecek frekans çeşitliliği seviyesi kanalın tutarlı bant genişliği ile yakından ilgilidir; tutarlı bant genişliği azaldıkça frekansta seçicilik ve elde edilecek frekans çeşitliliği artar. Bu nedenle frekans çeşitliliğinden yararlanmayı hedefleyen 3K ötesi ve 4K sistemleri için frekans ilinti fonksiyonu ve tutarlı bant genişliğinin önemi artmıştır.

3.MATERYAL VE METOT

3.1 3.ve 4. Kuşak Sistemlerin Karşılaştırılması

Bir yandan artan kullanıcı trafiği diğer yandan yeni servislere olan taleplerdeki fazlalık, gezgin ağ yapılarında değişimler gerektirmiştir. Bu ihtiyaçları karşılamak, frekans tayfindan etkin bir biçimde yararlanmaktan geçmektedir. 2. kuşak sistemlerin kapasite sınırlamaları, yüksek veri hızı gerektiren video, elektronik posta gibi geniş kullanım alanlı servislere olan talebin artması sonucunda 3. kuşak gezgin iletişim sistemleri ortaya çıkmaya başlamıştır.

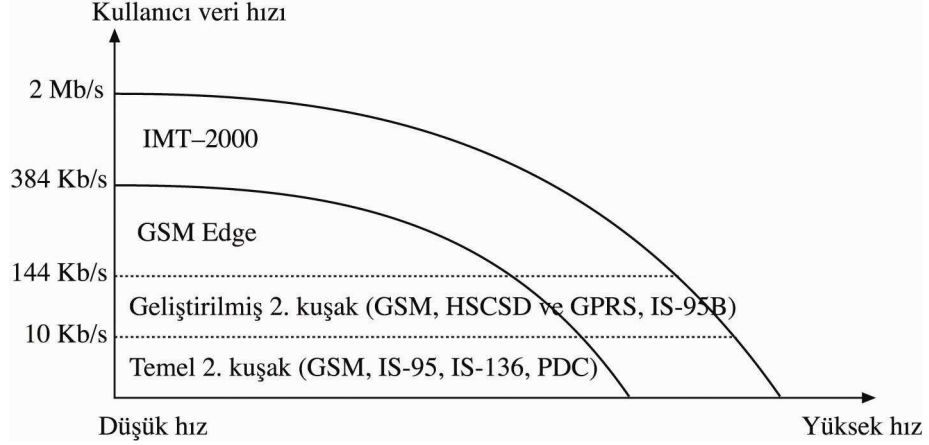
3. kuşak sistemlerden UMTS (Evrensel Gezgin İletişim Sistemi)'de 5 MHz' lik iletim bandında hareketsiz kullanıcılar için küçük hücre çaplarında 2 Mbit/s'ye varan bit hızları hedeflenmişken hareketli kullanıcılar için ve geniş kapsama alanlarında 384 kbit/s'ye varan bit hızları hedeflenmiştir. Ancak 3. kuşak sistemler için ayrılan bantlar veya bu sistemlerin alt yapıları hızlı internet erişimi veya cep telefonunda yüksek kalitede TV yayını izleme gibi hizmetleri karşılayamamaktadır. Öyle ki, ileride hareketli kullanıcılar için 100 Mbit/s'nin üstünde bit hızı ve sabit kullanıcılar için ise 1 Gbit/s'ye varan bit hızları hedeflenmektedir.

Bu bölümde kısaca 3. kuşak sistemlerin belli başlı özellikleri, var olan standartlar ve 3. kuşak ötesi sistemlerin ana özellikleri ele alınmıştır.

3.1.1 3. Kuşak Sistemler

3. kuşak gezgin iletişim sistemleri yüksek verimliliği ve aynı bağlantıda farklı veri hızlarını desteklemektedir. 3. kuşak sistemler çoklu ortam (multimedya) iletişimi, yüksek kaliteli video ve sabit görüntü (resim) haberleşmesi, kamusal veya özel şebekelere yüksek veri hızlarında erişim ile esnek iletişim yeteneği sağlaması için tasarlanmıştır. 2. ve 3. kuşak sistemlerde erişilebilecek veri ve hareket hızları şekil 3.1 de gösterilmiştir. 3. Kuşak sistemlerin başlıca özellikleri aşağıda belirtilmiştir [9].

- Geniş arazide, yüksek hızlarda 144 kbps veri hızı.
- Küçük alanda yavaş hareketli durumda 384 kbps veri hızı.
- Kapalı ortamda durağan halde 2048 kbps veri hızı.
- Çoklu ortam iletişiminden yararlanma.
- Yüksek veri hızlı servislere erişim ve yüksek tayf verimliliği.



Şekil 3.1 2. ve 3. kuşak sistemlerde erişilebilecek veri ve hareket hızları

3. kuşak sistemler ile 2. kuşak sistemlere oranla çok büyük gelişmeler kaydedilmiş olsa da hala birçok kısıtlama ve zorluklarla karşılaşılır. Bunlardan bazıları aşağıdaki gibidir:

- Yüksek kaliteli multimedya servisleri sağlamak için daha yüksek veri hızları elde etmek ve bant genişliğini arttırmak güçtür.
- Frekans tayfının fiziksel sınırları kapasiteyi ve bant genişliğini sınırlar
- Farklı servisler ve farklı frekans bantlarında çalışan çevreler arasında dolaşmak güçtür.
- Gezgini ve sabit ağlar arasında saydam bir aktarma yoktur.

Günümüzde bu kısıtlamalar çok sorun yaratmasa da daha çok sayıda kullanıcının yüksek veri hızlarına, daha kaliteli iletişime, servislere alışması ve talep etmesiyle 3. kuşak sistemler yetersiz kalmaya başlayacaktır. Bu yüzden 4. kuşak sistemlerin geliştirilmesine başlanmıştır [10].

3.1.2 4. Kuşak Sistemler

4. kuşak iletişim sistemleriyle birlikte 3. kuşak sistemin var olan problemlerini çözmek ve çok sayıda yeni servisi desteklemek amaçlanmaktadır. Yüksek kaliteli ses, daha net görüntü ve daha yüksek hızlı kablosuz kanallar vb. uygulamalar gibi. 4. kuşak tanımı sadece hücreli telefon sistemlerini değil geniş bant kablosuz erişimli iletişim sistemlerinin birçok biçimini içerir. 4. kuşak sistemler ile sadece gelecek nesil gezgini servisler değil ayrıca sabit kablosuz ağlar da desteklenecektir [11].

Erişim teknolojilerinin gelişimiyle birlikte ses, görüntü hareketli görüntü ve geniş bant veri servisleri aynı ağ içinde yer almaya başlamıştır. Günümüzde kullanılan

terminaller birçok hizmeti aynı anda sağlayabilmektedir. Ancak geliştirilmiş iletişimde amaç yüz yüze iletişimden ayırt edilemeyecek kadar yüksek kalitede iletişimin sağlanmasıdır. Ayrıca gerçek görüntü ve ses kalitesine yakın iletişimi gerçekleştirecek bu servisler herkesin kullanabileceği basitlikte tasarlanmalıdır. Bu kalitede bir iletişim sağlamak için daha gelişmiş sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Böylece iletişim hızı ve kalitesi artacaktır. 4. kuşak sistemler ile yüksek hız, yüksek kapasite, IP (Internet Protocol-İnternet Protokol) tabanlı servislerin sağlanması ve bit başına düşen maliyetin azaltılması hedeflenmektedir.

Gezgin iletişimdeki gelişmeler temel alınarak 4.kuşak sistemlerin daha geniş bant genişliğine sahip olacağı, daha yüksek veri hızlarını sağlamaya, kablosuz sistemler ve ağlar yardımıyla saydam servisler sağlamaya odaklanacağı söylenebilir. Bu ise var olan gezgin iletişim teknolojilerinin gelişmiş teknolojiler yardımıyla 4.kuşak sistemlere uyarlanmasıyla elde edilebilir [11].

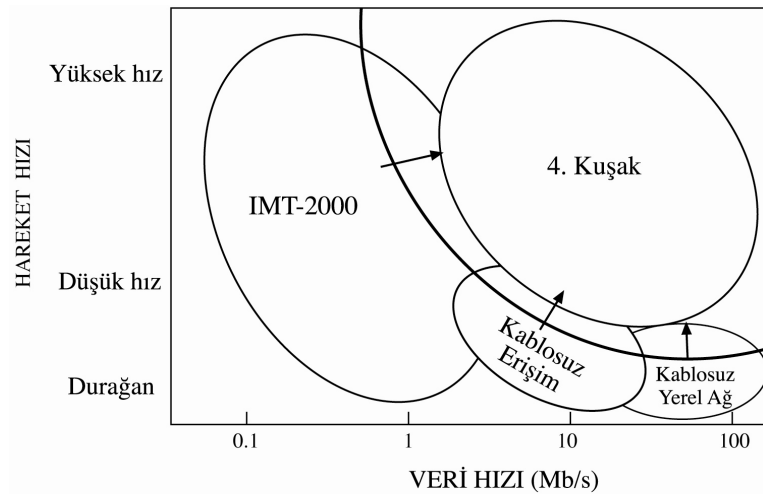
Bugüne kadar gerçekleştirilen kablosuz iletişimde yoğunluğun temelini ses iletişimi oluşturmaktaydı. IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000-Uluslararası Mobil İletişim 2000) sistemi ile 64 kbit/s'den 384 kbit/s'ye kadar değişebilen yüksek bit hızlarına sahip iletişim sağlanmaktadır ve günümüzde veri iletim trafiğine olan talep ses trafiğine oranla giderek artmaktadır.

4. kuşak sistemlerde amaç 20Mb/s' a varan veri hızlarına erişebilmektir. Bu hızları elde etmek için daha yüksek frekanslarda geniş bantların kullanılması gerekir. Bunun sonucunda ise baz istasyonunun kapsayabileceği hücre çapı küçülür. Genel kapsama alanının değişmemesi için baz istasyonu sayısı artırılmalıdır. 4. kuşak sistemler için ağ kurulum ücretlerinin 3. kuşak sistemlere oranla 1/10 kadar daha düşük olması amaçlanmaktadır. Böylece bu servisler daha çok kullanıcı tarafından kullanılacaktır [12].

Gezgin iletişimin en önemli özelliklerinden biri her zaman her yerde kullanılabilir olmasıdır. Bu özellik gelecek nesil gezgin iletişim sistemleri için de önemlidir. Var olan sistemden gelecek nesil sistemlere geçiş aşamasında kullanılan yeni terminallerin var olan servis ve kapsama alanını sürdürmesi önemlidir.

3.1.2.1 4.Kuşak Sistemlerin Gereksinimleri

İMT-2000 den sonraki iletişim sistemlerinin hedefleri Şekil 3.2’de gösterildiği gibidir. İMT-2000 sistemi 2 Mbit/s’ye kadar olan hızları destekler. Yüksek hızla hareket edildiği zaman bu hız 144 kbit/s’ye kadar düşer. İMT-2000 sistemi ile hareket anında iletişim sınırlı veri hızıyla sağlanır. Şekilde gösterildiği gibi 4. kuşak sistemlere, kablosuz erişime ve kablosuz yerel ağlara farklı yaklaşımlar vardır. Bu sistemlerin amacı sabit ağlara göre daha yüksek veri hızları sağlamaktır.



Şekil 3.2 İMT-2000 ötesi gezgin iletişim sistemlerinin hedefleri

İkinci kuşağı içeren hücresel ağlar örn: GSM (Global System for Mobile – Gezgin İletişim İçin Küresel Sistem) ve genellikle 2.5K (2.5.Kuşak) olarak tanımlanan daha gelişmiş sistemlerin temeli (EDGE-Enhanced Data Rates for Global Evolution),GPRS vs. zaman bölmeli çoklu erişim teknolojisine dayanır. 3. Kuşak gezgin ağlar ise (UMTS-Evrensel Gezgin İletişim Sistemi) 2 Mbit/s’ye kadar veri hızı sağlayan kod bölmeli çoklu erişim teknolojisini temel alır. Bunlardan çok daha yüksek veri hızları elde edebilmek için yeni bir erişim tekniği kullanmak gerekir. 4. Kuşak ağların ise 100 Mbit/s’lik hızları sağlaması beklenir [13].

Geniş bant radyo erişim ağları (BRANs) veya kablosuz yerel ağların (WLANs) 4. kuşak sistemlerde 1 Gb/s’ye kadar hızlara erişmesi beklenir. Bu nedenle günümüzde araştırmalar ayrılan geniş bantları en etkin biçimde kullanacak çoklu erişim ve modülasyon yöntemlerine yoğunlaşmıştır. 3. kuşak sistemlerde kullanılan alıcı/verici anten dizilerinden (çoklu antenler ki bunlar çok-giriş çok-çıkışlı sistemler (MIMO –

Multiple In Multiple Out) olarak da bilinirler) 4. kuşak sistemlerde de yararlanılacaktır. Standartları henüz oluşturulmamış olan bu 4. kuşak sistemler için kimi araştırma grupları dikgen frekans bölmeli çoğullamayı savunurken kimi gruplar ise çok taşıyıcı kod bölmeli çoklu erişim sistemlerini savunmaktadır. Bunlardan ilki kanalın frekans seçiciliğinden yararlanarak frekans çeşitliliği sağlarken; ikincisi 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 yüksekse erişilecek frekans seçiciliği de düşük olacaktır [3]. 3.kuşak telsiz yerel ağlarında başarılı bir biçimde kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama temelli sistemlerin bina dışı ortamlarda, büyük hücre çaplarında ve hareketinde bulunduğu durumda başarımı bilinmemektedir.

Dikgen frekans bölmeli çoğullama genellikle çok sayıda kullanıcının olduğu durumlarda daha çok esneklik sağlamak için diğer erişim teknikleriyle birlikte kullanılır. Dikgen frekans bölmeli çoğullama yankı sönümlenmelerine karşı dayanıklıdır ve yüksek hızlı veri iletişimi gerçekleştirmek için öncelikli olan koşulu sağlar. Dikgen taşıyıcıların örtüşmeli bir biçimde tayfa yerleştirilmesiyle tayfsal verimlilik sağlanır. Her bir taşıyıcı bilgi hızından çok daha düşük hızlı bitlerini taşıdığı için yankılı kanallarda meydana gelen semboller arası girişim sorunu çözümlenebilir. Ancak dikgen frekans bölmeli çoğullama kullanıldığında zaman ve frekans eş zamanlamasının düzgün bir biçimde yapılabilmesi önemlidir [14].

Çizelge 3.1' de 3.ve 4.kuşak sistemlerin temel değişkenleri karşılaştırılmıştır. Her ne kadar 4. kuşak sistemler için belirlenmiş olan kesin değişkenler olmasa da genel olarak aşağıdaki biçimdedir.

Çizelge 3.1 3.Kuşak ve 4.Kuşak Sistemlerin Önemli Parametreleri

3K ve 4K Sistemlerin Önemli Parametreleri		
	3.Kuşak	4.Kuşak
Frekans bandı	1.8 - 2.5 GHz	2 - 8 GHz
Bant genişliği	5 - 20 MHz	100 MHz
Veri hızı	384 Kbps - 2Mbps	20 – 100 Mbps varan
Erişim	W-CDMA	OFDM /MC-CDMA

3.2 Kod Bölmeli ve Frekans Bölmeli Çoğullama

Kod bölmeli çoklu erişim 2. ve 3. kuşak sistemlerde kullanılan bir erişim yöntemidir. 4. kuşak için hedeflenen standartlara ulaşmak için 3. kuşak sistemlerde kullanılan erişim yöntemlerinden farklı bir yöntem kullanmak gereklidir. Bu yöntemlerden bir tanesi frekans bölmeli çoğullama esasına dayanan çok taşıyıcılı modülasyondur. Bu yöntemde veriyi iletmek için eşit bant genişliğine sahip alt kanallar kullanılır.

4. kuşak iletişim sistemlerinde kullanılan çoklu erişim teknikleri çizelge 3.1’de gösterildiği gibidir. Bu tekniklerden biri çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (MC-CDMA) diğeri ise dikgen frekans bölmeli çoklu erişimdir (OFDM). Aslında çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim, kod bölmeli çoklu erişim temeli üzerine kurulan dikgen frekans bölmeli çoğullama olarak nitelendirilebilir.

Tek taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim sistemindekine benzer olarak çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişimde kullanıcıları birbirinden ayırmak için dikgen kodlar kullanılır. Ancak çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişimde her bir kullanıcıya birçok kod tahsis edilebilir.

Bu bölümde erişim yöntemlerinden dikgen frekans bölmeli çoğullama ve geniş bant kod bölmeli çoklu erişim ele alındı.

3.2.1 Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim

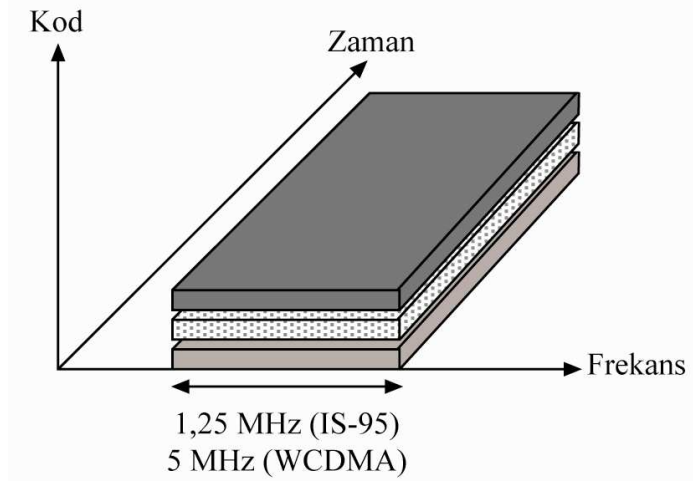
Bir yandan artan kullanıcı trafiği diğeri yandan yeni servislere olan taleplerdeki fazlalık, gezgin ağ yapılarında değişimler gerektirmiştir. Bu ihtiyaçları karşılamak, frekans tayfindan uygun bir şekilde yararlanmaktan geçmektedir. 2. kuşak sistemlerin kapasite sınırlamaları, yüksek veri hızı gerektiren video, elektronik posta gibi geniş kullanım alanlı servislere olan talebin artması sonucunda 3. kuşak gezgin iletişim sistemleri ortaya çıkmaya başlamıştır. 3K sistemler ile 2Mbit/s veri hızına varan geniş bantlı servis uygulamalarına erişim desteklenir ve 5 MHz bant genişlikli geniş bant kod bölmeli çoklu erişim (WCDMA -Wideband Code Division Multiple Access) Evrensel Gezgin İletişim Sistemleri (UMTS-Universal Mobile Telecommunication System)’nin hava bağlantısı olarak kullanılır [9].

WCDMA’da kullanıcı verisinin her bir biti o kullanıcıya ait olan PN (pseudo noise) kodu ile çarpılarak iletilecek sinyalin bandı genişletilir. Bu kodlanmış ve genişletilmiş

sinyaldeki her bir bit 'chip' olarak adlandırılır. WCDMA'da aynı iletim bandını kullanan kullanıcılar birbirlerinden kodlar ile ayrılırlar. 3K WCDMA için belirlenen chip hızı 3.84 Mcps'dir. PN kodunun uzunluğu (veri sembolü başına düşen chiplerin sayısı) bant genişletme çarpanı veya işleme kazancı olarak adlandırılır.

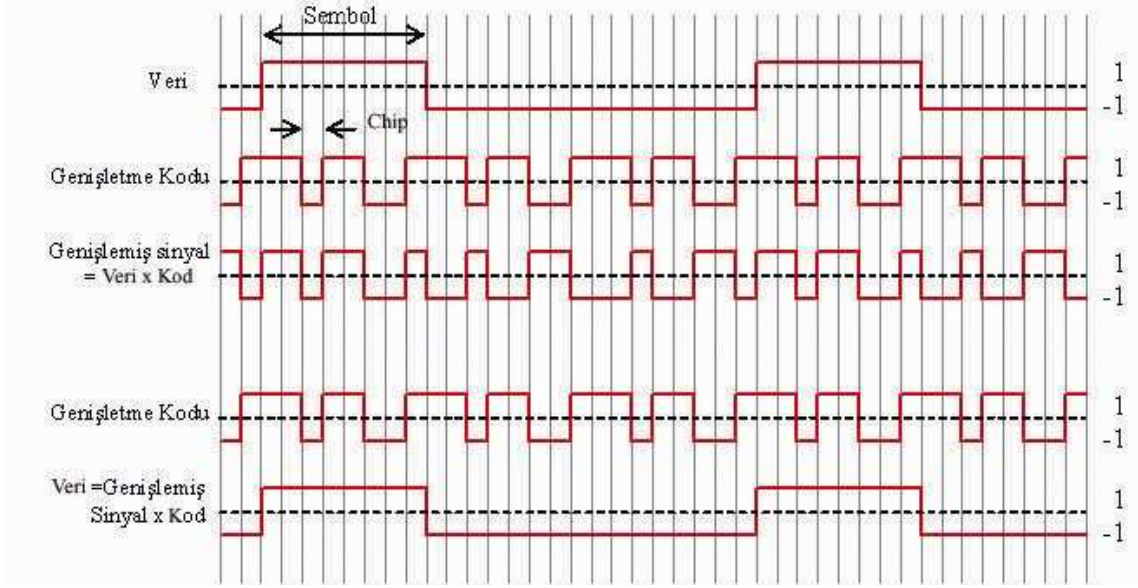
WCDMA'nın genel özellikleri aşağıdaki gibidir;

- WCDMA, geniş bant doğrudan-dizi kod bölmeli çoklu erişim (DS-SS-SS-SS) sistemidir. Kullanıcı bit bilgisi genişletme kodları kullanılarak geniş banda dönüştürülür.
- Chip hızı 3.84 Mcps'dir. Taşıyıcı frekans aralığı yaklaşık olarak 5MHz'dir. Geniş banttan dolayı WCDMA yüksek veri hızlarını destekler ve yankılı çeşitlemeyi artırır.
- WCDMA yüksek kullanıcı veri hızını destekler. Her kullanıcı 10 ms'lik çerçevelerde yerleştirilir ve bu süre boyunca veri hızı sabit kalır. Fakat veri hızı çerçeveden çerçeveye değişkenlik gösterebilir.
- Hareketli kullanıcılara kırsal bölgede 144 kbps veri hızına ulaşabilir
- Yayalar kentsel bölgede 384 kbps veri hızına ulaşabilir.
- Oda içersinde 2048 kbps veri hızını destekler.
- Yüksek tayf verimliliğine sahiptir.
- Diğer sistemler ile uyumludur.
- Yüksek kapasiteye sahiptir.
- Gizlilik ön plandadır.
- Farklı veri hızlarını iletme yeteneği vardır.
- Tüm kullanıcılar aynı frekans bandını (5MHz) aynı zamanda kullanırlar.
- Kullanıcılar kodlar ile birbirinden ayrılırlar (Şekil 3.3).
- Bir kullanıcı aynı anda farklı servislerden yararlanabilir (video, telefon, ses).



Şekil 3.3 WCDMA 'da kullanıcıların tayfta yerleşimi

WCDMA geniş bantlı doğrudan seri kod bölmeli çoklu erişim (DS-SS) sistemidir. Doğrudan seri kod bölmeli çoklu erişim (DS-SS) sisteminde, yayılmış tayflı sinyalin frekans bandı genişletilir ve iletim için gerekli olan minimum bant genişliği bildiri sinyalinin bant genişliğinden daha geniştir. Geniş banda yayma (genişletme) işlemi; bilgi bitlerinden bağımsız ve bant genişliği bilgi sinyalinin bant genişliğinden çok daha geniş olan sözde-gürültü (PN) kodları kullanılarak sinyalin bantının genişletilmesidir. Alıcı kısımda ise alınan işaret aynı PN kodu ile çarpılır, böylece yayılmış sinyal yeniden dar bantlı sinyal haline dönüştürülür. Kullanılan bu kod diğer kullanıcıların kodlarıyla dikgendir. Kod işaretinin bant genişliği taşınan bilgi işaretinin bant genişliğinden daha büyük seçildiğinden kodlama işlemi sonucunda işareti tayfı genişler ve bu nedenle yöntem yayılmış veya genişletilmiş tayf modülasyonu olarak da adlandırılabilir. Şekil 3.4' de DS-SS sistemi için genişletme ve daraltma işlemlerini gösteren basit bir örnek verilmiştir.



Şekil 3.4 Sinyalin geniş banda yayılması ve yeniden dar banda getirilmesi

3. Kuşak gezgin iletişim sistemlerindeki 3.84 MHz'lik geniş bir bandın kullanılıyor olması nedeniyle alıcıda birbirinden ayrıştırılabilen yankıların Tirmık alıcılar (rake receivers) kullanılarak birleştirilmesi planlanmıştır. Böylece alıcıya gelen yankılar ile 'yankı çeşitliliği' sağlanması hedeflenmiştir.

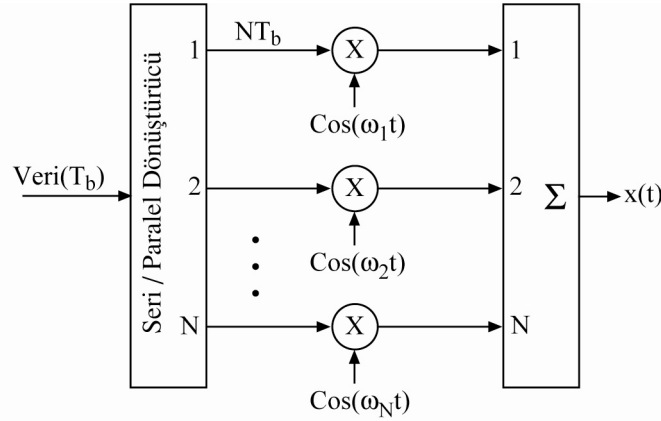
3. Kuşak kablosuz yerel bilgisayar ağı standartları (WLAN, IEEE 802.11 a/b/g/h/j/n) 5 GHz ve 2.5 GHz frekanslarında 10-40 MHz arasında değişen bant genişliklerinde daha yüksek veri hızlarında iletişim imkanı sunmaktadır. Hata düzeltme kodları yardımı ile erişilmesi hedeflenen bit hızları IEEE 802.11.b için 11Mchip/saniye, 802.11 a/b/g/h/j/n için 54 Mbit/saniye ve 802.11n için 100 Mbit/saniyeden büyüktür. Gelecekte bunların daha da üstünde bit hızlarını yakalamak için WLAN standartları üzerine çalışmalar devam etmektedir.

Düşük hareket hızları için tasarlanan WLAN standartlarının yanında hali hazırda çalışmaları süren daha yüksek hareket hızlarını ve daha geniş kapsama alanlarını destekleyecek olan standartlar ise IEEE 802.16-2004 ve 802.16e kablosuz metropol alan ağı (WiMAX- wireless Metropolitan Area Network)' dir. Hareketli kullanıcılar için 2-6 GHz arasında 1.25, 5, 10 veya 20 MHz genişliğinde bantlar ayrılması düşünülmektedir. 75 Mbit/saniyeye varan tek kullanıcı veri hızları hedeflenmektedir. Yankılı kanal özelliklerinin büyük değişim gösterdiği ortamlarda ve özellikle geniş bant sistemleri

için değişken bit hızları elde etmeye olanak veren dikgen frekans bölmeli çoğullama kullanımını öngörülmüştür [15]. Bu nedenle bir sonraki bölümde bu konu ele alınmıştır.

3.2.2 Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama

Yeni nesil sistemlerde frekans seçici sönümlenmeye ve dar bant girişimine karşı dirençli olan ve yüksek hızlı veri iletişimine olanak sağlayan dikgen frekans bölmeli çoğullama tercih edilir. Bir dikgen frekans bölmeli çoğullama sistemi tasarlanırken kullanılan bant genişliğinin sönümlenmeli kanalın tutarlı bant genişliğinden daha büyük seçilmesi önemlidir. Bu yöntemde yüksek bit hızlı bir veri akışı birkaç adet paralel düşük bit hızlı veri akışına bölünür böylece sembol süresi uzar. Bunu gerçekleştirmek için seri veri paralel veriye dönüştürülür ve her bir sembol farklı alt taşıyıcılar üzerinden (Şekil 3.5’de gösterildiği gibi) iletilir. Yüksek hızlı (R_b) seri verinin düşük hızlı (R_b / N) paralel veriye dönüştürülmesiyle birçok ardışık sembol değil daha az sayıdaki sembol az miktarda bozulmaya uğrar.



Şekil 3.5 Dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin üretilmesi

Sistemin çıkışında elde edilen sinyal

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ D_n e^{j2\pi(n/N)f_s t} \right\}; 0 \leq t < T_s \quad (3.1)$$

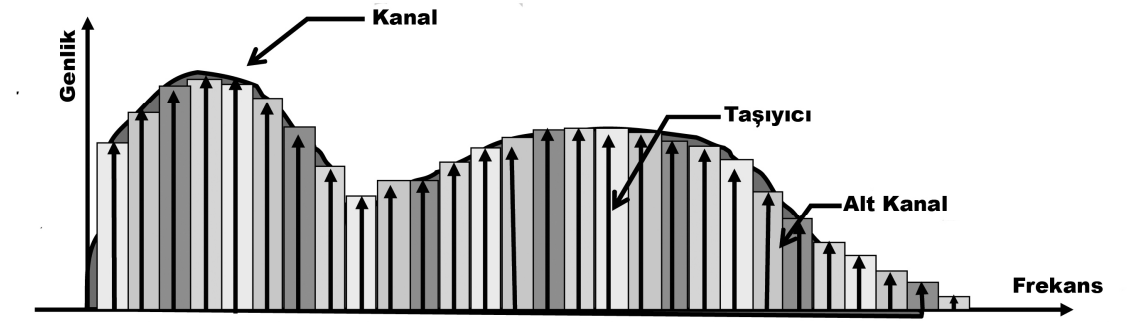
biçimindedir. Burada $T_s = NT_b$, $f_s = 1/T_s$ dir. Ayrıca D_n veri sembollerini, N alt taşıyıcı sayısını göstermektedir. Şekil 3.5’de gösterilen ω lar arasındaki ilişki $\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega$; $\Delta\omega = 1/T_s$ biçimindedir. Dikgen frekans bölmeli çoğullama sembollerine aktarılan karmaşık veri sembolleri ise

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi(kn/N)} \quad (3.2)$$

biçiminde ifade edilebilir. Alıcıda (şekil 3.7) FFT bloğunu çıkışında her bir kanalın verisi üretilir. Bu veriler eşitlik 3.3'deki gibi ifade edilir. Eşitliklerde H_n kanalın geçiş işlevini, $\omega(k)$ toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü, N_n ise n. alt kanalın gürültüsünü göstermektedir.

$$\begin{aligned} \tilde{D}_m &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_k e^{-j2\pi m(k/2N)} \\ r_k &= \sum_{n=0}^{N-1} H_n D_n e^{j2\pi(n/2N)k} + \omega(k) \\ \tilde{D}_m &= \begin{cases} H_n D_n + N_n, n = m \\ N_n, n \neq m \end{cases} \end{aligned} \quad (3.3)$$

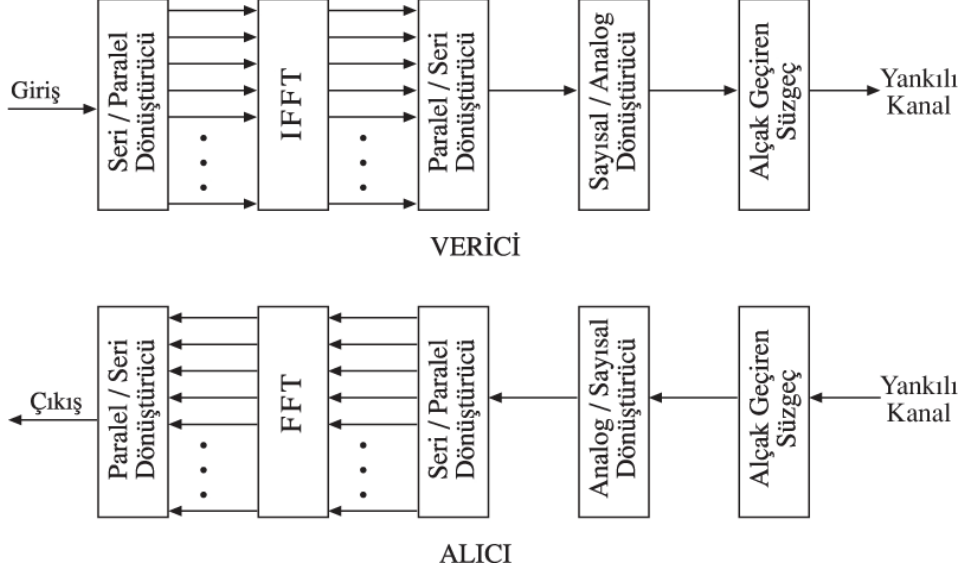
Bu alt taşıyıcıların kullanılmasıyla frekans seçici kanal, frekansta düz olarak sönümlenen alt kanallara bölünür (şekil 3.6). Tek bir taşıyıcının kullanıldığı sistemlerde bir sönümlenme veya girişim sonucunda bütün hat zayıflamaya uğrarken çok taşıyıcılı sistemlerde alt taşıyıcıların çok azı bu durumdan etkilenir. Alt taşıyıcılar asıl kanal bant genişliğinin küçük bir kısmını oluşturduğu için kanalın etkilerine karşı denkleştirme işlemi seri veri akışında olduğundan daha basit bir biçimde gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.6. Kanalın çok sayıda alt kanala bölünmesi

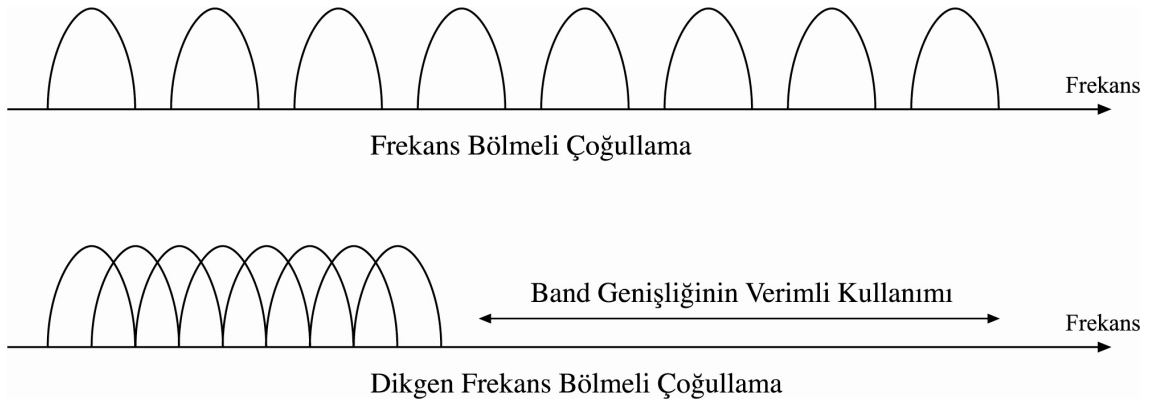
Dikgen frekans bölmeli çoğullama işaretini başarılı bir biçimde üretebilmek için taşıyıcıların dikliği korunmalıdır [16]. Bu amaçla tüm taşıyıcılar arasındaki ilişki kontrol edilmelidir. İlk olarak kullanılacak modülasyon modeline ve giriş verisine bağlı olarak gereksinim duyulan tayf seçilir, taşıyıcının genliği ve fazı hesaplanır.

Ters Fourier dönüşümü yardımıyla frekans düzlemindeki işaret zaman düzlemine dönüştürülür. Bir dikgen frekans bölmeli çoğullama alıcı ve verici sistemi şekil 3.7’de gösterildiği gibidir.



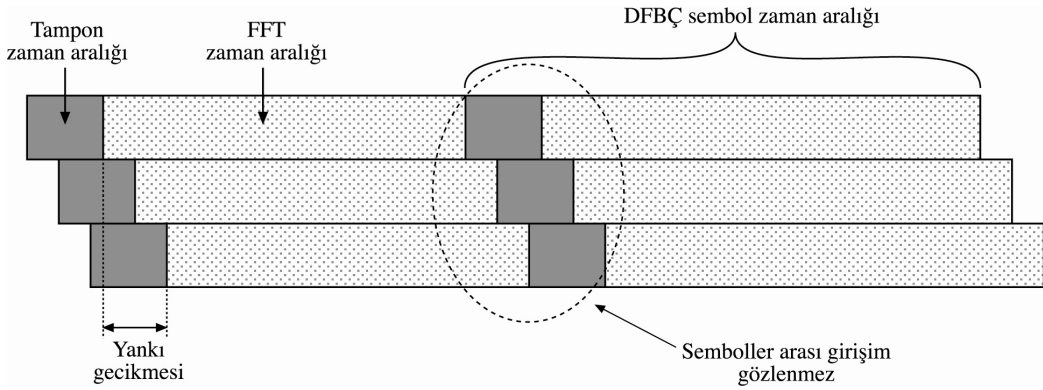
Şekil 3.7 Basit dikgen frekans bölmeli çoğullama sistemi

Dikgen frekans bölmeli çoğullama yönteminde alt kanallar biri diğerine göre matematiksel olarak dik olacak biçimde seçilir. Normal frekans bölmeli çoğullama sisteminde ise çok sayıdaki taşıyıcı sinyal geleneksel filtreler ve demodülatörlerle alınabilecek şekilde birbirinden ayrılırlar. Dikgen frekans bölmeli çoğullamada kullanılan dikgen alt taşıyıcılar sayesinde ise tayfsal verimlilik artar (Şekil 3.8) ve yüksek hızlardan kaynaklanan semboller arası girişim engellenir.



Şekil 3.8 Frekans bölmeli ve dikgen frekans bölmeli çoğullama için bant genişliği kullanımının karşılaştırılması

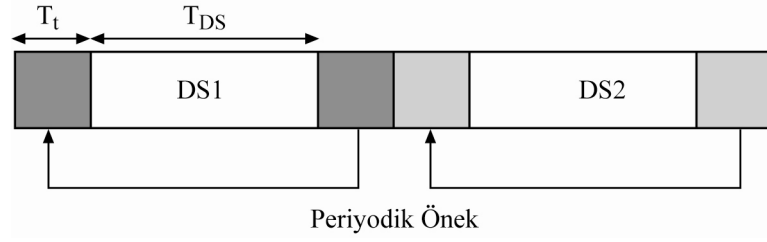
Sinyal buruşumlu bir kanal boyunca iletilirse iki sorunla karşılaşılır. Bunlardan birisi seriler biçiminde iletilen ardışık dikgen frekans bölmeli çoğullama sembolleri arasında oluşan semboller arası girişimdir. Semboller arası girişimi önlemek için bazı alıcılarda frekans düzleminde farklı frekanslar arasında tampon zaman aralığı kullanılır. Bu tampon zaman aralıklarının kullanımıyla sistemin yankı gecikmelerine olan duyarlılığı azaltılabilir ve semboller arası girişim azaltılır [17] (şekil 3.9). Kullanılan bu tampon zaman aralığı yankı gecikmesinden daha geniştir. Ancak bu tampon zaman aralıklarının kullanımı sonucunda tayfsal verimlilik düşer.



Şekil 3.9 Tampon zaman aralığının semboller arası girişime etkisi

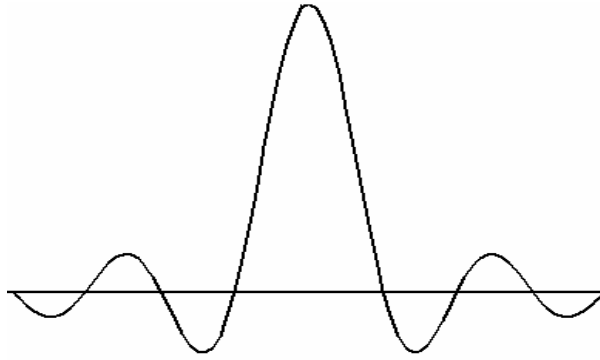
Bir diğer sorun ise kanalın buruşumlu olması nedeniyle alt taşıyıcıların dikgenliğinin bozulması ve bu nedenle taşıyıcılar arasında girişimin oluşmasıdır. Ardışık dikgen frekans bölmeli çoğullama sembolleri arasında tampon zaman aralıkları eklenerek semboller arası girişim engellenebilir fakat alt taşıyıcıların dikgenliğinde meydana gelen bozulma düzeltilemez. Bu sorunun çözümü için periyodik önekler kullanılır (şekil 3.10). Öneklerin kullanımıyla hem alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik korunur hem de ardışık dikgen frekans bölmeli çoğullama sembolleri arasında meydana gelen semboller arası girişim önlenmiş olur ve alıcıda denkleştirme kolaylıkla gerçekleştirilebilir.

Bu işlem gerçekleştirilirken sinyalin bir parçasının kopyası sinyalin önüne yerleştirilir. Sinyalin her bir kopyası FFT penceresinde tam periyotlara sahiptir [2] ve aynı fazlı sinyaller toplanır. Ancak bu işlem sonrasında faz düzeltmesine hala ihtiyaç duyulur.

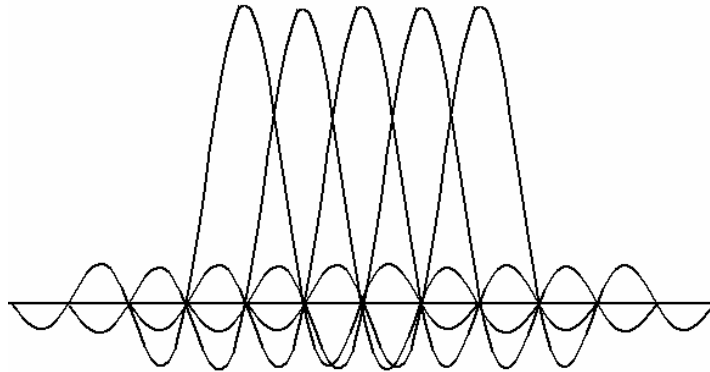


Şekil 3.10 Periyodik öneklerin dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyaline eklenmesi
 T_t : Tampon zaman aralığı, T_{DS} : Veri sembol periyodu, DS1,DS2: Dikgen frekans bölmeli çoğullama sembolleri

Dikgen frekansların yüksek verimle kullanılabilceği çok taşıyıcılı iletişim sistemleri üzerine birçok araştırma yapılmaktadır [2]. Bu sebeple ayrık Fourier dönüşümü paralel veri iletişiminin modülasyon ve demodülasyon sürecinde uygulanmıştır. Alt taşıyıcının tek bir verisine ait tayf ve her bir alt taşıyıcının iletim hızına eşit frekans aralıklı bir tayfta çoğullanan dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin tayfı sırasıyla şekil 3.11a ve 3.11b'de gösterildiği gibidir. Şekil 3.11b'den de görüldüğü gibi her bir alt taşıyıcının merkez frekansında diğer taşıyıcılardan kaynaklanan çapraz girişim yoktur.



Şekil 3.11a Bir dikgen frekans bölmeli çoğullama sinyalinin tayfı



Şekil 3.11b Çoğullanan dikgen frekans bölmeli sinyalin tayfı

Bu nedenle alıcıda ayrık Fourier dönüşümü kullanılırsa ve ilinti değerleri her bir alt taşıyıcının merkez frekansı için hesaplanırsa çapraz girişim olmadan iletilen sinyal yeniden elde edilebilir.

Ayrıca alt taşıyıcı kaynaklı salınımları azaltmak için ayrık Fourier dönüşümünün daha hızlı uygulaması olan hızlı Fourier dönüşümünü gerçekleştiren tamamen sayısal donanımlar tasarlanabilir. Bu yöntemin kullanılmasıyla hesap yükü N^2 mertebesinde $N \log_2 N$ mertebesine düşürülür [2].

Yukarıda belirtilen getirilerin yanı sıra, sistemlerin frekans ve faz kaymalarına olan hassasiyetinin artması dikgen frekans bölmeli çoğullamanın dezavantajlarından biridir. Eğer meydana gelen kaymaların miktarı tam olarak tespit edilip düzeltilemezse verilerin doğru bir biçimde alınması mümkün değildir.

Dikgen frekans bölmeli çoğullamanın avantajları şu şekilde sıralanır [18]:

- Kanalın kötü etkilerini giderme gereksinimini ortadan kaldırarak verici tasarımındaki karmaşıklığı azaltır.
- Her bir alt taşıyıcıda düşük veri hızı ile iletim yapılması daha az karmaşık bir yapı gerektirir.
- Her bir kanaldaki işaretlerin dikgen olması tayf verimini artırır.
- Hızlı Fourier dönüşümü kullanımı basit sayısal gerçeklemeye olanak verir.

Dezavantajları ise;

- Yüksek tepe-ortalama güç oranına sahiptir. Buna bağlı olarak güç verimi düşer.
- Her bir taşıyıcının bant genişliğinin dar olması sembol hızını düşürür. Bu nedenle zamanla değişen sönümlenmeye çok duyarlıdır.
- Doppler kaymalarına daha duyarlıdır.
- Frekans ve zaman eş zamanlamasının doğru bir biçimde yapılmasını gerektirir.

4. GENİŞ BANT KANALLARIN ÖZELLİKLERİNİN BELİRLENMESİ

4.1 Kararlı Kanalların Özelliklerinin Belirlenmesi

Bir radyo yayını kanalını doğrusal bir süzgece benzetilebilir. Ancak kanalın davranışı zamanla değiştiği için ona eşdeğer süzgecin iletim özelliklerinin de zamanla değişmesi gerekir. Doğrusal bir süzgecin giriş ve çıkışı arasındaki ilişki hem zaman hem de frekans düzleminde tanımlanabilir. Bunun sonucu olarak da kanalı tanımlamak üzere dört tane dönüşüm işlevi elde edilir [19].

4.1.1. Zaman Düzlemi Fonksiyonu

Gerçek bant durduran sinyaller karmaşık zarfları yardımıyla tanımlanabilir. Gerçek ve karmaşık sinyaller arasındaki ilişki,

$$x(t) = \text{Gerçel} \left[z(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (4.1)$$

şeklindedir. Bu eşitlikte Gerçel ifadesi karmaşık fonksiyonun gerçek kısmını, $z(t)$ $x(t)$ 'nin karmaşık zarfını, f_c ise taşıyıcı frekansı ifade eder.

Doğrusal bir sistemi zaman düzleminde tanımlamak için sistemin birim vuruş tepkesi kullanılır. Kanal zamanla değiştiği için kanalın birim vuruş tepkesi de zamanla değişen bir fonksiyondur. Eğer kanala eşdeğer süzgecin birim vuruş tepkesi $h(t, \tau)$ ise süzgeç çıkışında elde edilen karmaşık zarf $w(t)$ ile arasında,

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (4.2)$$

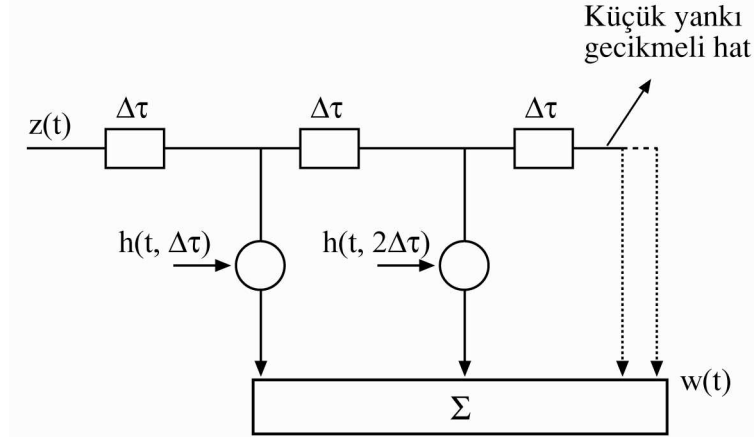
ilişkisi vardır. Burada $z(t)$ süzgecin girişindeki karmaşık zarfı ifade eder.

Fiziksel olarak $h(t, \tau)$ τ saniye kadar önceki bir darbeye t anında verilen tepke olarak yorumlanabilir. Fiziksel kanalda giriş gelmeden çıkış olamayacağı için $\tau < 0$ olamaz.

Buna göre eşitlik 4.2'deki sınırlar $(0, T)$ olarak yeniden belirlenebilir ve toplam olarak ifadesi ise

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^n z(t - m\Delta\tau) h(t, m\Delta\tau) \quad (4.3)$$

biçimindedir. Bu eşitliği kullanarak kanalı şekil 4.1'deki gibi gösterebiliriz.



Şekil 4.1 Yankılı bir kanalın zaman düzlemi gösterimi

4.1.2 Frekans Düzlemi Fonksiyonu

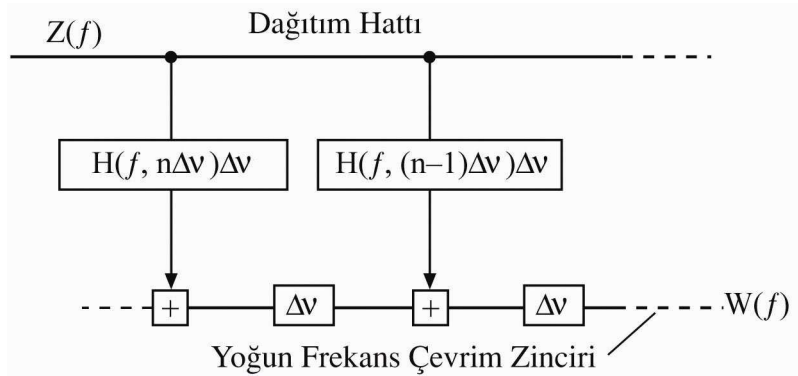
Kanalın zamana bağlı giriş-çıkış fonksiyonlarını iliştiiren $h(t, \tau)$ 'ya benzer olarak kanalın çıkış tayfı ile giriş tayfı arasındaki ilişkiyi de $H(f, \nu)$ fonksiyonu verir. Kanalın giriş tayfı $Z(f)$, çıkış tayfı $W(f)$ ve frekans kayma değişkeni ν ise; giriş-çıkış ilişkisi

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu \quad (4.4)$$

şeklinde olur. Eşitlik toplam şeklinde yazılırsa

$$W(f) = \Delta \nu \sum_{m=1}^n Z(f - m\Delta\nu)H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu) \quad (4.5)$$

elde edilir. Eşitliğe dayanarak elde edilen kanalın fiziksel modeli ise şekil 4.2'deki gibidir.



Şekil 4.2 Yankılı bir kanalın frekans düzlemi gösterimi

4.1.3 Zamanla Değişen Geçiş İşlevi

Kanalın çıkışıyla girişini ilişkilendirmek için zamanla değişen birim vuruş tepkisi $h(t, \tau)$, ve frekans tayflarını ilişkilendiren $H(f, \nu)$ kullanılmıştı. 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. Buna göre giriş-çıkış arasındaki ilişki

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)T(f, t)e^{j2\pi ft} df \quad (4.6)$$

şeklindedir. Geçiş işlevi, birim vuruş tepkesinin gecikme değişkenine bağlı Fourier dönüşümü olarak elde edilir.

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4.7)$$

Bu fonksiyon kanalın frekans iletim karakteristiği olarak nitelendirilebilir. $T(f, t)$ kanalın geçiş işlevini zamana bağlı bir fonksiyon olarak ifade eder.

4.1.4 Saçılım Fonksiyonu

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

Gecikmeli–Doppler düzlemi sistemi fonksiyonu, kanalın birim vuruş tepkisi $h(t, \tau)$ 'nin, tayfının ($S(\tau, \nu)$) ters Fourier dönüşümü olarak gösterilmesiyle elde edilir ve bu fonksiyon

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu t} d\nu \quad (4.8)$$

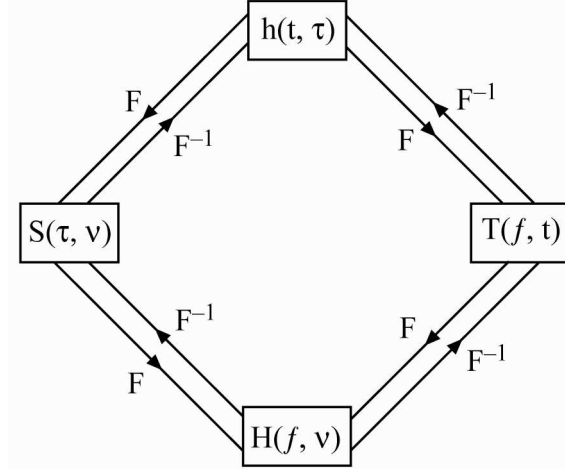
biçimindedir. Buna bağlı olarak kanalın çıkışında elde edilen sinyal

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau)S(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu t} d\nu d\tau \quad (4.9)$$

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

4.1.5 Sistem Fonksiyonları Arasındaki İlişki

Çeşitli sistem fonksiyonları arasındaki ilişki şekil 4.3'deki gibidir. 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.



Şekil 4.3 Sistem fonksiyonları arasındaki ilişki

Bu ortak değişken Fourier dönüşümü sırasında sabit değişken olarak kabul edilir ve diğer iki değişkenden biri zaman diğeri ise frekans değişkenidir.

4.2 Zamanla Rastsal Değişen Doğrusal Kanallar

Gezgin radyo iletişimde sinyal kaynağı ile hareketli istasyon arasındaki bağıl harekete bağlı olarak kanalın davranışı zamanla rastsal olarak değişir. 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. Kanal ilinti fonksiyonlarına bağlı olarak tanımlandığında, kanalın çıkışı öz-ilinti fonksiyonları yardımıyla belirlenebilir.

4.2.1 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

$$E[x(t)x(s)] = \frac{1}{2} \text{Gerçel} \left[E[z(t)z^*(s)] e^{j2\pi f_c(s-t)} \right] + \frac{1}{2} \text{Gerçel} \left[E[z(t)z(s)] e^{j2\pi f_c(s+t)} \right] \quad (4.10)$$

biçiminde hesaplanır. Bu eşitlikte $E[\cdot]$ topluluk ortalamasını, $z^*(s)$ ise $z(t)$ 'nin karmaşık eşleşini ifade eder. İki öz-ilinti fonksiyonu

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (4.11)$$

$$\tilde{R}_z(t, s) = E[z(t)z(s)] \quad (4.12)$$

olarak tanımlanır. Gerçel sürecin öz-ilinti fonksiyonlarını belirlemek için kullanılır.

Ancak pratikte dar bant uygulamalarında $\tilde{R}_z(t, s) = 0$ dır ve 4.11'de ifade edilen öz-ilinti fonksiyonunun kullanılması yeterlidir.

Bölüm 4.1'de tanımlanan dört sistem fonksiyonunun ilinti fonksiyonları bu eşitliklere dayanılarak

$$E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] = R_h(t, s; \tau, \eta) \quad (4.13)$$

$$E[H(f, \nu)H^*(m, \mu)] = R_H(f, m; \nu, \mu) \quad (4.14)$$

$$E[T(f, t)T^*(m, s)] = R_T(f, m; t, s) \quad (4.15)$$

$$E[S(\tau, \nu)S^*(\eta, \mu)] = R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) \quad (4.16)$$

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 4.13'de tanımlanan ve kanalın giriş/çıkış ilişkisini veren denklemin 4.16'da kullanılmasıyla çıkışın öz-ilinti fonksiyonu ile sistem fonksiyonlarının öz-ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki belirlenebilir. Kanalın giriş yankı gecikme dağılımını kullanırsak; eşitlik 4.2' de belirtilen kanalın çıkışında elde edilen $R_w(t, s)$

$$R_w(t, s) = E[w(t)w^*(s)] = E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)h(t, \tau)h^*(s, \eta)d\tau d\eta \right] \quad (4.17)$$

biçiminde ifade edilebilir. Eğer giriş işareti $z(t)$ kararlı ise eşitlik 4.17

$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta) E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] d\tau d\eta \quad (4.18)$$

biçiminde yazılabilir. Bu eşitlikte yer alan $E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]$ 4.13'de $R_h(t, s; \tau, \eta)$ olarak tanımlanmıştır. Bu durumda eşitlik 4.18

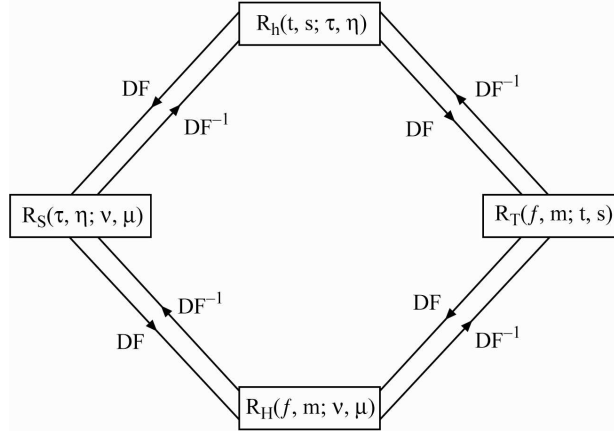
$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)R_h(t, s; \tau, \eta)d\tau d\eta \quad (4.19)$$

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.

4.2.2 Fonksiyonlar Arasındaki İlişki

Sistemin dört fonksiyonu arasındaki ilişki şekil 4.3' de açıklanmıştır. Sisteme ait bu dört öz-ilinti fonksiyonu benzer şekilde çiftli Fourier dönüşümü ile birbiriyle ilişkilendirilir. Bu ilişki şekil 4.4'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.4 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 kullanılmıştır. Ancak ilinti fonksiyonlarının ilişkilendirilmesinde çiftli Fourier

dönüşümü kullanıldığından iki tane ortak değişken kullanılmalıdır. Bu ortak parametreler dönüşüm esnasında sabit parametre olarak kullanılır.

4.3 Kanal Modelleri

4.3.1 Durağanımsı Kanal

Çoğu fiziksel kanalın sönümlenme istatistikleri kısa zaman aralığı içinde durağan olarak kabul edilebilir. Durağanımsı kanalda da kısa bir zaman zarfındaki (ξ) sönümlenme istatistikleri değişmez. Yani bu zaman diliminde ilinti fonksiyonları aynı kalır. 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 öz-ilinti fonksiyonu ve zamanla değişen geçiş işlevi

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) = E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] \quad (4.20)$$

$$R_T(f, m; t, t + \xi) = R_T(f, m; \xi) = E[T(f, t) T^*(m, s)] \quad (4.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Şekil 4.4 de verilen çiftli Fourier dönüşümü kullanılarak saçılım fonksiyonunun ($S(\tau, \nu)$) öz-ilinti fonksiyonu, birim vuruş tepkesinin ($h(t, \tau)$) öz- ilinti fonksiyonuna bağlı olarak

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (4.22)$$

biçiminde ifade edebilir. Durağanımsı kanal için $\xi = s - t$ olduğundan eşitlik 4.22

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu t - \mu \xi)} dt d\xi \quad (4.23)$$

olur. Eşitlik yeniden düzenlenirse

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi \mu \xi} d\xi \quad (4.24)$$

elde edilir. Eşitlikteki ilk integral $\nu = \mu$ anındaki birim vuruş tepkesidir. İkinci integral ise $R_h(\xi; \tau, \eta)$ ' nün ξ değişkenine bağlı Fourier dönüşümü olan saçılım fonksiyonunun çapraz güç tayf yoğunluğuna ($P_S(\tau, \eta; \nu)$) bağlı olarak ifade edilebilir. Bu durumda eşitlik 4.24

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu) \quad (4.25)$$

biçiminde sadeleştirilebilir.

Benzer şekilde

$$R_H(f, m; v, \mu) = \delta(v - \mu) P_H(f, m; v) \quad (4.26)$$

biçiminde yazılabilir.

4.3.2 İlintisiz Saçılma Kanalı

Bu kanalda doğal saçıcılardan farklı yol gecikmeleri ile gelen yankılar ilintili değildir. Kanalın öz-ilinti fonksiyonları zaman gecikme düzleminde birim vuruş fonksiyonu kullanarak

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(t, s; \tau) \quad (4.27)$$

$$R_s(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(\eta - \tau) P_s(\tau; v, \mu) \quad (4.28)$$

bağıntıları ile ifade edilir.

Durağanımsı kanalın frekans değişkenlerine bağlı olarak ifade edilmesiyle ilintisiz saçılma kanalı tanımlanabilir. Diğer bir deyişle 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

$$R_H(f, f + \Omega; v, \mu) = R_H(\Omega; v, \mu) \quad (4.29)$$

$$R_T(f, f + \Omega; t, s) = R_T(\Omega; t, s) \quad (4.30)$$

eşitlikleriyle belirlenir.

4.3.3 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.

Sistemin öz-ilinti fonksiyonları

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) \quad (4.31)$$

$$R_H(f, f + \Omega; v, \mu) = \delta(v - \mu) P_H(\Omega; v) \quad (4.32)$$

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad (4.33)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(v - \mu) P_S(\tau; v) \quad (4.34)$$

şeklindedir.

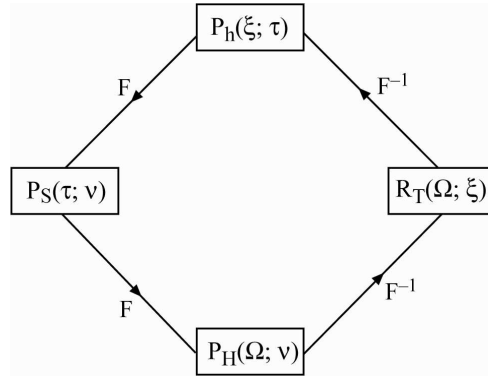
Birim vuruş fonksiyonunun öz-ilinti fonksiyonu, $R_h(t, t + \xi; \tau, \eta)$ zaman değişkeninde durağanımsı özellik, zamanda gecikme değişkeninde ise ilintisiz saçılma özelliği gösterir.

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

$$R_T(\Omega; 0) = R(\Omega) \quad (4.35)$$

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

Bu Ω değeri ise darbe sondalama tekniklerinin kullanılmasıyla belirlenir. Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalının ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki şekil 4.5'deki gibidir.



Şekil 4.5 Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalındaki ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki

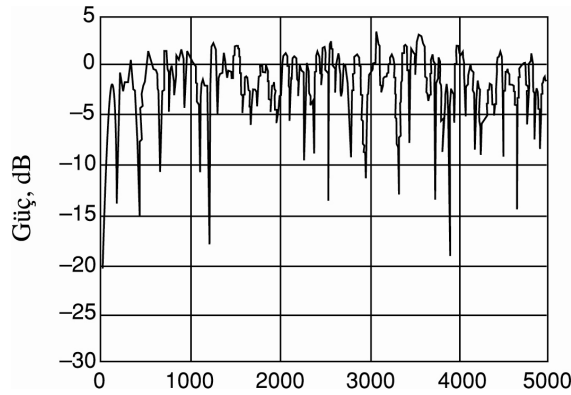
4.4 Gezgin Radyo Kanallarının Özelliklerinin Belirlenmesi

Bütün radyo kanallarının ilettikleri sinyallere etkileri doğrusal olarak kabul edilebilir. Bu yüzden gezgin radyo kanallarını zamanla rastsal değişen doğrusal süzgeçler olarak nitelendirebiliriz.

Gezgin radyo linklerde iletişim genellikle sabit baz istasyonu ile hareketli alıcılar arasında gerçekleşir. Bu durumda kanal durağan olmayan kanal olarak nitelendirilebilir ve kanalın özelliklerini belirlemek güçleşir. Kanalın istatistiksel tanımını doğru ve tam olarak elde etmek için de özellik belirleme işlemi iki adımda gerçekleştirilir. İlk olarak kanal alınan sinyallerin ortalamasınının sabit gibi görüldüğü küçük bir zaman dilimi veya

bir coğrafi alan içinde tanımlanır. Ayrıca 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 istatistiklerin daha büyük alanlardaki geçerliliği araştırılarak büyük ölçekli istatistiklere erişilir. Gezgin radyo kanallarının davranışlarının özelliklerini belirlemek için çeşitli ilinti fonksiyonları ve bu fonksiyonların birbiriyle ilişkileri de kullanılabilir.

Yankılı kanal yayınına bağlı olarak alınan sinyalde görülen kısa zamanlı dalgalanmalara küçük ölçekli sönümlenme denir. Farklı uzunluktaki yayınımlarından gelen yankılar farklı yayınımların gecikmeleri ile alıcıya ulaşırlar. Her yankı sinyalinin alıcıya vardığı andaki fazına bağlı olarak alıcıda toplanan sinyaller zayıflar veya güçlenir. Bunun sonucunda her bir yankı bileşeninin gücü zamanla değişir. Sönümlenmeli bir kanalın yankı profili şekil 4.6' da gösterildiği gibidir. Kanalın türüne bağlı olarak sönümlenme derinliği değişir. Kanalın anlık güç dağılımı, dağılım fonksiyonları yardımıyla tanımlanabilir. Rayleigh sönümlenmeli kanal en yaygın gezgin radyo kanaludur. Bu tip bir kanalda tüm yankı güçleri birbirinden bağımsız sönümlenir ve baskın bir yankı yoktur. Rician sönümlenmeli kanalda ise sönümlenmenin derinliği daha azdır. Bunun nedeni baskın bir yankının olmasıdır. Baskın yankının oluşabilmesi için alıcı ve verici arasında direk görüşün (LOS-Line-of-Sight) olması gerekir. 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 kullanılır [9].



Şekil 4.6 Sönümlenmeli bir kanalın yankı profili

Yankı gecikme dağılımının etkin değeri (root mean square delay spread- τ_{etkin}) istatistiksel bir hesaplama yardımıyla elde edilir. τ_{etkin} 'nin maksimum değeri yankı güç profilindeki ilk ve son yankı bileşeni arasındaki gecikme farkını verir. Tutarlı bant genişliği B_T ise sinyalin hala güçlü biçimde ilintilendirildiği en büyük frekans farkıdır. B_T ve τ_{etkin} birbiriyle ters orantılı olarak değişir. Eğer iletim 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 [1].

4.4.1 Küçük Ölçekli Özellikler

Bu özelliklerin belirlenmesinde kanalın birim vuruş tepkisi $h(t, \tau)$ ve zamanla değişen geçiş işlevi $T(f, t)$ öncelikli olarak ele alınır. Bu fonksiyonların öz-ilinti fonksiyonları arasındaki ilişkiler incelenerek kanalın özellikleri belirlenir.

4.4.1.1 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

$$R_w(t, t + \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t + \xi - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (4.36)$$

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

$$P_h(\tau; \tau) = P_h(\tau) \quad (4.37)$$

biçiminde olur. Böylece çapraz yankı profili $P_h(\xi, \tau)$, basit yankı-güç profiline dönüşür ve eşitlik 4.36

$$R_w(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (4.38)$$

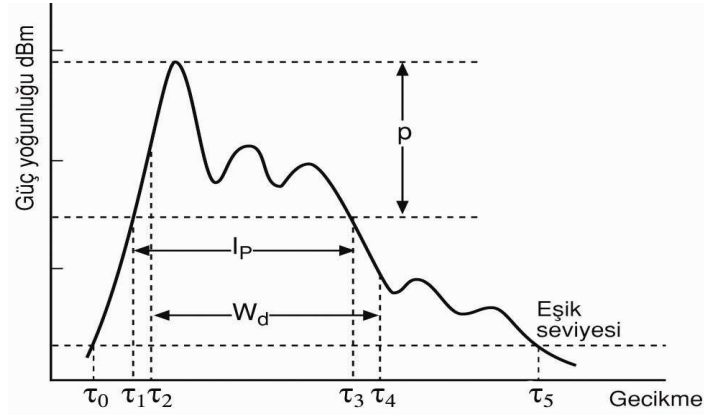
şeklinde sadeleştirilebilir. $|z(t)|^2$ birim vuruş fonksiyonu ise fonksiyon

$$R_w(t, t) = P_h(t) \quad (4.39)$$

halini alır.

Bu eşitliklere dayanarak durağanımsı ilintisiz saçılma kanalları için şunu söyleyebiliriz; 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. Eşitlik 4.39'un 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 dağılımına sahipse kanalın davranışını tanımlamak için $P_h(\tau)$ yeterlidir. Ancak $P_h(\tau)$ 'nin yeterli olmadığı durumlarda yankılı kanalları tanımlamak için ortalama yankı gecikmesi (τ_{ort}), yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin}) ve profil genişliği kullanılır. Bu sözü geçen değişkenler $P_h(\tau)$ kullanılarak hesaplanır. Tipik bir güç-yankı profili şekil 4.7'deki gibidir.



Şekil 4.7 Yankı güç profili örneği

$P_h(\tau)$ ' dan elde edilebilecek ortalama yankı gecikmesi τ_{ort}

$$\tau_{ort} = \frac{\sum_i \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_i P_h(\tau_i)} - \tau_A \quad (4.40)$$

bağıntısı ile bulunur. Bu eşitlikte τ_A profilin başlangıç noktasını, τ_i i. yankının zaman gecikmesini, $P_h(\tau_i)$ ise i.yankının güç seviyesini ifade eder. Eğer dağılımın başlangıç noktasını ilk gelen yankının zaman gecikmesi olarak seçersek $\tau_A = 0$ olur ve eşitlik

$$\tau_{ort} = \frac{\sum_i \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_i P_h(\tau_i)} \quad (4.41)$$

halini alır. Yankı gecikme dağılımının etkin değeri τ_{etkin} ise $P_h(\tau)$ 'nin ikinci merkez momentinin karekökü alınarak elde edilir ve

$$\tau_{etkin} = \sqrt{\frac{\sum_i (\tau_i - \tau_{ort})^2 \cdot P_h(\tau_i)}{\sum_i P_h(\tau_i)}} \quad (4.42)$$

olarak ifade edilir. Yankı gecikme dağılımının etkin değeri ve ortalama gecikmenin değeri eşitliklerden de görüldüğü gibi $P_h(\tau)$ 'nin içerisindeki yankı bileşenlerinin bağıl 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. Her iki değerde kullanılan gürültü eşik seviyesine bağlı olarak değişir.

Bu iki değişken 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 penceresi şekil 4.7'de W_d ile gösterilir ve profilin toplam enerjisinin %d' sini içeren yankı profilinin ortadaki parçasının süresidir. Yani

$$W_d = (\tau_4 - \tau_2)_d \text{ dir.} \quad (4.43)$$

eşitlikteki τ_2 ve τ_4 sınırları

$$\int_{\tau_2}^{\tau_4} P_h(\tau) d\tau = d \int_{\tau_0}^{\tau_5} P_h(\tau) d\tau = dP_{top} \quad (4.44)$$

olarak tanımlanır ve pencerenin dışında kalan enerji iki eşit parçaya bölünür.

Bir diğer değişken yankı aralığıdır ve şekil 4.7'de I_p ile gösterilmiştir. Bu değişken yankı güç profilinin maksimum değerinden p dB aşağıda ilk ve son kez kestiği noktalar arasında geçen zaman olarak ifade edilir ve

$$I_p = (\tau_3 - \tau_1)_p \quad (4.45)$$

şeklinde tanımlanır.

Bu belirtilen değişkenler sistemin tasarımında kullanılacak olan yankılı kanal etkisini azaltmak için kullanılacak sinyal işleyicilerin özelliklerinin belirlenmesinde kullanılabilir. Örneğin semboller arası girişimi engellemek için kanal tarafından oluşturulan yankı gecikmesinden daha büyük bir sembol süresine sahip bir kanal sinyal işleyicisi kullanılabilir.

Ayrıca profil genişliği ve yankı penceresi değişkenleri frekans seçici sönmlemeyi engellemek için kullanılacak sinyal işlemlerin seçiminde kullanılır.

4.4.1.2 Frekans Düzlemi Tanımı ve Frekans İlinti Fonksiyonu (FİF)

Bir kanalın geniş alanlarda özelliklerinin belirlenebilmesi oldukça karmaşık bir işlemdir. Bu yüzden kanalın küçük ölçekli alanlardaki davranışları tespit edilir ve bu ölçümler kullanılarak büyük ölçekli istatistikler elde edilir. Zamanla değişmeyen radyo kanalları ile iletim yapıldığında alınan sinyal, doğrudan iletilen sinyalin tayfının kanalın geçiş işlevi ile çarpılmasıyla elde edilebilir. Ancak kanal zamana bağlı olarak rastsal değişiyorsa başarımın tahmin edilmesinde istatistik hesaplamalar kullanılabilir. Bu tür kanalları ifade etmekte kullanılan önemli bir fonksiyon kanalın aralıklı frekans ilinti fonksiyonudur.

Frekans ilinti fonksiyonu iletim bant genişliğinin farklı bölgelerinde meydana gelen sönümlenmelerin ilinti bilgilerini içerir ve zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu kullanılarak hesaplanır. Eğer bu ilinti belirgin derecede düşerse semboller arası girişim ve buna bağlı olarak engellenemeyen hatalar oluşur.

İkili iletim sırasında ise eğer sembol hızı R_s , kanalın tutarlı bant genişliğine kıyasla büyükse semboller arası girişim kaynaklı engellenemeyen hatalar meydana gelir.

Kanalın frekans ilinti fonksiyonu ve B_T 'si arasındaki ilişki frekans ilinti fonksiyonunun genliğinin 0.5, 0.9, $1/e$ veya 0.37'ye düştüğü andaki bant genişliği olarak verilebilir. Dolayısıyla bu elde edilen bilgilere dayanarak semboller arası girişim azaltma tekniklerinde semboller arası girişimi engellemek için kullanılacak dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBC) alt kanal bant genişliklerinin belirlenmesinde kullanılabilir [1].

Bir kanalın frekans ilinti fonksiyonu kanalın ortalama yankı güç profilinin ($Y_{P_{ort}}$) Fourier dönüşümü ile belirlenebilir. Ancak bu ilişkinin kullanılabilmesi için kanalın durağanımsı ilintisiz saçılma (WSSUS- Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) kanalı olması gerekir. Bu koşulların sağlandığı varsayılırsa yankı güç profilindeki yankı gecikmelerinin güç ağırlıklı standart sapması olan yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin}) ile B_T arasında bölüm 4.4.1.3'de açıklanan ilişki doğrultusunda hesaplamalar yapılabilir.

Literatürdeki bir çalışmada [4] kanalın B_T 'si ve τ_{etkin} 'nin çarpımının bir alt sınırı olduğu öne sürülmüştür. Ancak bu sınır B_T 'nin tanımlandığı noktadaki frekans ilinti fonksiyonunun genliğine ve yankı güç profilinin şekline bağlı olarak önemli ölçüde

değişir. Bu nedenle Fourier dönüşümü her zaman geçerli olmaz ve frekans ilinti fonksiyonunu ve dolayısıyla B_T ' yi belirlemek için başka yöntemler kullanılır.

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

Bir gezgin kanalın frekans seçici davranışını belirlemek için alıcıda iki farklı frekanstaki sinyal arasındaki ilintinin incelenmesi gerekir. Yankılı kanalda; farklı zaman gecikmelerinin varlığı sonucunda, iki farklı radyo frekansının istatistik özellikleri bağımsız hale gelir. Ancak bunun gerçekleşebilmesi için aralarındaki farkın yeterince büyük olması gerekir.

Zamanla rastsal değişen kanalların özelliklerini belirlemek için zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu hesaplanmalıdır. Bir durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı için öz-ilinti fonksiyonu

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad (4.46)$$

şeklinde sadeleştirilebilir. $R_T(\Omega; \xi)$ kanalın zaman-frekans ilinti fonksiyonudur.

Durağanımsı ilintisiz saçılma kanalın öz-ilinti fonksiyonları arasındaki ilişki kullanılarak;

$$R_T(\Omega; \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\xi; \tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (4.47)$$

elde edilir. Gözlem zamanı aralığının $\xi = 0$ olduğunu kabul edilirse

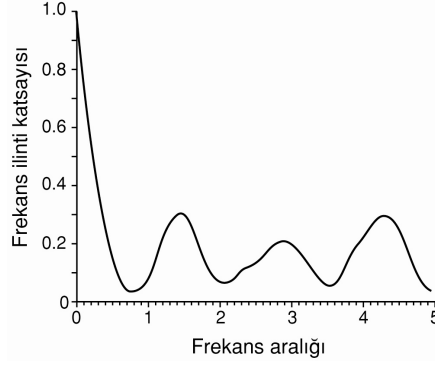
$$R_T(\Omega; 0) = R_T(\Omega) \quad (4.48)$$

$$P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad (4.49)$$

ve dolayısıyla

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (4.50)$$

eşitlikleri sağlanır. $R_T(\Omega)$ kanalın frekans ilinti fonksiyonudur. Bu fonksiyonun uygun ilinti katsayılarına örneğin 0.5, 0.9 veya $1/e$ ye eşit olduğu en küçük Ω değeri ise kanalın tutarlı bant genişliğini (B_T) verir. Şekil 4.8'de ilinti fonksiyonuna bir örnek verilmiştir.



Şekil 4.8 Kanal ilinti fonksiyonunun bir örneği

Kanalı tanımlamak için kullanılan değişkenler Fourier dönüşümü yardımıyla birbirleriyle ilişkilendirilir. Bu yüzden zaman veya frekans düzleminde yapılan ölçümler kullanılarak alternatif kanal tanımları yapılabilir.

4.4.1.3 Tutarlı Bant Genişliği (B_T)

Yankılı kanal yayınında yankıların aldıkları yolların farklı olması nedeniyle işaret farklı zayıflama ve faz kaymasına maruz kalır. Tutarlı bant genişliği kanalın frekansta düz olarak tanımlanabileceği yani zayıflama ve faz kaymasına maruz kaldıktan sonra bile frekans bileşenlerinin ilinti genliklerinin yüksek olduğu frekans bandıdır. Bu yüzden tutarlı bant genişliğindeki frekans bileşenleri kanaldan geçerken benzer şekilde etkilenir. Tutarlı bant genişliği kanalın frekans düzlemi özelliklerini belirlemek için kullanılır. B_T ayrıca çeşitli modülasyon ve kanalın etkilerini azaltmak için kullanılacak çeşitlilik yöntemlerinin başarımının ve sınırlarının belirlenmesinde kullanılır [20].

Tutarlı bant genişliği ve yankı gecikmesinin etkin değeri arasındaki ilişki matematiksel eşitlik olarak ifade edilememektedir. Bu ilişki yankı gecikme profilinin şekline bağlıdır. Ancak her ikisinin birbiriyle ters orantılı olarak değiştiği söylenebilir. [21]

$$B_T \propto \frac{1}{\tau_{\text{etkin}}} \quad (4.51)$$

5. GENİŞ BANT KANAL SONDALAMA TEKNİKLERİ

Bu bölümde bu çalışmada kullanılan kanal verilerini toplamada kullanılan kanal sondalama yöntemi anlatılmaktadır. Sürekli dalga frekans modülasyonunun kullanıldığı bu kanal sondalama yönteminde belirli bir frekans bandı taranır.

Elde edilen karmaşık frekans tepkesinin ters Fourier dönüşümü alınarak zaman düzlemine dönüşüm gerçekleştirilir. Bu işlemle kanalın geçiş işlevinden birim vuruş tepkesi elde edilmiş olur. Elde edilen veriler kanala ait genlik ve faz bilgisini içerir.

5.1 Sürekli Dalga Frekans Modülasyonu Tekniği

Sayısal teknolojideki gelişmeler radar uygulamalarında sıklıkla kullanılan bu tekniğin gezgin radyo kanallarının özelliklerini belirlemede kullanılmasına olanak sağlamıştır.

Bu teknikte verici frekans bandını doğrusal artan veya azalan bir biçimde tarar. Bu durumda iletilen dalga

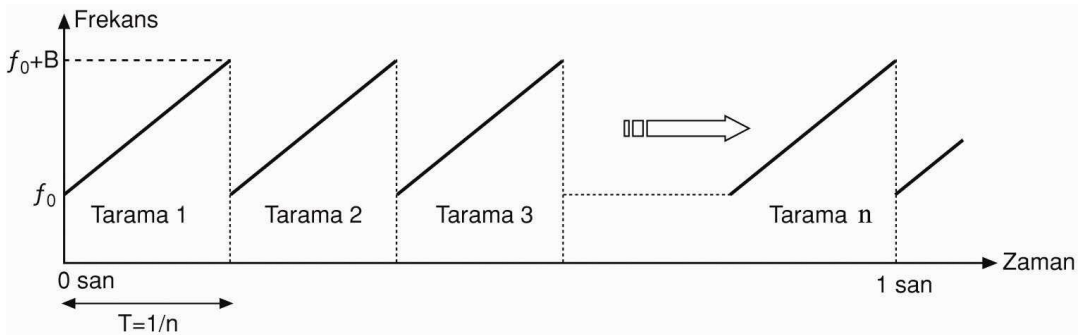
$$v_T(t) = A_T \cos[\phi_T(t)] = A_T \cos\left(2\pi f_c t \pm \pi \frac{B}{T} t^2\right) \quad (5.1)$$

ile ifade edilir. Bu eşitlikte f_c taşıyıcı sinyalin frekansını, A_T iletilen sinyalin genliğini ifade eder ve değeri sabittir. B tarama bant genişliğini, T ise tarama periyodunu belirtir.

Bu dalga biçiminin anlık frekansı

$$f_T(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_T(t)}{dt} = f_c \pm \frac{B}{T} t \quad (5.2)$$

eşitliği ile elde edilir. İlgilenilen bandı doğrusal artan bir biçimde tarayan sürekli dalga frekans modülasyonu sinyalinin frekans-zaman eğrisi Şekil 5.1'deki gibidir.



Şekil 5.1 Sürekli dalga frekans modülasyonu işareti için frekans-zaman eğrisi

Bu şekle göre anlık frekans değeri

$$f_T(t) = f_0 + \frac{B}{T}t \quad (5.3)$$

olarak ifade edilir. Bu eşitlikte f_0 ilgilenilen banttaki en küçük frekans değerini, t ise bir tarama süresince geçen zamanı belirtir.

Alıcının çıkışında elde edilen sıkıştırılmış sürekli dalga frekans modülasyonu sinyali

$$v_d = \sqrt{BT} \left(\frac{\sin(\pi Bt)}{\pi Bt} \right) \quad (5.4)$$

bağıntısıyla ifade edilir. Eşitlikten de görüldüğü gibi alınan sinyalin genliğinin tepe değeri \sqrt{BT} ' ye eşittir.

Sürekli dalga frekans modülasyonu sinyalleri için kullanılan sıkıştırma tekniklerinden bazıları; uyumlu süzgeç, ilinti algılayıcısı ve heterodin algılayıcısıdır. Uyumlu süzgeç yöntemi kullanıldığında çıkışta, farklı yankılara karşılık gelen darbeler elde edilir. Bu yöntemde kullanılan süzgecin geçiş işlevi iletilen sinyalin tayfının tersine eşit olmalıdır.

Heterodin algılama yönteminde ise yerel olarak üretilen taşıyıcı sinyali, iletilen sinyalin aynısını elde etmek için aynı bandı aynı tarama süresi içinde tarar. Elde edilen sinyal alınan sinyalle çarpılırsa toplam ve fark frekansları elde edilir. Toplam frekanslar alçak geçiren süzgeç yardımıyla bastırılabilir. Fark frekansları yankı gecikmesi ve Doppler bilgisini içerir.

Alınan sinyale herhangi bir sıkıştırma işlemi uygulanmadığı için zaman düzleminden frekans düzlemine geçiş kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Bu doğrusallık sayesinde her bir taramaya karşılık gelen zaman aralığındaki veriler işlenerek tarama tayfının farklı bölgelerindeki bilgiye erişilebilir.

Bu çalışmada verilerin toplanması aşamasında heterodin dedektör içeren kanal sondalama cihazı kullanılmıştır. Bu tekniğin ayrıntıları bir sonraki bölümde verilmiştir.

5.1.1 Heterodin Algılama

Bu yöntem alınan sinyalin, iletilen sinyalin yerel olarak üretilen tekrarı ile çarpılması esasına dayanır. Bu teknikte sürekli dalga frekans modülasyonu sinyali

frekans düzleminde sıkıştırılır. Çarpıcının çıkışında elde edilen frekans bileşenleri ile yankı bileşenleri zaman gecikmesi arasındaki ilişki

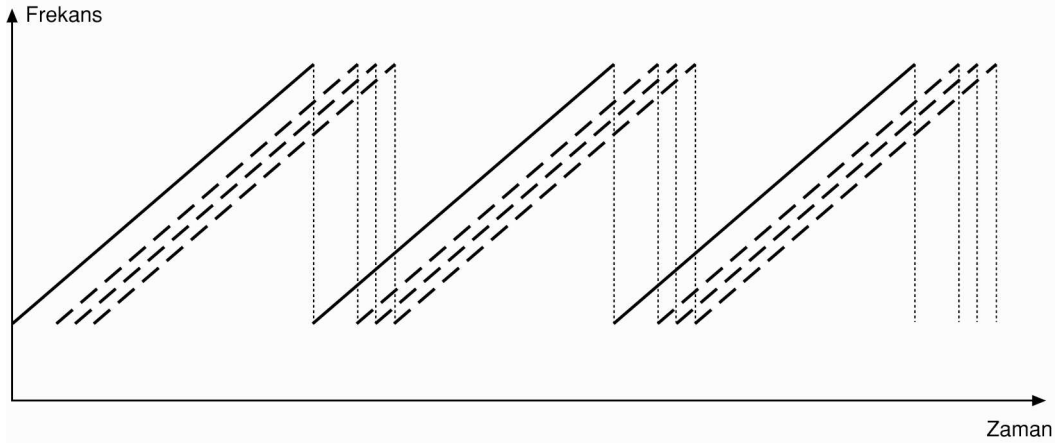
$$f_{d_i} = \frac{B}{T} \tau_i \quad (5.5)$$

biçimindedir. Bu eşitlikte τ_i i . yankı bileşeninin zaman gecikmesini, B/T ise tarama oranını ifade eder.

Alınan sinyal, iletim sırasında zayıflayan, geciken ve Doppler kaymasına uğrayan yankıların toplamından oluşur. Alıcı ve verici antenler arasında L tane bağımsız yankının olduğunu düşünersek; alıcı antende elde edilen sinyal

$$\begin{aligned} v_R(t) &= \sum_{i=1}^L A_{Ri} \cos[\phi_T(t - \tau_i)] \\ &= \sum_{i=1}^L A_{Ri} \cos\left[2\pi f_0(t - \tau_i) + \pi \frac{B}{T}(t - \tau_i)^2\right] \end{aligned} \quad (5.6)$$

biçimindedir. Bu eşitlikte A_{Ri} i . yolda alınan sinyalin genliğini ifade eder. Şekil 5.2' de L tane bağımsız yankı için elde edilen yankı gecikmelerinin frekans-zaman eğrisi verilmiştir.



Şekil 5.2 L tane bağımsız yankı için elde edilen yankı gecikmelerinin frekans-zaman eğrisi

Algılayıcının çıkışında, iletilen sinyalin aynısıyla, alınan sinyalin çarpımı sonucunda

$$v(t) = \sum_{i=1}^L A_T A_{Ri} \cos\left(\omega_0 t + \pi \frac{B}{T} t^2\right) \cos\left(\omega_0 (t - \tau_i) + \pi \frac{B}{T} (t - \tau_i)^2\right) \quad (5.6)$$

işareti elde edilir. Gerekli trigonometrik düzenlemeler yapıldıktan sonra eşitlik 5.6

$$v(t) = \sum_{i=1}^L \frac{A}{2} \cos \left(\omega_0(t - \tau_i) - \omega_0 t + \pi \frac{B}{T} (t - \tau_i)^2 - \pi \frac{B}{T} t^2 \right) + \sum_{i=1}^L \frac{A}{2} \cos \left(\omega_0(t - \tau_i) + \omega_0 t + \pi \frac{B}{T} (t - \tau_i)^2 + \pi \frac{B}{T} t^2 \right) \quad (5.7)$$

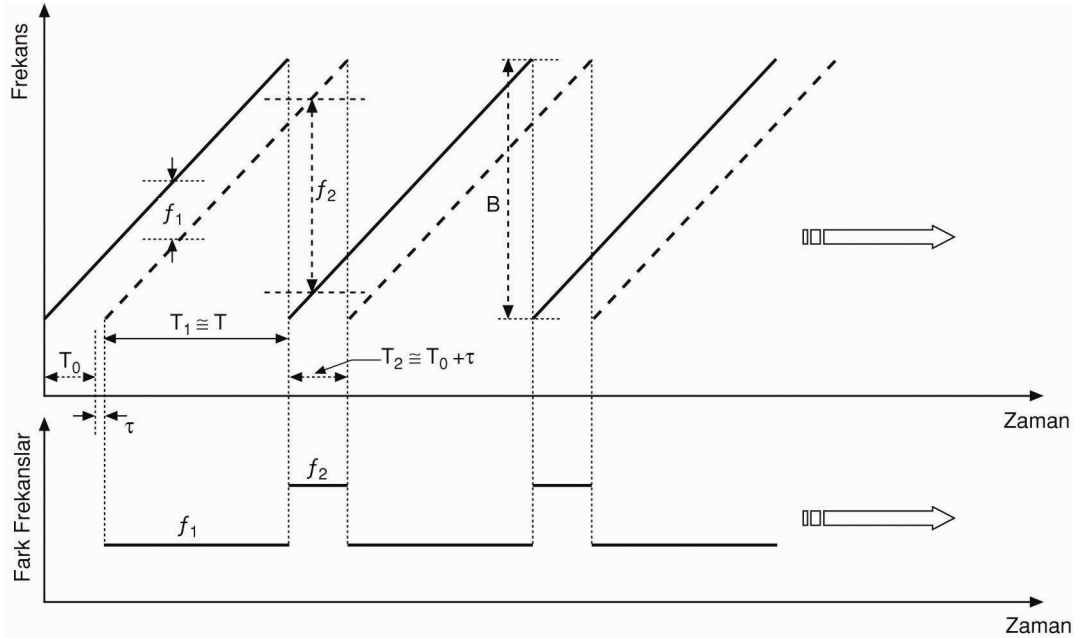
halini alır. Eşitlikte yer alan ikinci terim $\phi_T(t) + \phi_T(t - \tau_i)$ fazına ve yaklaşık olarak $2\omega_0$ frekansına sahip sinyali ifade eder. Bu terim alçak geçiren süzgeç kullanılarak bastırılabilir. İlk terim ise yankı bileşenlerinin zaman gecikme bilgisini içerir. Her bir yankı bileşeninin iki tane fark frekansı vardır ve bu frekanslar

$$f_{1i} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\phi_T(t - \tau_i) - \phi_T(t)] \quad (5.8)$$

$$f_{2i} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\phi_T(t - \tau_i) - \phi_T(t - T)]$$

biçimindedir.

τ zaman gecikmeli bir yankının tarama frekansının zamana göre değişimi ve bu frekanslara karşılık gelen ara frekanslarının zamana göre değişimi şekil 5.3'de gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Bir yankı için tarama frekansının zamanla değişimi ve algılayıcı çıkışında elde edilen darbe frekansları

Şekilden de görüldüğü gibi frekansları f_1 ve f_2 olan, darbe genişlikleri

$$T_1 = T - \tau \text{ ve } T_2 = T_0 + \tau$$

olan iki darbe dizisinin tarama bant genişliği

$$B = f_1 + f_2$$

olur. İlk darbe dizisinin incelenmesiyle kanalın davranışı hakkında bilgi edinilebilir.

Eğer alıcı sabit açısal bir hızla hareket ediyorsa farklı yol uzunluklarına bağlı olarak yankı bileşenlerinin oluşturduğu zaman gecikmeleri değişecektir. Bu gecikme

$$\tau = \frac{R(t)}{c} = \frac{R_0 + v \cdot t}{c} = t_0 + \frac{v}{c} t \quad (5.9)$$

ile ifade edilebilir. Bu eşitlikte t_0 alıcı ve verici arasındaki başlangıç uzaklığı (R_0) nedeniyle oluşan gecikmenin başlangıç değeridir. Alıcı ve verici arasında bir yankının olduğu kabul edilirse ve zaman ekseninin başlangıcı ilk taramanın orta noktasına denk gelecek şekilde tanımlanırsa ilk tarama;

$$-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$$

aralığında tanımlanabilir. Buna göre eşitlik 5.7'deki ilk terim

$$\phi_1(t) = -\omega_0 \tau - 2\pi \frac{B}{T} t \tau + \pi \frac{B}{T} \tau^2 \quad (5.11)$$

biçimine dönüşür. Gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra anlık frekans değeri

$$f_1(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_1(t)}{dt} = f_0 \frac{v}{c} + \frac{B}{T} t_0 \quad (5.12)$$

elde edilir.

Algılayıcının çıkışında elde edilmek istenen fark sinyalinin periyodu $T_d = T - \tau$ dur. Hareket esnasında yol uzunlukları değiştiği için yankı bileşeninin zaman gecikmesi dolayısıyla işaretin fazı taramada taramaya değişir.

Gezgin radyo yayının ölçümlerinde bu faz değişimleri yankı bileşenlerini ayırmak için kullanılır. Bu yankı bileşenlerinden benzer yol uzunlukları nedeniyle aynı zaman gecikmesiyle alıcıya gelen sinyallerin fazları birbirinden farklıdır.

Farklı taşıyıcı frekanslar kullanılarak veri iletimi gerçekleştirilirken eğer frekanslar kanalın tutarlı bant genişliğinden daha büyük aralıkla ayrılırsa kanalda farklı sönmelenmelere uğrarlar.

6. BULGULAR VE TARTIŞMA

6.1 Frekans İlinti Fonksiyonu

Sürekli dalga frekans modülasyonlu işaretin kullanıldığı kanal sondalama cihazı ile elde edilen veriler kullanılarak kanalın frekans ilinti fonksiyonu elde edilecek ve bu fonksiyon kullanılarak istenilen ilinti katsayıları için (0.5, 0.75 ve 0.9) kanalın tutarlı bant genişliği hesaplanacaktır. Kanal sondalama cihazı ile 60 MHz lik iletim bandı tarama tekrar frekansına bağlı olarak 4 veya 10 mili saniyede bir taranmıştır. Bu tarama 1915-1975 MHz aralığında doğrusal artan bir biçimde gerçekleştirilmiştir. Alıcıda yerel olarak üretilen sürekli dalga frekans modülasyonu işaretinin frekansları alıcıya gecikmeli olarak gelen frekans bileşenleri ile çarpıldığında toplam ve fark frekansları elde edilir ve alçak geçiren süzgeç kullanılarak sadece fark frekansları tutulur. Küçük örnekleme frekansları kullanılarak veriler sayısallaştırılır ve kaydedilir. Örneklenmiş işaret Fourier dönüşümü alınarak frekans düzlemine aktarılır. Elde edilen tayf kanalın yankı profilidir. Bu tayftaki her bir frekans bileşeni ayrı bir yankı gecikmesine karşılık gelir.

Frekans ilinti fonksiyonunun elde edilmesi için kanalın ölçümlerden elde edilen karmaşık değerli geçiş işlevine MATLAB’ da yer alan ‘*corrcoef*’ fonksiyonu uygulanmıştır. ‘*Corrcoef*’ fonksiyonunun girişi boyutu $n \times m$ olan bir matristir. Bu matrisin her bir satırı bir taramaya ait geçiş işlevini, her bir sütunu ise frekans bileşeninin zamanla değişen zarfını içerir. ‘*Corrcoef*’ işleminin sonucunda boyutu $m \times m$ olan bir matris elde edilir. İlinti fonksiyonu $m \times m$ boyutlu matrisin $m/2$. satırı veya sütunu olarak seçilir. Çalışma sırasında büyük boyutlu geçiş işlevlerine ‘*corrcoef*’ işlemi uygulandığında programın çalışması sırasında bellek yetersizliği nedeniyle frekans ilinti fonksiyonları hesaplanamamıştır. Bu nedenle büyük boyutlu matrislerin baştan ve sondan bazı sütunları işleme tabi tutulmamıştır. Buna bağlı olarak elde edilen grafiklerin sınırları diğerlerinden küçük olmuştur. Şekil 6.1a ve 6.1b’ de geçiş işlevi ve bu geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonuna bir örnek verilmiştir.

Frekans ilinti fonksiyonunun elde edilmesi için diğer bir yöntem ortalama yankı güç profiline hızlı Fourier dönüşümü uygulanmasıdır. Fourier dönüşümünden sonra elde edilen sinyal maksimum değerine bölünerek normalize edilir. Bu yöntemle elde edilen ortalama yankı güç profili ve frekans ilinti fonksiyonu eğrileri ise şekil 6.2a ve 6.2b’ de verilmiştir.

Tutarlı bant genişliğini elde etmek için kanalın frekans ilinti fonksiyonu kullanılır. Frekans ilinti fonksiyonunun orta banda göre belirli ilinti katsayılarını (bu çalışmada 0.5, 0.75, 0.9 değerleri kullanıldı) ilk kez kestiği noktalar arasında kalan bant genişliği tutarlı bant genişliğidir (Şekil 6.3).

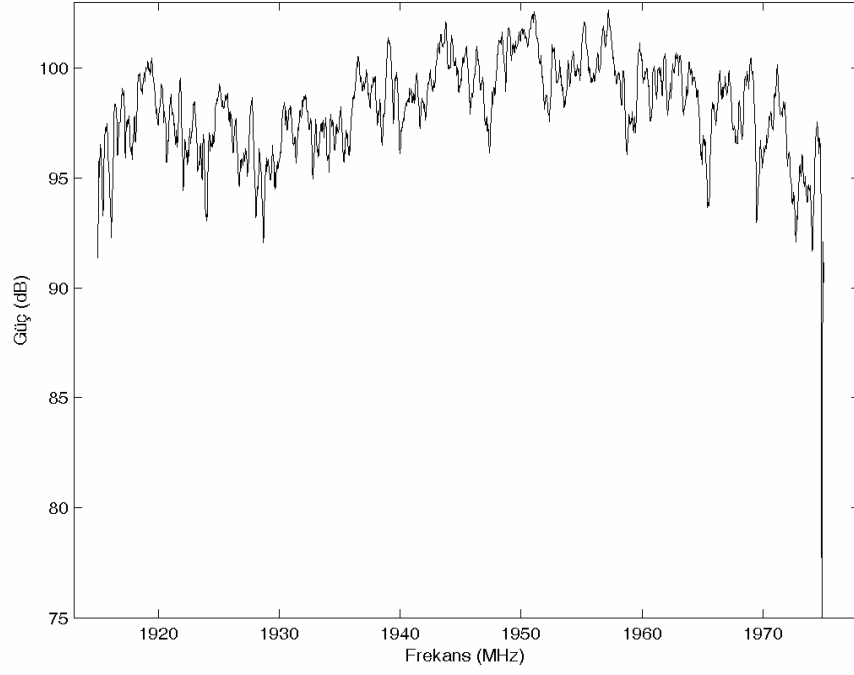
Kanalın frekans ilinti fonksiyonunu, tutarlı bant genişliğini ve modelleme aşamasında kullanılacak olan τ_{etkin} değerini hesaplamak için MATLAB’ da yazılan programların akış diyagramları şekil 6.4, 6.5, 6.6’ daki gibidir.

Çalışmanın bu bölümünde on farklı konumda yapılan ölçümler sonucunda elde edilen verilere dayanılarak kanalın ilinti fonksiyonu yukarıda belirtilen her iki yöntem kullanılarak hesaplanmış ve bu fonksiyonun biçiminin hangi değişkenlere bağlı olarak değiştiği araştırılmıştır.

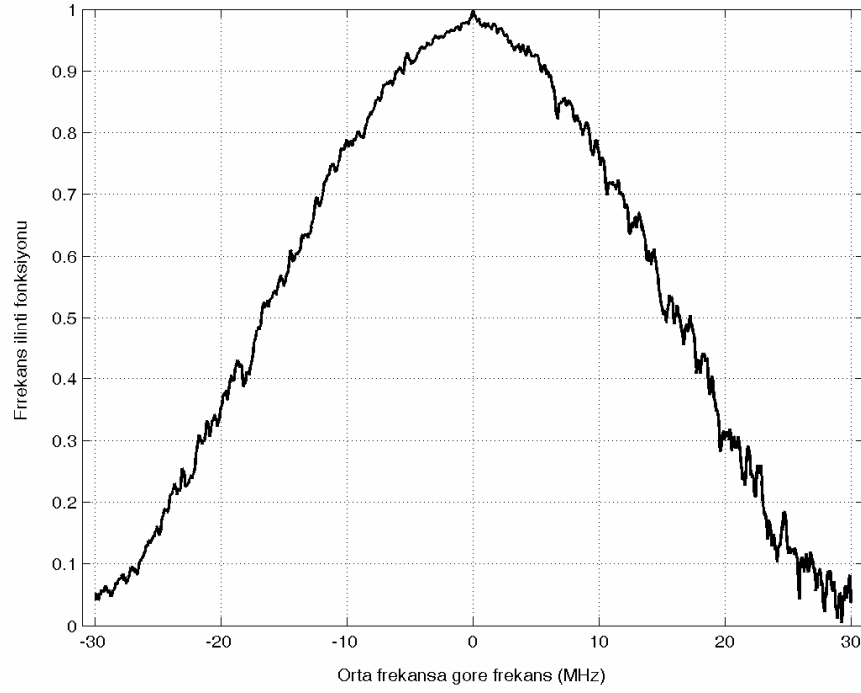
Bir sonraki bölümde ise; tutarlı bant genişliğinin yankı gecikme dağılımının etkin değerine bağlı olarak nasıl değiştiğini inceleyebilmek için 136 farklı konumda yapılan ölçümler sonucu elde edilen frekans ilinti fonksiyonları, bunlara bağlı olarak tutarlı bant genişlikleri ve yankı gecikme dağılımının etkin değeri anılan programlar kullanılarak hesaplanmıştır. Modelleme işleminde kullanılmak üzere elde edilen bu değerler ayrı matrislerde birleştirilmiştir. Modelleme işlemi sırasında sadece ortalama yankı güç profiline hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilen frekans ilinti fonksiyonları ve buna bağlı olarak tutarlı bant genişlikleri kullanılmıştır. Zamanla değişen geçiş işlevindeki ayrık frekanslar arasındaki ilintinin hesaplanmasıyla elde edilen frekans ilinti fonksiyonlarının modelleme aşamasında kullanılmamasının nedeni 136 farklı konum içinde çok az sayıda konum için hesaplanan frekans ilinti fonksiyonunun diğer yöntem kullanılarak elde edilenden farklılık göstermesidir.

Elde edilen grafiklerde F hızlı Fourier dönüşümünü, R ‘corrcoef’ işlemini, $Y_{P_{\text{ort}}}$ ortalama yankı güç profilini, TF geçiş işlevini, TFsyn ise eş zamanlanmış geçiş işlevini göstermektedir.

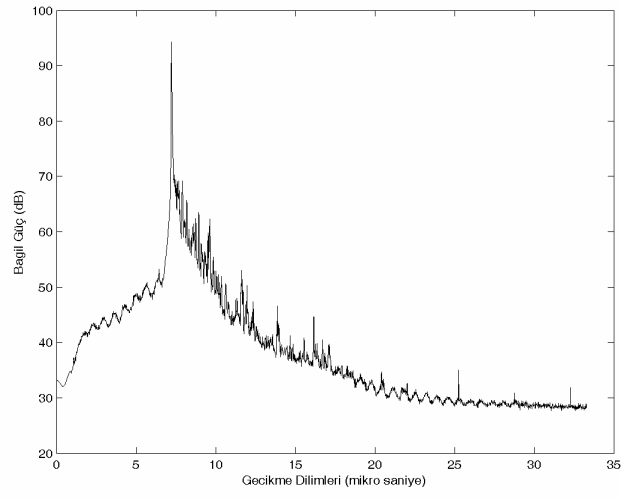
Açıklanan yöntemleri kullanarak frekans ilinti fonksiyonlarını ve tutarlı bant genişliği hesaplamak için kullanılan programların akış diyagramları şekil 6.4, 6.5 ve 6.6’ da verilmiştir. İşlenmemiş kanal verisi yüklendikten sonra veri toplama ünitesi değişkenlerine ait ilk üç örnek silinmiş ve bundan sonraki aşamalarda bu matris kullanılmıştır.



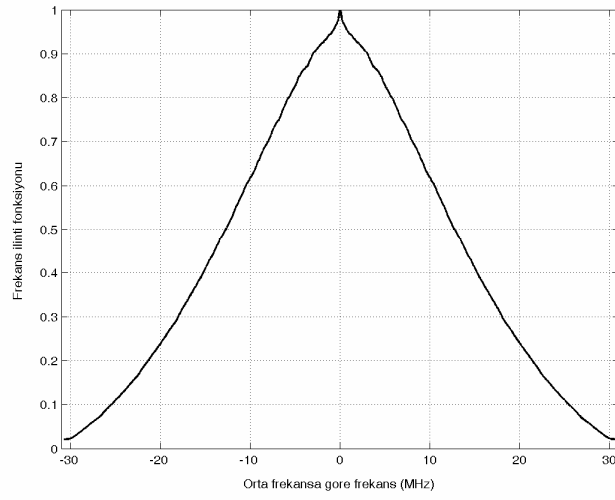
Şekil 6.1a Geçiş işlevi



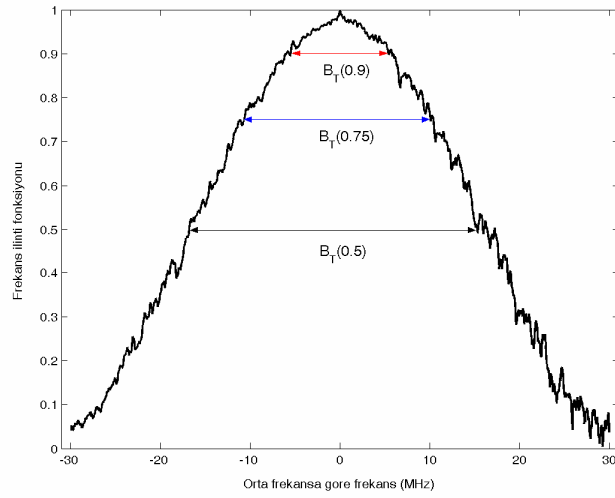
Şekil 6.1b Geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu



Şekil 6.2a Ortalama yankı güç profili

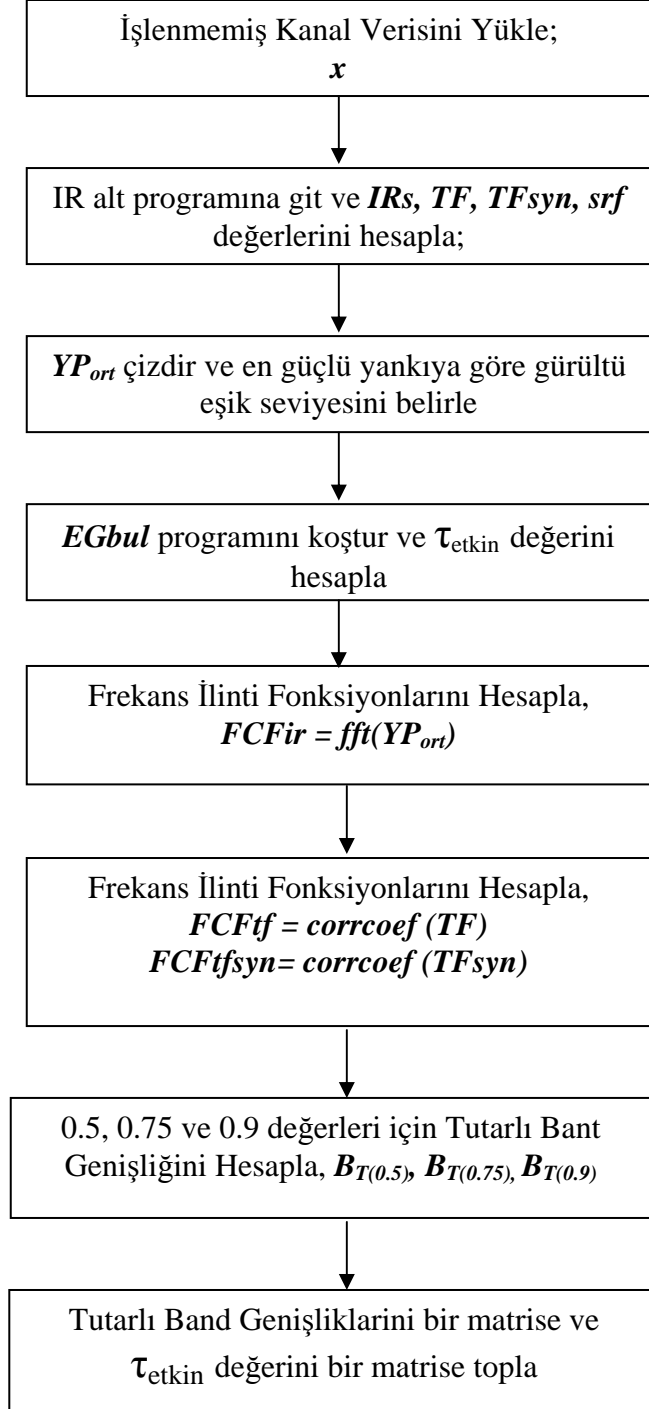


Şekil 6.2b Ortalama yankı güç profilinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu

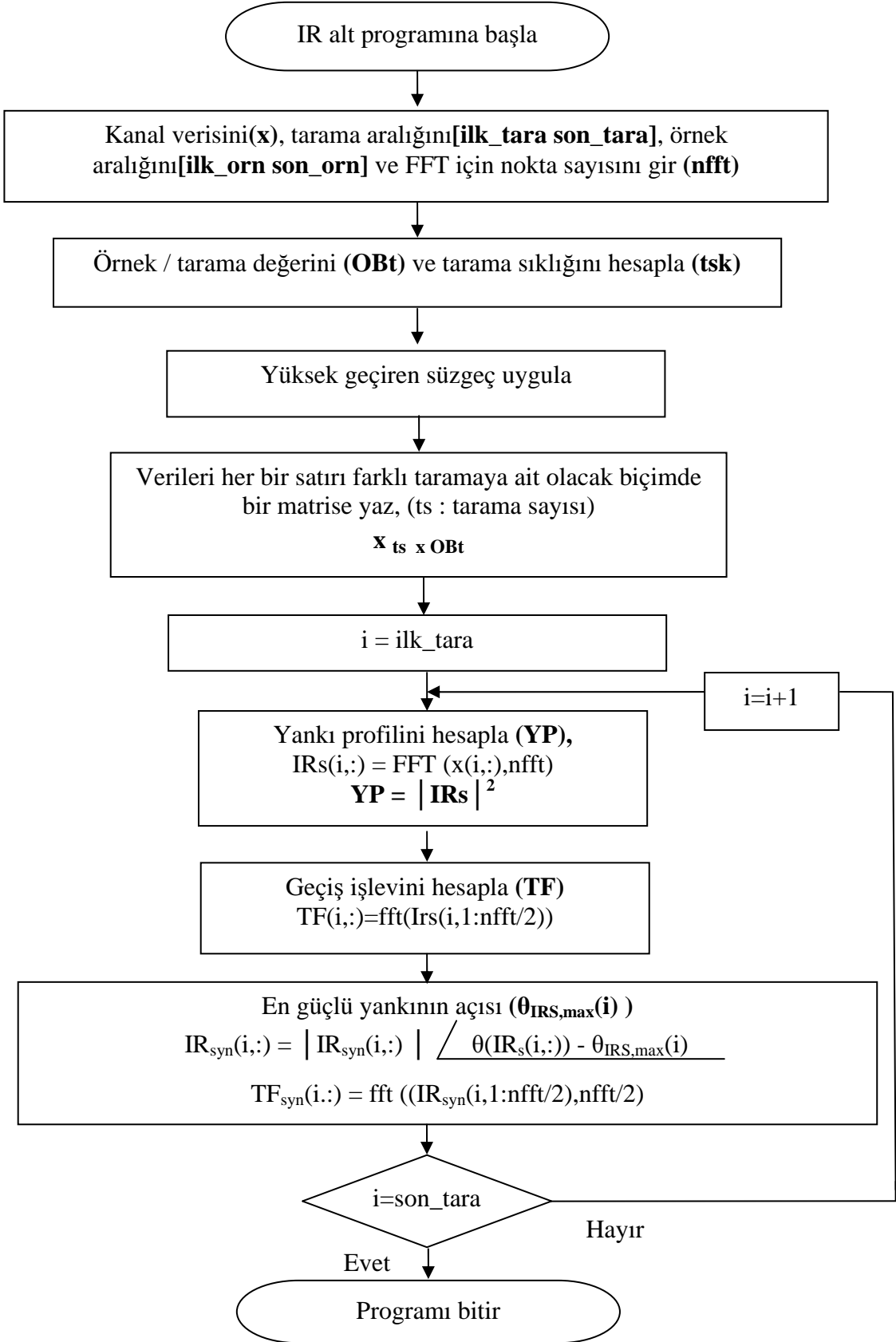


Şekil 6.3 Frekans ilinti fonksiyonundan tutarlı bant genişliğinin elde edilmesi

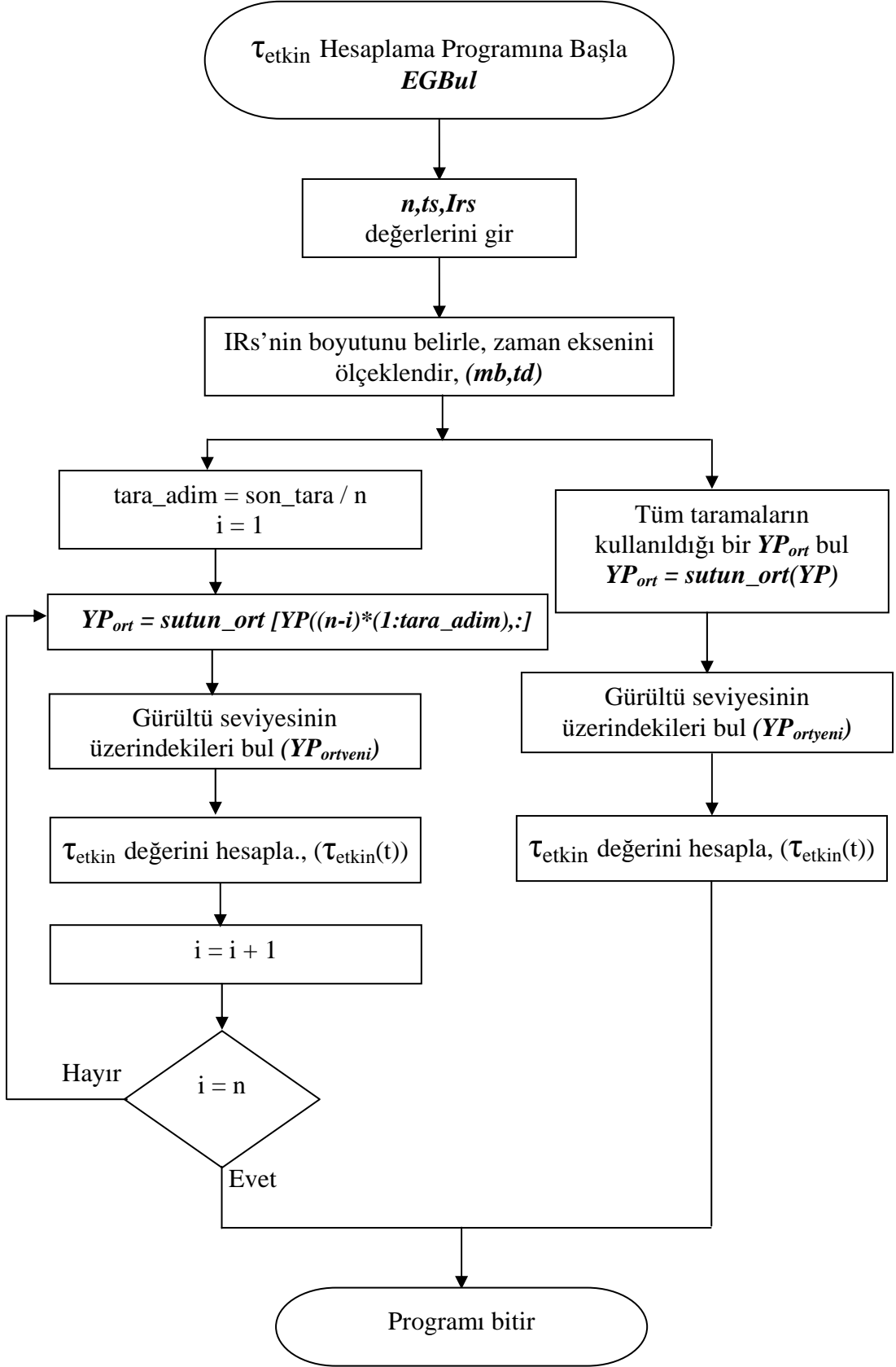
Sinyal işlemedeki ana aşamalar;



Şekil 6.4 Frekans ilinti fonksiyonlarını ve tutarlı bant genişliğini hesaplayan programın akış diyagramı



Şekil 6.5 Birim vuruş tepkesini ve geçiş işlevlerini hesaplayan programın akış diyagramı



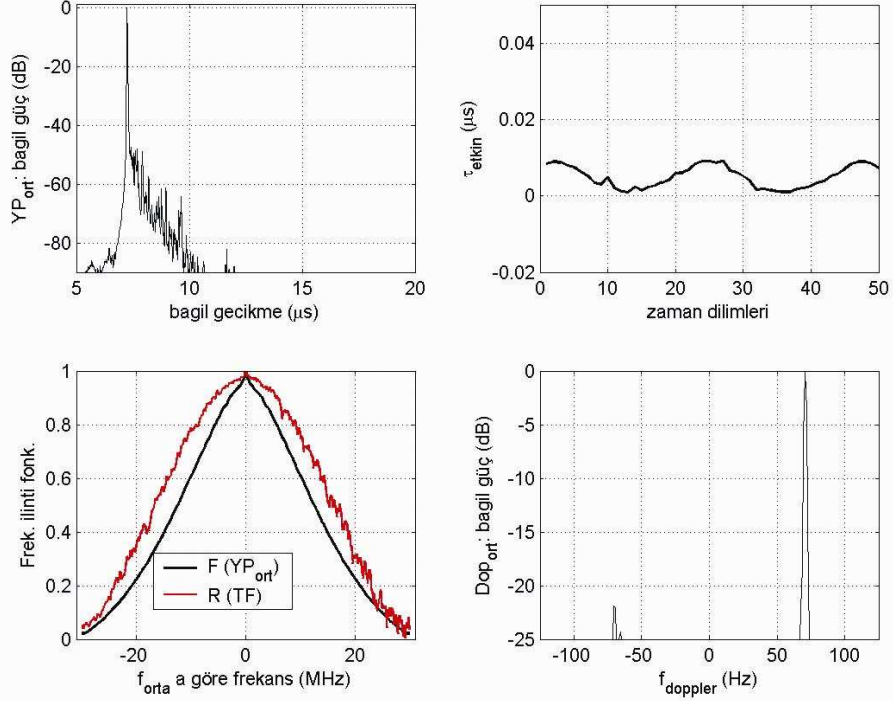
Şekil 6.6 Yankı gecikme dağılımının etkin değerini hesaplayan programın akış diyagramı

6.2 Frekans İlinti Fonksiyonu Eğrileri

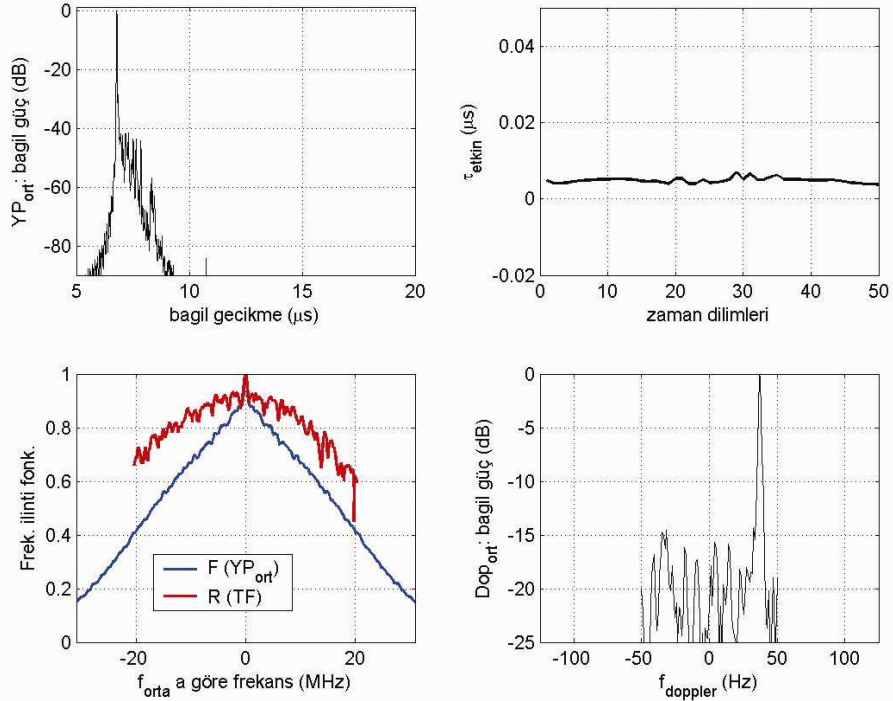
Bu bölümde on farklı konumda toplanan kanal verilerinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu eğrileri sunulmaktadır (şekil 6.7, 6.16). Bu çalışmada kullanılan on adet kanal verisi ele alınma sırasına göre konum1 verisi, konum2 verisi vb. olarak anılacaktır. Seçilen kanallar az yankılı (şekil 6.7, 6.10), orta derecede yankılı (şekil 6.11, 6.12) veya aşırı yankılı kanallar (şekil 6.13, 6.16) olarak sınıflandırılabilir. Az yankılı kanallarda τ_{etkin} değerleri küçük olup frekans ilinti fonksiyonu eğrileri geniştir. Çok yankılı kanallarda ise τ_{etkin} değerleri büyük olup frekans ilinti fonksiyonu eğrileri de oldukça dardır. Bu, tutarlı bant genişliği ile τ_{etkin} arasındaki ters ilişkiyi (tutarlı bant genişliği= $1/\tau_{\text{etkin}}$) doğrular niteliktedir. Ancak konum10 verisi için (şekil 6.16) en güçlü iki yankı arasında 25 dB güç farkı vardır. En güçlü yankı ilk gelen yankıdan yaklaşık 7 μ s sonra gelmiştir. Bunun sonucunda bu veri için elde edilen τ_{etkin} değeri de büyük olmuştur. Bu veri için frekans ilinti fonksiyonu eğrisinin geniş olmasının nedeni ise -25 dB eşliğinin üstünde sadece bir yankının bulunmasıdır. Aslında -25 dB eşliğinin üstündeki yankı ilk gelen yankı olsaydı elde edilecek τ_{etkin} değeri de küçük olacaktır.

Konum1 (Şekil 6.7) için en güçlü olan yankı diğer yankılardan yaklaşık 50 dB güçlü iken, konum2 (şekil 6.8) için bu değer yaklaşık 43 dB'dir. Bu durumda ilkinde daha geniş frekans ilinti fonksiyonu eğrisi beklenir. Oysa ikincisinde daha geniş frekans ilinti fonksiyonu eğrisi elde edilmiştir. Bu verilerden her ikisi de kanalın 1 s süresince örneklenmesiyle elde edilmiştir. Bu iki veri için ortalama Doppler eğrileri incelendiğinde konum1 için maksimum Doppler kayması 70 Hz, konum2 için ise yaklaşık 37.5 Hz'dir. Bu ise iki konumda alıcının farklı mesafeler kat ettiği anlamına gelir. Buradan frekans ilinti fonksiyonu eğrisine hareket mesafesinin etkisi olduğu veya kanalın durağanımsı kabul edilebileceği mesafenin uzun olduğu sonucu çıkarılabilir. Bu durum (6.3.1) alt bölümünde ayrıntılı biçimde incelenmektedir.

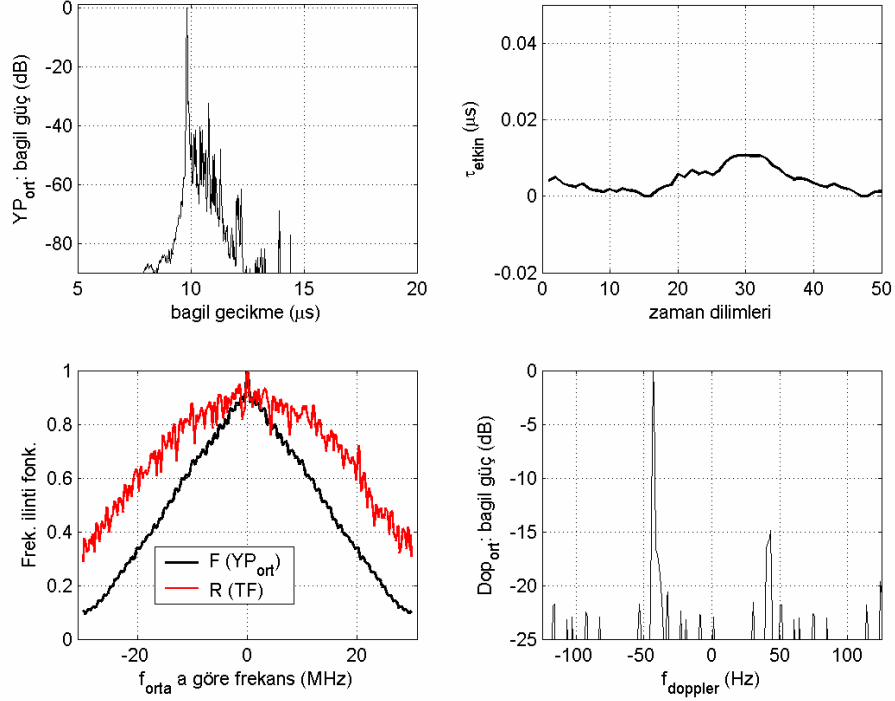
Konum3 (şekil 6.9) ve konum4 (şekil 6.10) verileri karşılaştırıldığında ise ilkinde 40 dB içinde iki yankı, ikincisinde ise sadece bir yankı varken ilki daha geniş frekans ilinti fonksiyonu eğrisi vermiştir. Her iki veri için de kanalın örnekleme süresi 1 sn olup benzer τ_{etkin} ve Doppler frekansları elde edilmiştir. Şekillere dikkatli bakıldığında aralarındaki tek farkın gürültü tabanının seviyesi olduğu görülür. Gürültünün etkisi (6.3.2) bölümünde ele alınmıştır.



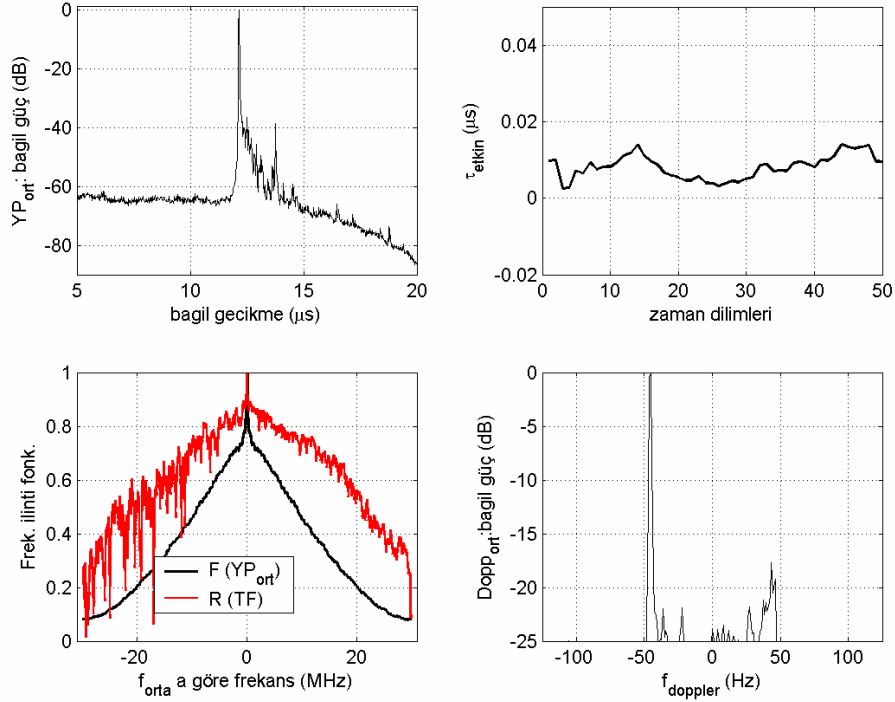
Şekil 6.7 Konum1 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



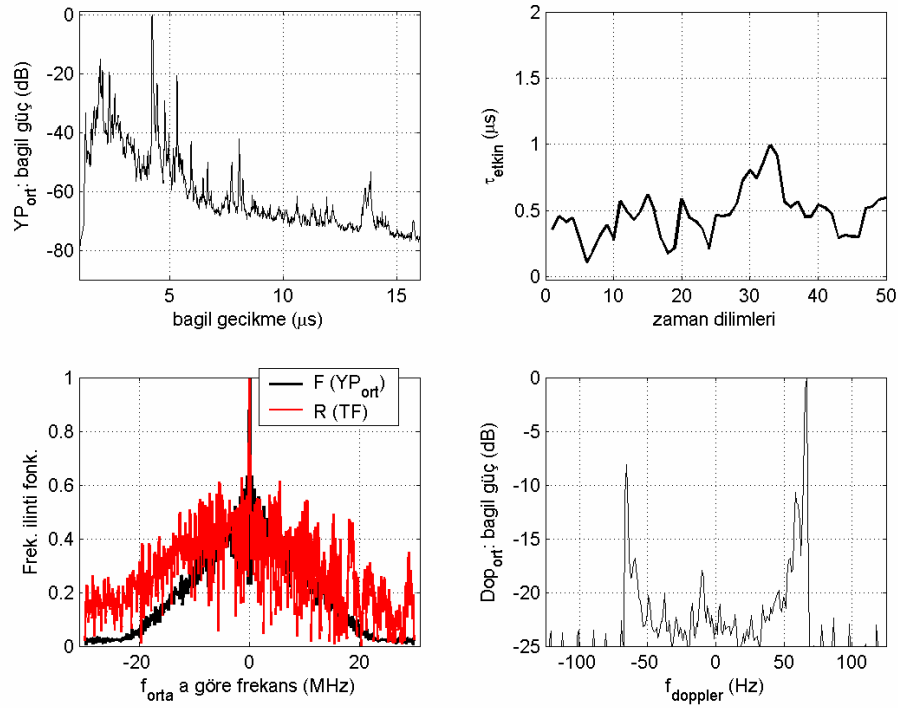
Şekil 6.8 Konum2 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



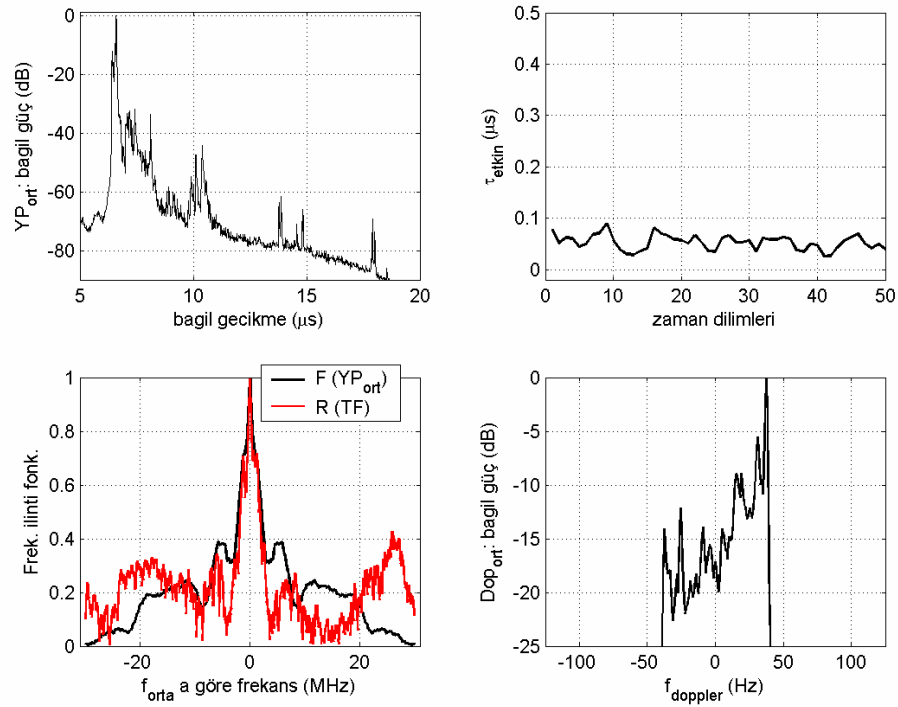
Şekil 6.9 Konum3 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



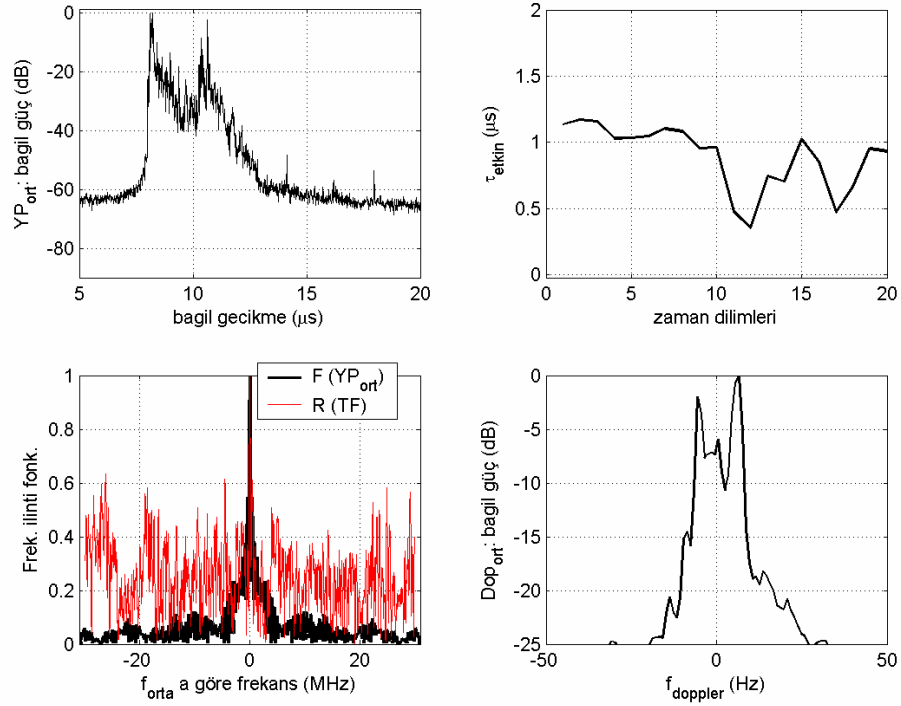
Şekil 6.10 Konum4 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



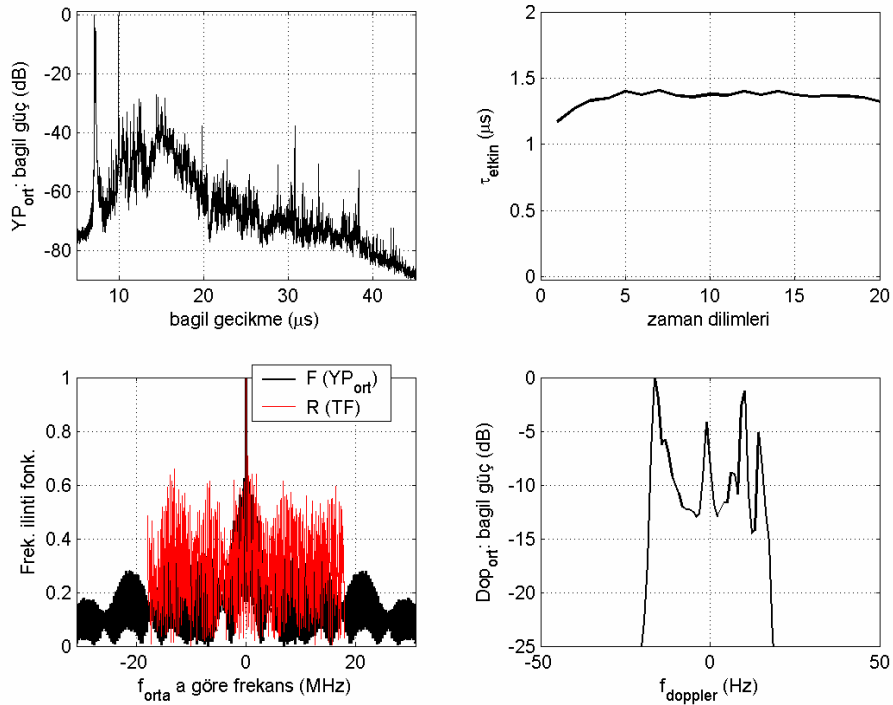
Şekil 6.11 Konum5 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



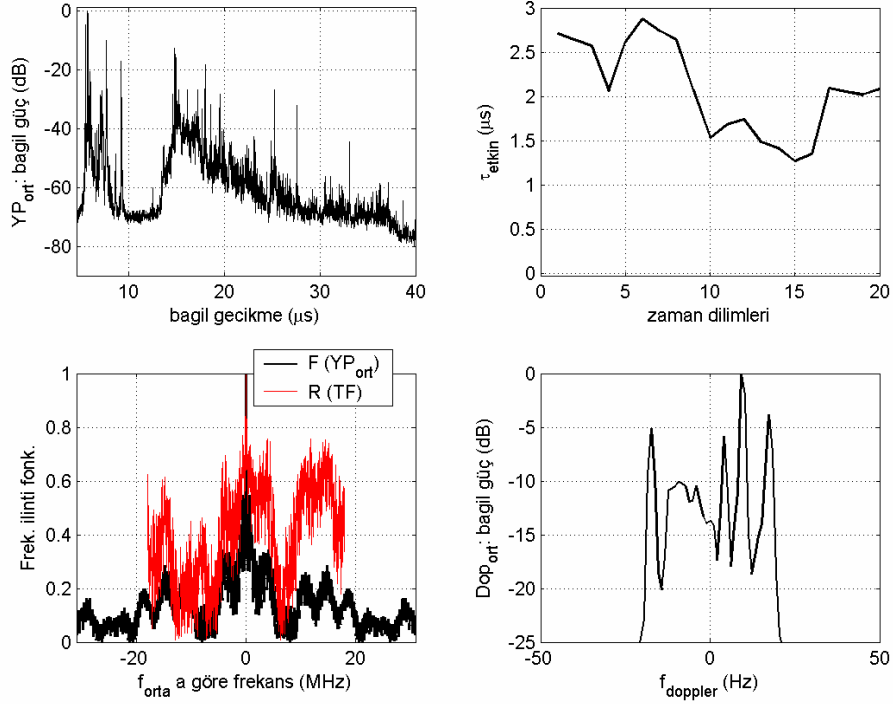
Şekil 6.12 Konum6 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



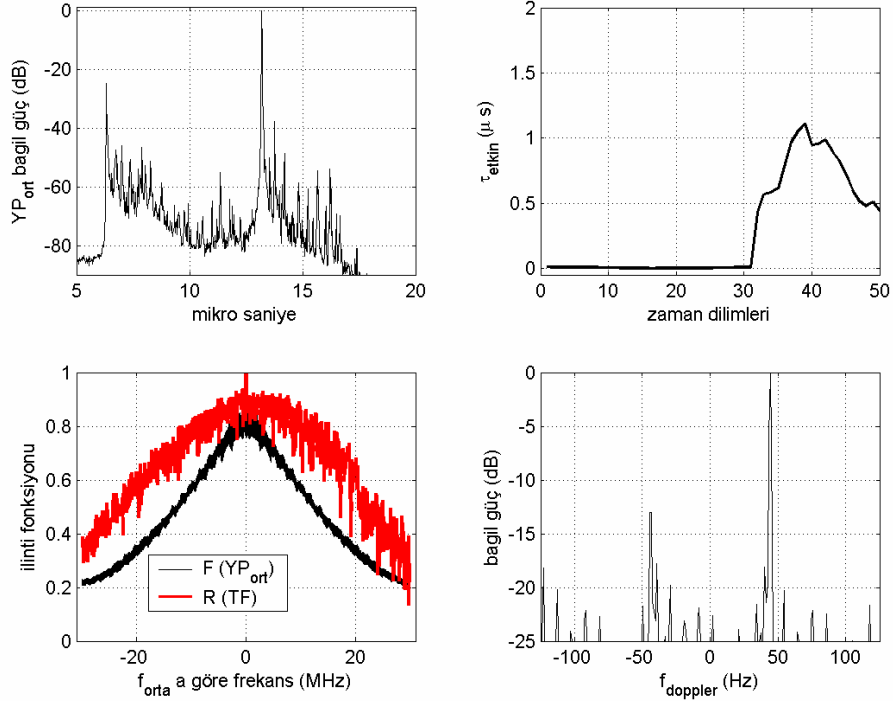
Şekil 6.13 Konum7 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



Şekil 6.14 Konum8 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



Şekil 6.15 Konum9 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri



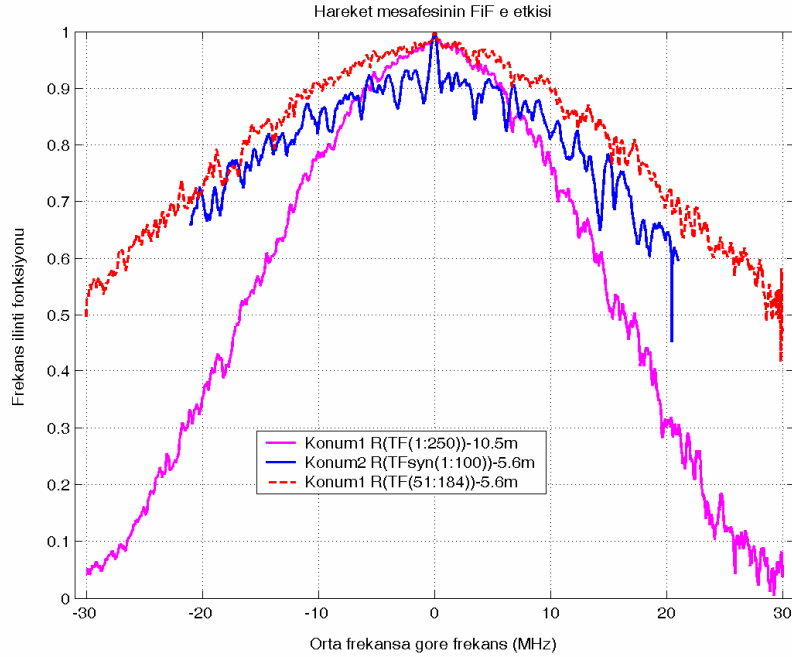
Şekil 6.16 Konum10 için yankı güç profili, yankı gecikme dağılımının etkin değeri, frekans ilinti fonksiyonu ve Doppler kayması grafikleri

6.3 Frekans İlinti Fonksiyonunu Etkileyen Etmenler

Literatürde frekans ilinti fonksiyonu eğrisinin genişliğinin τ_{etkin} in tersi ile doğru orantılı olduğu belirtilmiştir. Bu bölümde farklı olarak hareket mesafesinin, yankı profilindeki gürültü tabanının ve eş zamanlamanın [1] frekans ilinti fonksiyonu eğrilerine etkisi incelenmektedir.

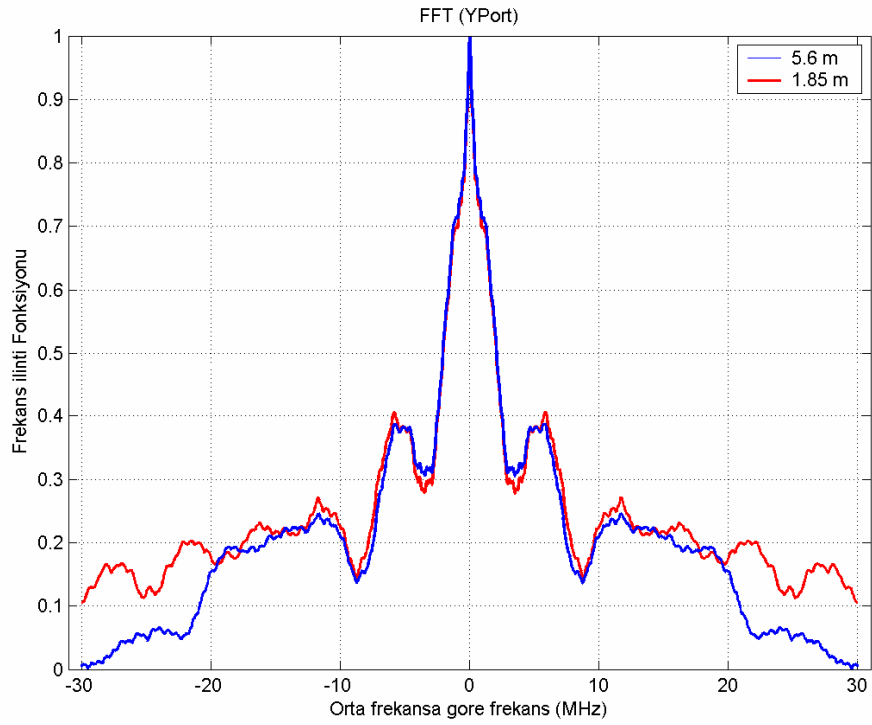
6.3.1 Hareket Mesafesinin Etkisi

Bu tür bir etkinin olabileceği yargısına konum1 ve konum2 verileri (şekil 6.7, 6.8) karşılaştırıldıktan sonra varılmıştır. Konum1’ de alıcı yaklaşık olarak 10.5 m hareket etmiştir (hareket mesafesi= $f_{\text{dop,max}}\lambda T$; λ :dalga boyu, $f_{\text{dop,max}}$:maksimum Doppler kayması, T:kanalın örneklenme süresi). Konum2’ de ise yaklaşık 5.6 m hareket edilmiştir. Eşdeğer bir karşılaştırma için konum1 verisinden sadece 5.6 m’ lik kısma karşılık gelen 133 tarama (toplam 250 taramadan) kullanılmıştır. Elde edilen frekans ilinti fonksiyonu eğrisi şekil 6.17’ de kırmızı kesikli çizgi ile verilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi 5.6m’ lik hareket mesafesi için konum1 de konum2 verisine göre daha geniş bir frekans ilinti fonksiyonu eğrisi elde edilmiştir. Bu durumun orta derecede yankılı kanallar için de bir incelemesi yapılmıştır.

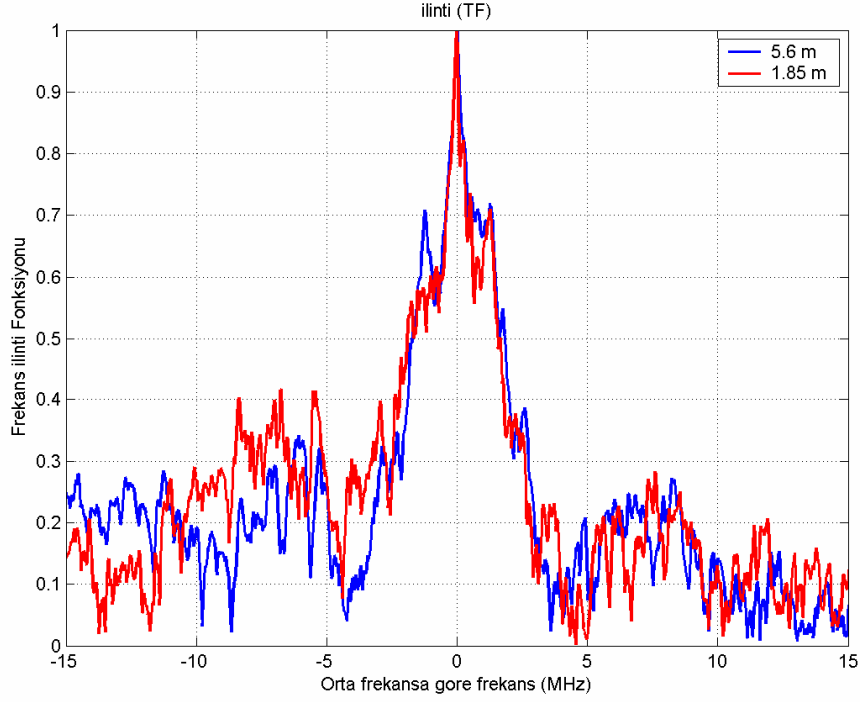


Şekil 6.17 Konum1 ve konum2 verileri için hareket mesafesinin frekans ilinti fonksiyonuna etkisi

Konum6 da hareket mesafesi 5.6 m' dir. Bu mesafeden sadece 1.85 m' lik kısım için her iki yöntem kullanılarak frekans ilinti fonksiyonu eğrisi hesaplanmıştır. Şekil 6.18'de iki farklı hareket mesafesi (1.85 ve 5.6 m) için hızlı Fourier dönüşümü ile elde edilen eğriler sunulmaktadır. Şekil 6.19'da ise geçiş işlevinde ayrık frekanslar arasındaki ilintinin hesaplanmasıyla elde edilen eğriler verilmiştir. Bu şekillerden görüldüğü gibi hareket mesafesinin kısılması frekans ilinti fonksiyonu eğrisini genişletmemiştir. Burada şu sonuca varılabilir: Kanaldaki yankı sayısı arttıkça kanalın durağanımsı sayılabileceği mesafe de kısalmaktadır. Dolayısıyla kısa mesafelerde yapılacak kanal ölçümleri de kanal değişkenlerini hesaplamak için yeterli olacaktır.



Şekil 6.18 Konum6 için hareket mesafesinin $Y_{P_{ort}}$ 'dan elde edilen frekans ilinti fonksiyonuna etkisi

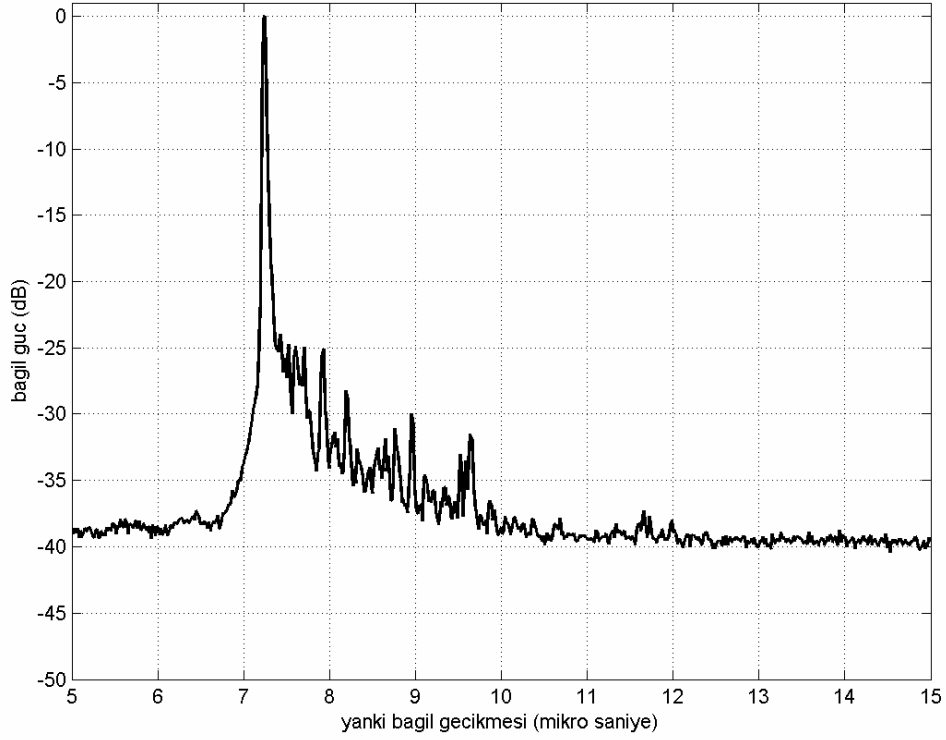


Şekil 6.19 Konum6 için hareket mesafesinin geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonuna etkisi

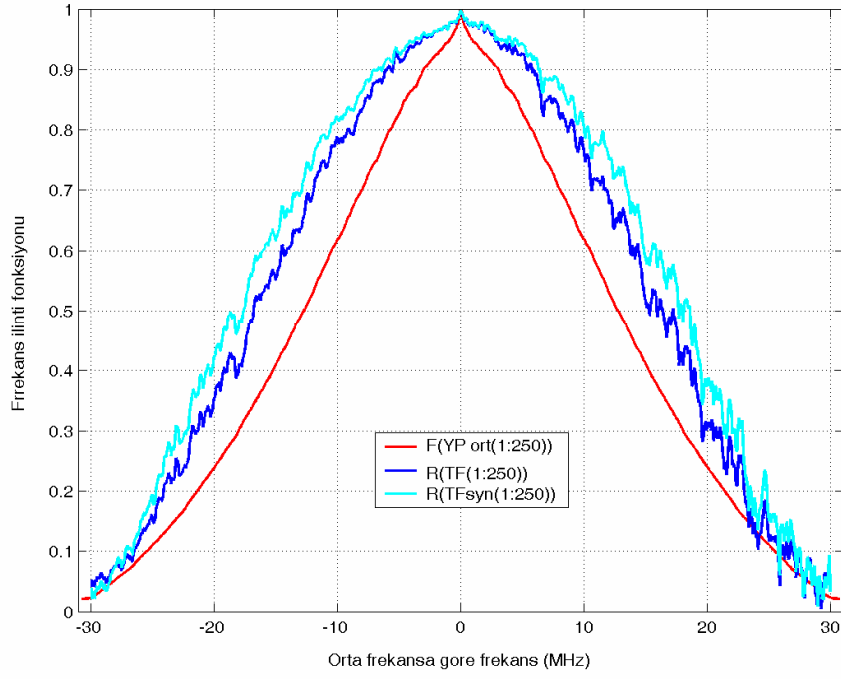
6.3.2 Gürültü Tabanının Etkisi

Konum3 ve konum4 verileri için olan yankı profilleri ve frekans ilinti fonksiyonu eğrilerinin karşılaştırılmasından gürültü tabanının yükselmesinin frekans ilinti fonksiyonu eğrisini daralttığı sonucuna varılmıştı. Bu yargının doğruluğunu sınamak için konum1 verisine toplamsal beyaz Gauss gürültüsü eklenmiştir (Şekil 6.20). Şekil 6.20'deki yankı profili şekil 6.7' deki yankı profili ile karşılaştırılırsa gürültü tabanının -38 dB' ye yükseldiği görülür. Gürültü eklenmeden önce ve eklendikten sonra elde edilen frekans ilinti fonksiyonu eğrileri şekil 6.21a ve 6.21b' de verilmiştir. Bu şekillerde kırmızı olan eğriler hızlı Fourier dönüşümü ile mavi olanlar ise ayırık frekanslar arası ilinti hesaplama yöntemiyle bulunan eğrilerdir. Gürültü eklenmeden önce tüm konumlarda 0.5, 0.75 ve 0.9 ilinti katsayıları için elde edilen tutarlı bant genişlikleri çizelge 6.1'de gösterilmiştir. Konum1 için gürültü eklendikten sonra yankı profiline hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak, tutarlı bant genişlikleri $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ sırasıyla 23.54, 10.87 ve 0.57 MHz olarak elde edilmiştir. Geçiş işlevinden ayırık frekanslar arası ilinti hesaplama yöntemiyle elde edilen tutarlı bant genişlikleri $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ sırasıyla 29.81, 16.97 ve 4.22 MHz, ayrıca eş zamanlanmış geçiş

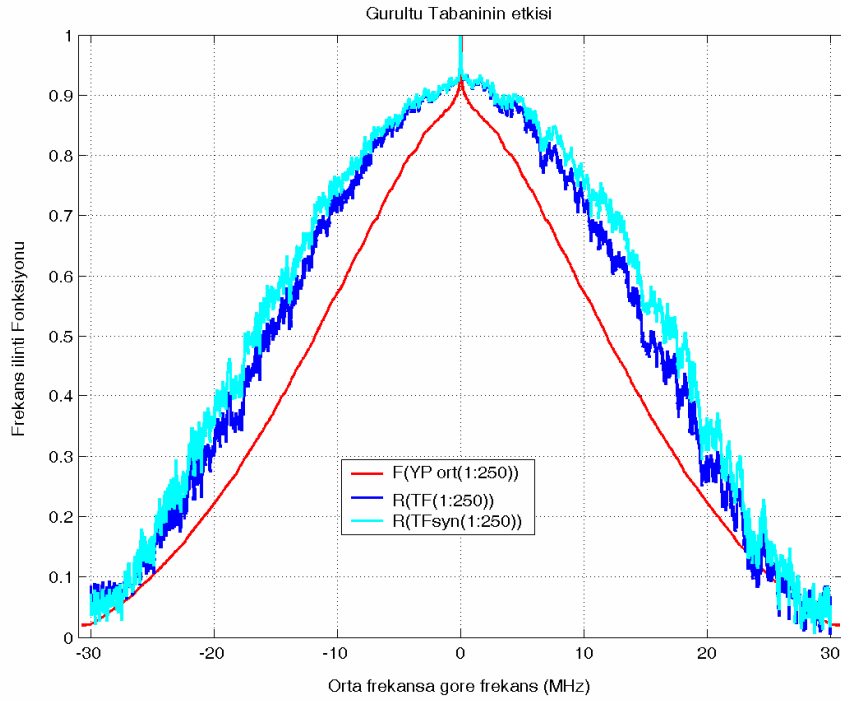
işlevinden ayırık frekanslar arası ilinti hesaplama yöntemiyle elde edilen tutarlı bant genişlikleri $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ ise sırasıyla 32.67, 19.08 ve 4.26 MHz olarak hesaplanmıştır. Görüldüğü gibi gürültü tabanının yükselmesi frekans ilinti fonksiyonu eğrilerini daraltmıştır.



Şekil 6.20 Konum1 için toplamsal beyaz Gauss gürültüsü eklenmiş yankı güç profili



Şekil 6.21a Konum1 için gürültü eklenmeden önce frekans ilinti fonksiyonları



Şekil 6.21b Konum1 için gürültü eklendikten sonra frekans ilinti fonksiyonları

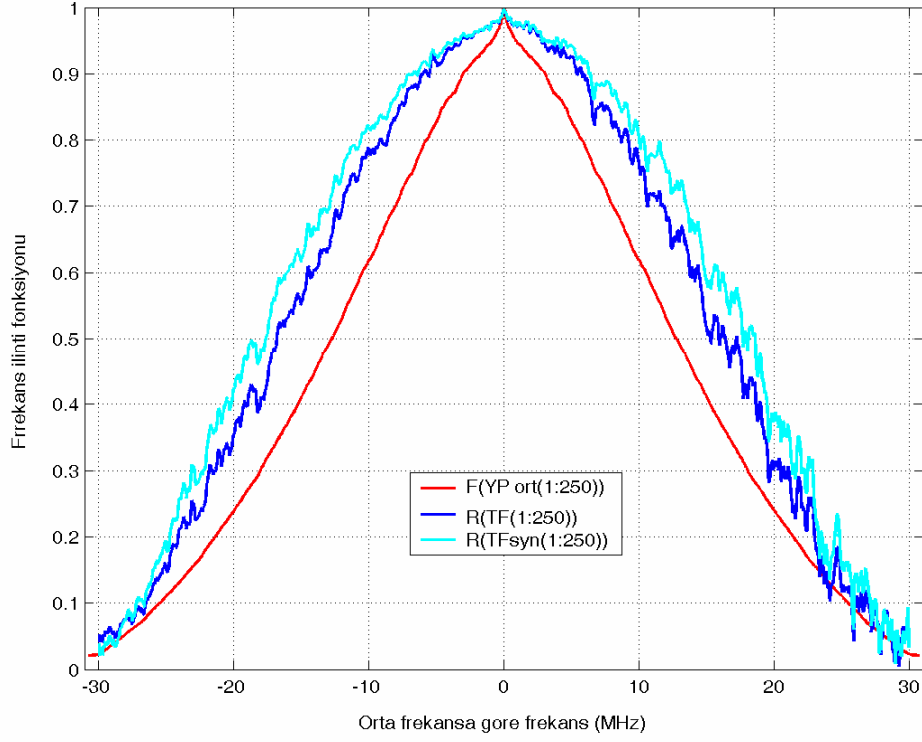
Çizelge 6.1 Konumlara Göre Tutarlı Bant Genişlikleri

	τ_{etkin} (μs)	YPort			TF			TFsyn		
		$B_{T(0.5)}$ (MHz)	$B_{T(0.75)}$ (MHz)	$B_{T(0.9)}$ (MHz)	$B_{T(0.5)}$ (MHz)	$B_{T(0.75)}$ (MHz)	$B_{T(0.9)}$ (MHz)	$B_{T(0.5)}$ (MHz)	$B_{T(0.75)}$ (MHz)	$B_{T(0.9)}$ (MHz)
Konum 1	45.888	24.875	13.302	5.918	32.010	20.700	10.800	35.220	23.970	12.630
Konum 2	62.301	20.812	7.336	0.635	***	29.928	1.200	***	32.064	1.152
Konum 3	58.344	28.977	11.016	0.820	44.520	23.280	0.660	51.000	27.180	0.660
Konum 4	47.374	18.136	1.523	0.117	32.220	12.780	0.270	29.730	10.410	0.270
Konum 5	1.076	0.263	0.234	0.117	0.270	0.150	0.090	0.270	0.150	0.090
Konum 6	9.926	4.131	1.289	0.293	3.300	0.690	0.210	3.330	0.660	0.210
Konum 7	0.526	0.204	0.116	0.058	0.038	0.022	0.009	0.038	0.022	0.009
Konum 8	0.368	0.065	0.036	0.014	0.096	0.048	0.024	0.096	0.048	0.012
Konum 9	0.261	0.036	0.021	0.014	1.296	0.048	0.036	0.060	0.036	0.012
Konum 10	1.454	23.996	3.574	0.117	36.660	6.660	0.090	35.910	4.290	0.090

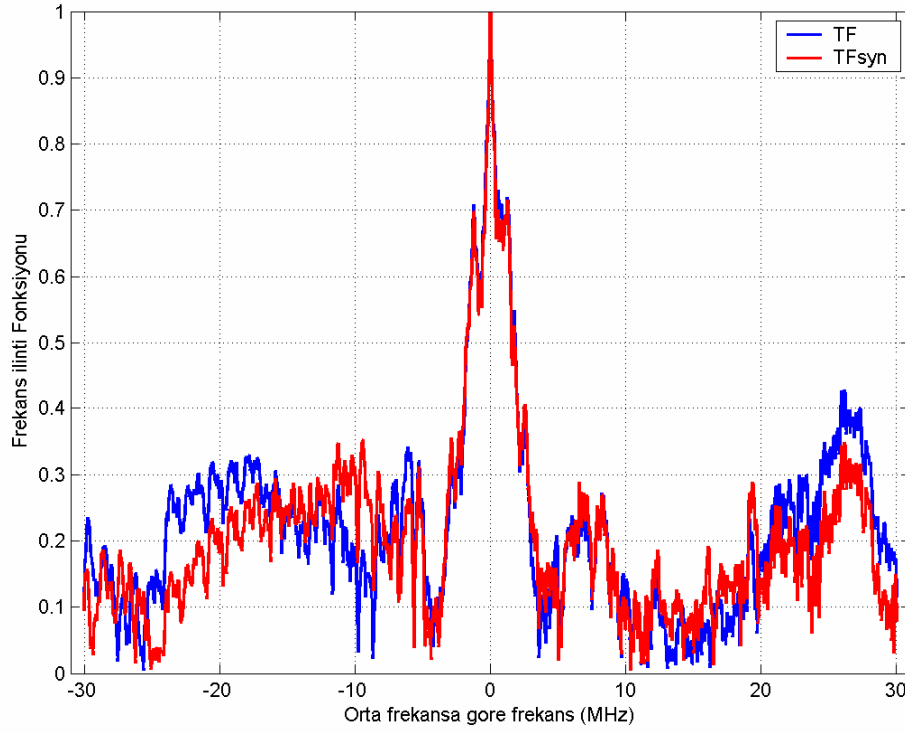
*** Bellek yetersizliğinden dolayı hesaplanamayan değerler.

6.3.3 Eş Zamanlamanın Etkisi

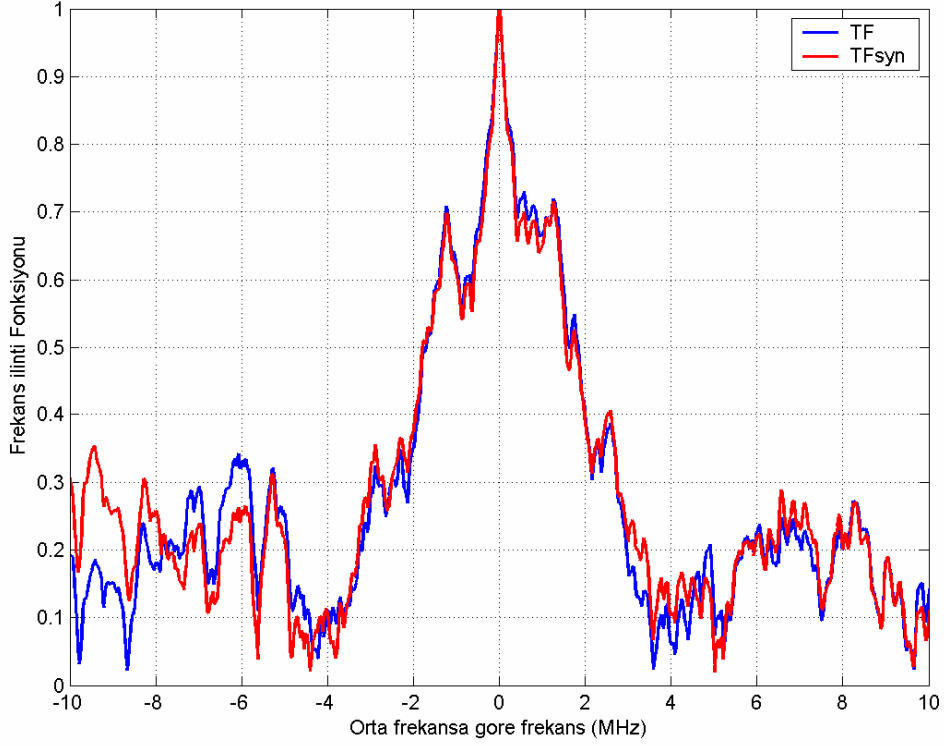
Eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonuna dolayısıyla tutarlı bant genişliğine olan etkilerini incelemek için az yankılı ve çok yankılı kanallarda geçiş işlevinden ve eş zamanlaması yapılmış geçiş işlevinden ayrık frekanslar arasındaki ilintinin hesaplanması sonucunda elde edilen frekans ilinti fonksiyonları karşılaştırılmıştır. Konum1 verisi için eş zamanlama sonucu elde edilen frekans ilinti fonksiyonunu içerecek biçimde çizildiğinde eş zamanlama sonucunda kanalın frekans ilinti fonksiyonunun zarfının genişlediği ve dolayısıyla tutarlı bant genişliğinin arttığı görülmüştür (Şekil 6.22). Şekil 6.23’de ise orta derecede yankısı olan bir kanal verisi için (konum6) eş zamanlamanın yapıldığı ve eş zamanlamanın yapılmadığı geçiş işlevinden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu eğrileri verilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi orta derecede yankılı kanal durumunda eş zamanlama frekans ilinti fonksiyonu eğrisini genişletmemiştir.



Şekil 6.22 Konum1 için eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonuna etkisi



Şekil 6.23a Konum6 için eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonuna etkisi



Şekil 6.23b Şekil 6.23a'nın yakınlaştırılmış biçimi

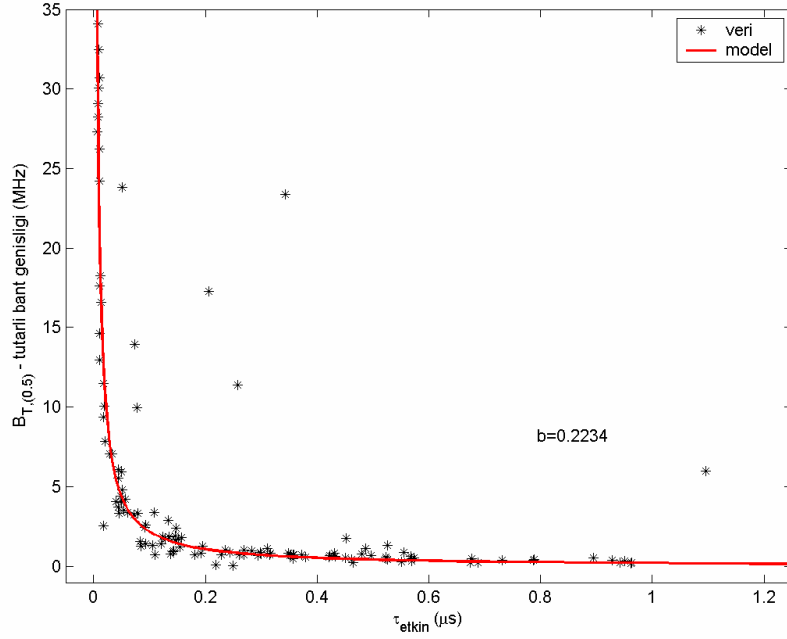
6.4 Modelleme

Çalışmanın bu bölümünde bütün konumlar için hesaplanan frekans ilinti fonksiyonları kullanılarak $B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ tutarlı bant genişliği değerleri belirlenmiş ve bir matriste toplanmıştır. Ayrık frekanslar arası ilinti yoluyla hesaplanan frekans ilinti fonksiyonu eğrileri çoğu konum için bellek yetersizliğinden dolayı sadece ± 21 MHz aralığı için hesaplanabilmiştir. Az yankılı konumlar için -ki her iki yöntemlerden elde edilen frekans ilinti fonksiyonu eğriler arasındaki fark bu tür konumlar için gözlenmişti- frekans ilinti fonksiyonu eğrisi oldukça geniştir ve ± 21 MHz aralığında 0.5 ilinti katsayısının üstünde kaldığı için tutarlı bant genişliği $B_{T(0.5)}$ hesaplanamamıştır. Bu nedenle modellemede sadece hızlı Fourier dönüşümü ile elde edilen tutarlı bant genişlikleri kullanılmıştır.

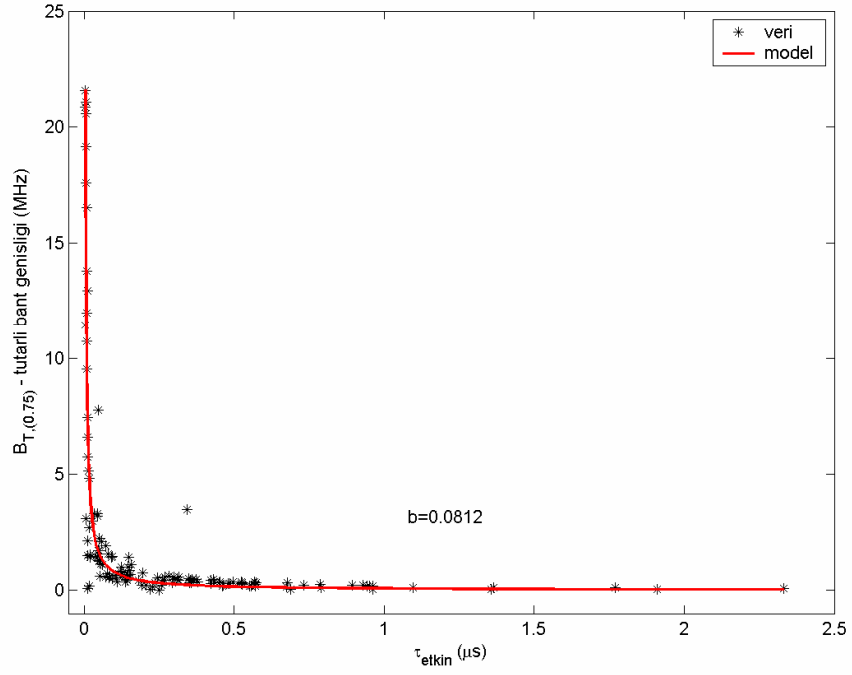
Tutarlı bant genişliği B_T ve τ_{etkin} arasında bölüm 4.4.1.3' de açıklanan ilişkinin geçerliliğini araştırmak üzere τ_{etkin} değerlerinin tersi alınmıştır. $B_T = (\tau_{etkin})^{-1} \times b$ ilişkisinde b katsayısını bulmak için ise MATLAB' da yer alan 'regress' komutu

kullanılmıştır. Bu komut ile $B_T = (\tau_{\text{etkin}})^{-1} \times b$ işlemindeki b katsayısı en küçük kareler yöntemi kullanılarak hesaplanır.

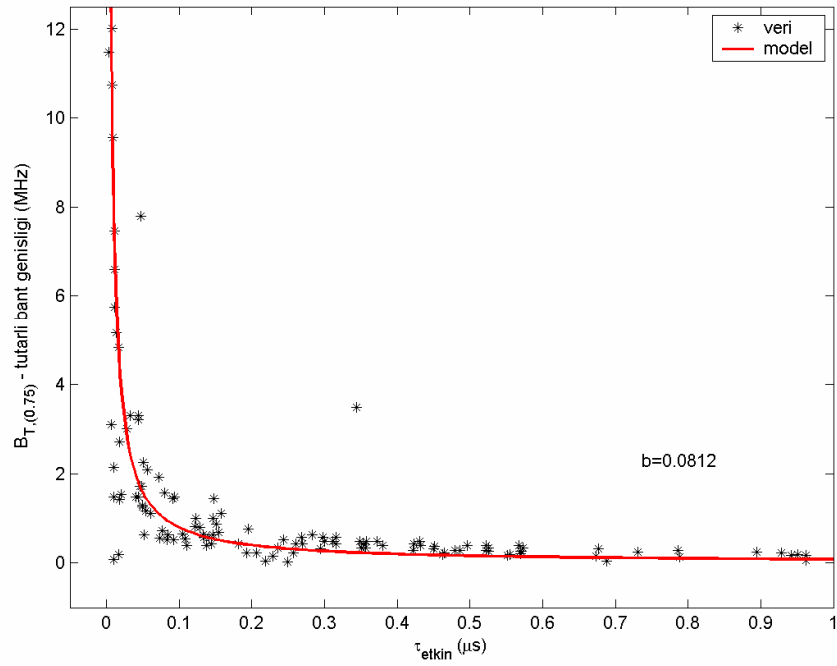
$B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} kullanılarak hesaplanan b değerleri sırasıyla 0.2234, 0.0812, 0.0169 dir. Bu değerlere bağlı olarak elde edilen modeller şekil 6.24, 6.25 ve 6.26' da verilmiştir. Şekil 6.24' de gösterilen modele göre $B_{T(0.5)} = 0.2234 / \tau_{\text{etkin}}$ dir. Elde edilen modelin [21]' de verilen $B_{T(0.5)} \approx 0.2 / \tau_{\text{etkin}}$ modeline benzediği söylenebilir. $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ ile τ_{etkin} arasındaki ilişkinin modellenmesi sonucunda $B_{T(0.75)} = 0.0812 / \tau_{\text{etkin}}$ ve $B_{T(0.9)} = 0.0169 / \tau_{\text{etkin}}$ ilişkileri elde edilir (Şekil 6.25, Şekil 6.26).



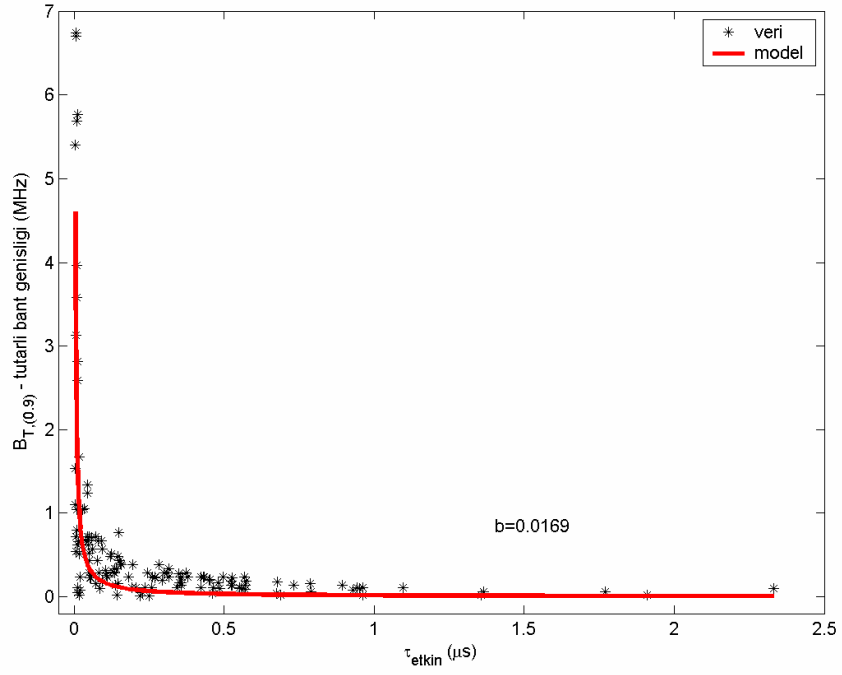
Şekil 6.24 $B_{T(0.5)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi



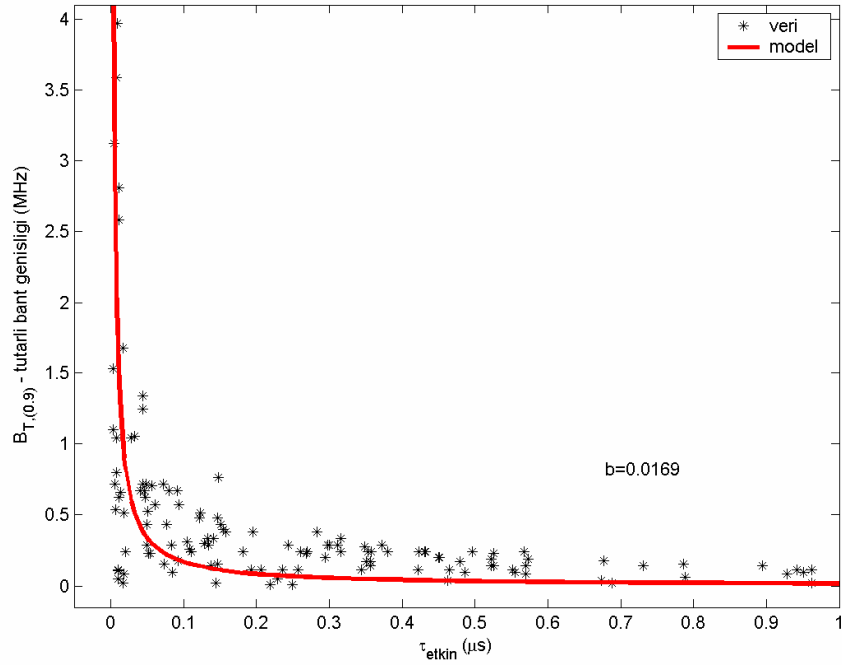
Şekil 6.25a $B_{T(0.75)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi



Şekil 6.25b Şekil 6.25a'nın yakınlaştırılmış biçimi

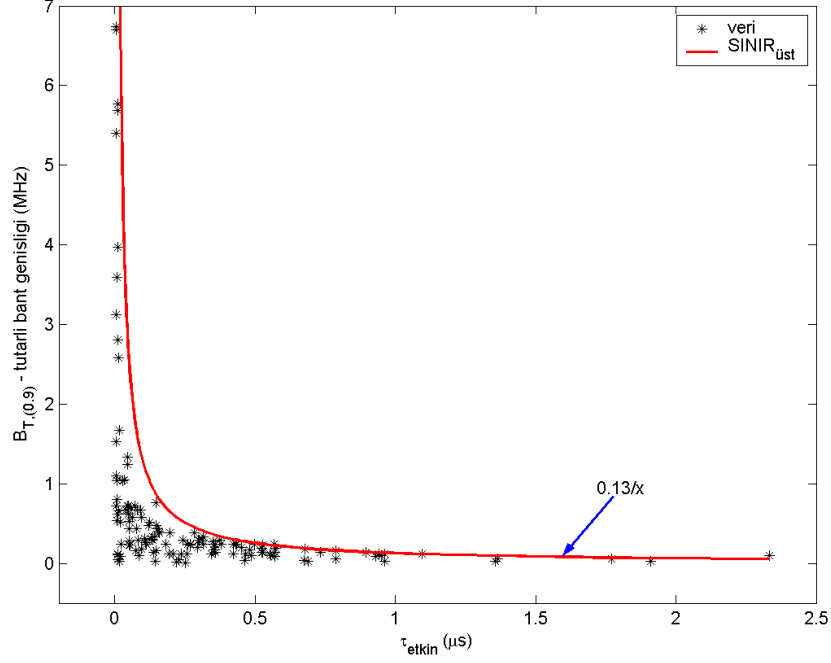


Şekil 6.26a $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} çarpımının modellenmesi

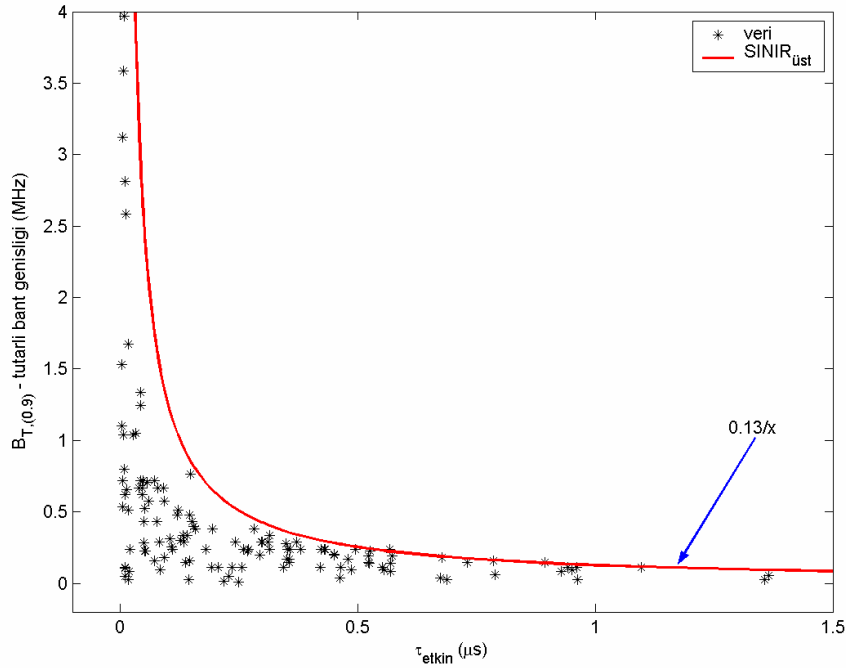


Şekil 6.26b Şekil 6.26a'nın yakınlaştırılmış biçimi

Ancak şekil 6.26a ve Şekil 6.26b incelendiğinde $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} çarpımının bir üst sınırı olduğu söylenebilir. Bu üst sınır 0.13 olarak belirlenmiştir ve bu üst sınır şekil 6.27' de kırmızı çizgi ile gösterilmiştir.

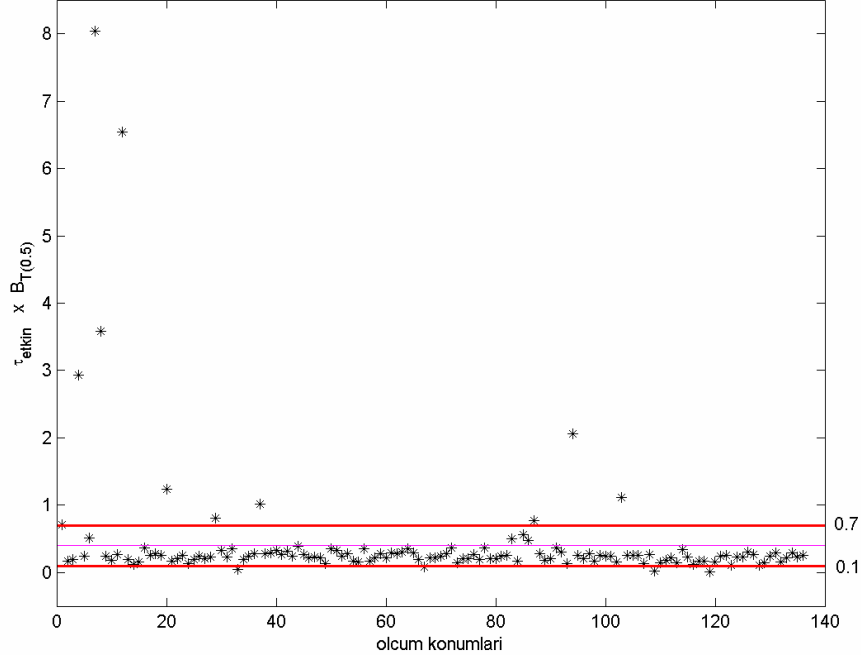


Şekil 6.27a $B_{T(0.9)}$ ve τ_{etkin} çarpımının üst sınırının belirlenmesi

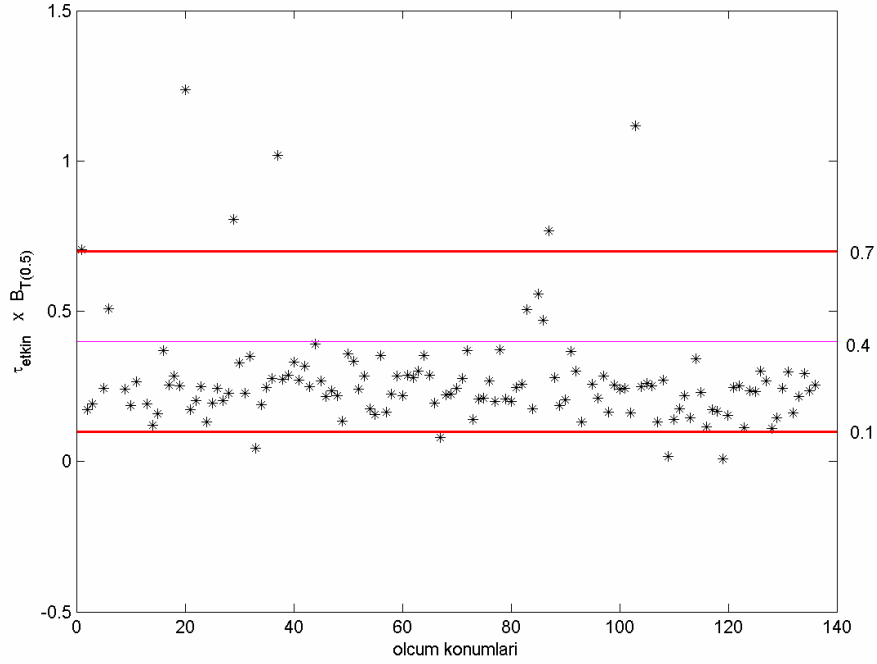


Şekil 6.27b Şekil 6.27a' nın yakınlaştırılmış biçimi

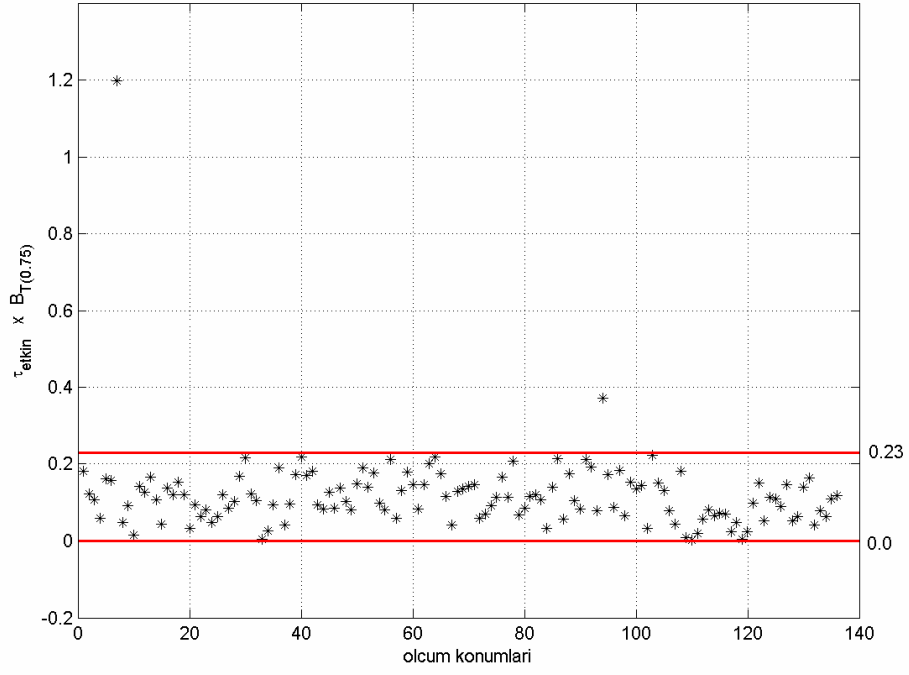
[4] 'de öne sürüldüğü gibi B_T ile τ_{etkin} çarpımının bir alt sınırı olup olmadığını incelemek amacıyla şekil 6.28, 6.29, 6.30'deki grafikler elde edilmiştir. Şekil 6.28' de görüldüğü gibi $B_{T(0.5)} \times \tau_{\text{etkin}}$ çarpımının alt sınırı yaklaşık 0.1'dir. Ancak $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ için böyle bir alt sınırdan söz edilemez (şekil 6.29, 6.30). $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ için üst sınırlar sırasıyla 0.23 ve 0.13 olarak belirlenebilir.



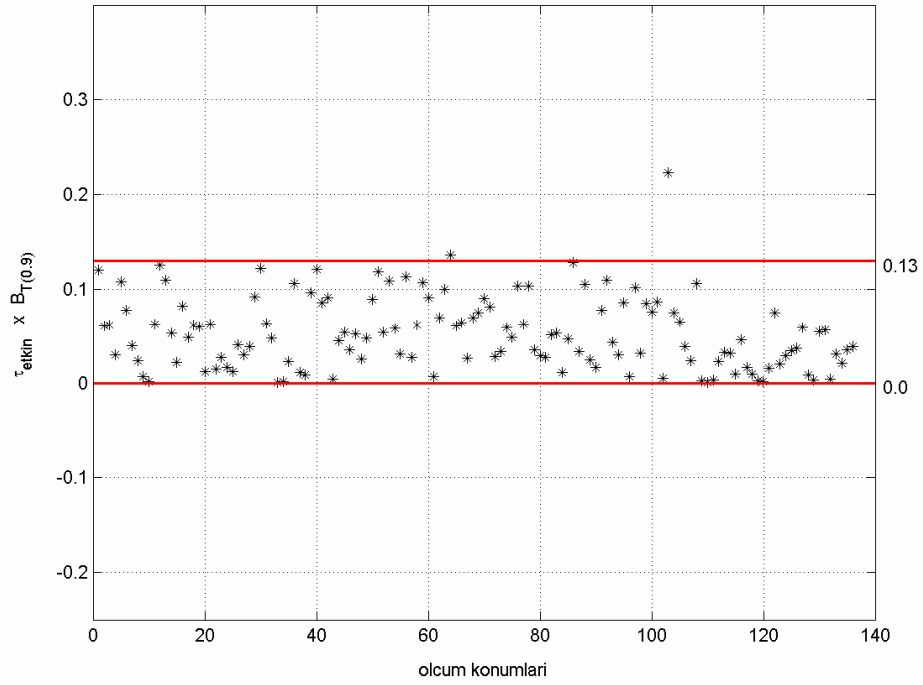
Şekil 6.28a $B_{T(0.5)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi



Şekil 6.28b Şekil 6.28a'nın yakınlaştırılmış biçimi



Şekil 6.29 $B_{T(0.75)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi

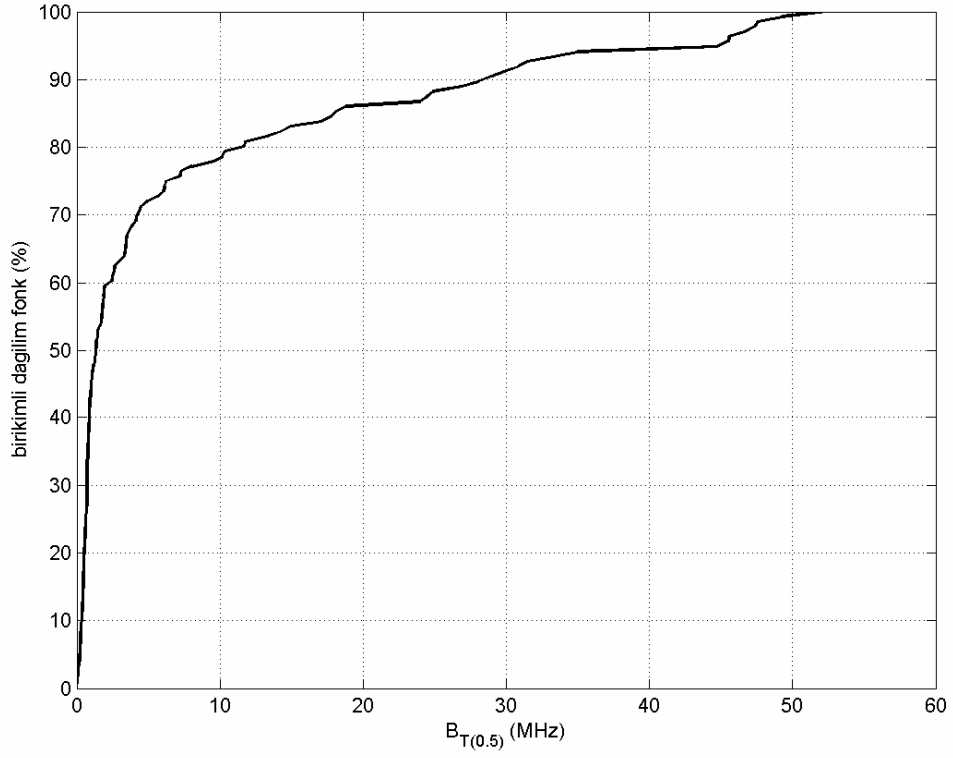


Şekil 6.30 $B_{T(0.9)}$ ile τ_{etkin} çarpımının ölçüm konumlarına göre değişimi

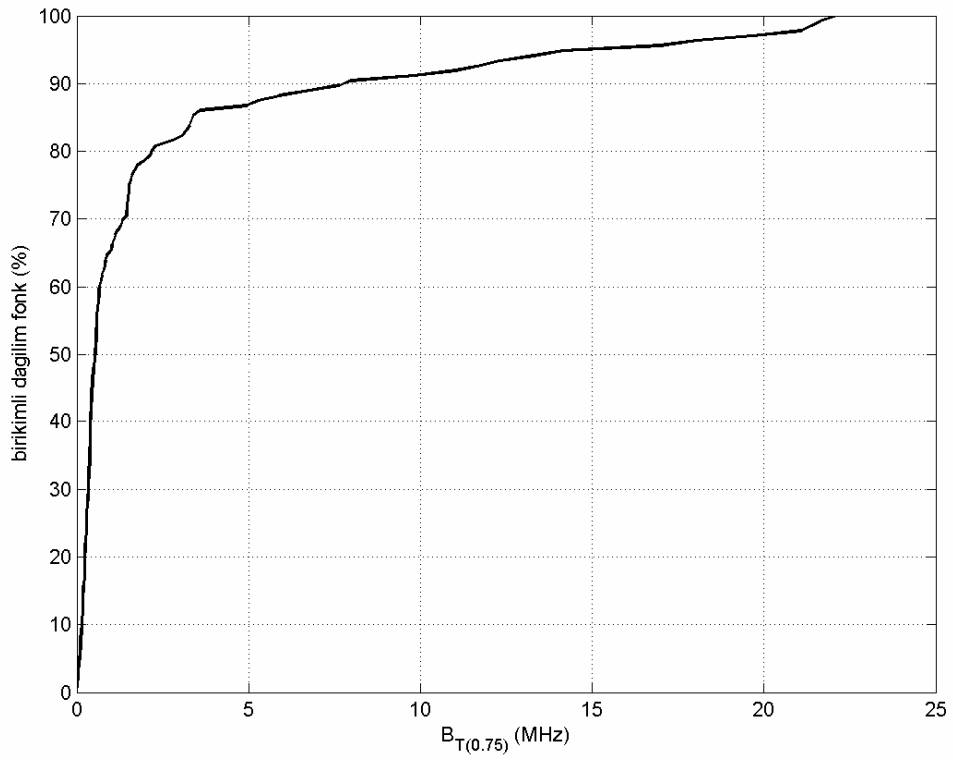
6.5 Tutarlı Bant Genişliklerinin Birikimli Dağılım Fonksiyonları

Bu çalışmada 136 farklı konum için elde edilen tutarlı bant genişliklerinin ($B_{T(0.5)}$, $B_{T(0.75)}$, $B_{T(0.9)}$) birikimli dağılım fonksiyonları hesaplanarak grafikleri şekil 6.31, 6.32 ve 6.33' de verilmiştir. Ölçüm yerlerinin yaklaşık %10'unda tutarlı bant genişliği $B_{T(0.5)}$ 380 kHz'den daha küçük, %50'sinde 1.325 MHz'den daha küçük, yaklaşık %90'ında ise 28 MHz'den daha küçüktür. Tutarlı bant genişliği $B_{T(0.75)}$ için ise ölçüm yerlerinin yaklaşık %10'unda tutarlı bant genişliği 140 kHz'den daha küçük, %50 sinde 535 kHz'den daha küçük, yaklaşık %90'ında ise 7.8 MHz'den daha küçüktür. Tutarlı bant genişliği $B_{T(0.9)}$ için ise yaklaşık %10'unda tutarlı bant genişliği 60 kHz'den daha küçük, %50 sinde 240 kHz'den daha küçük, yaklaşık %90'ında ise 1.2 MHz'den daha küçük olarak belirlenmiştir (Çizelge 6.2).

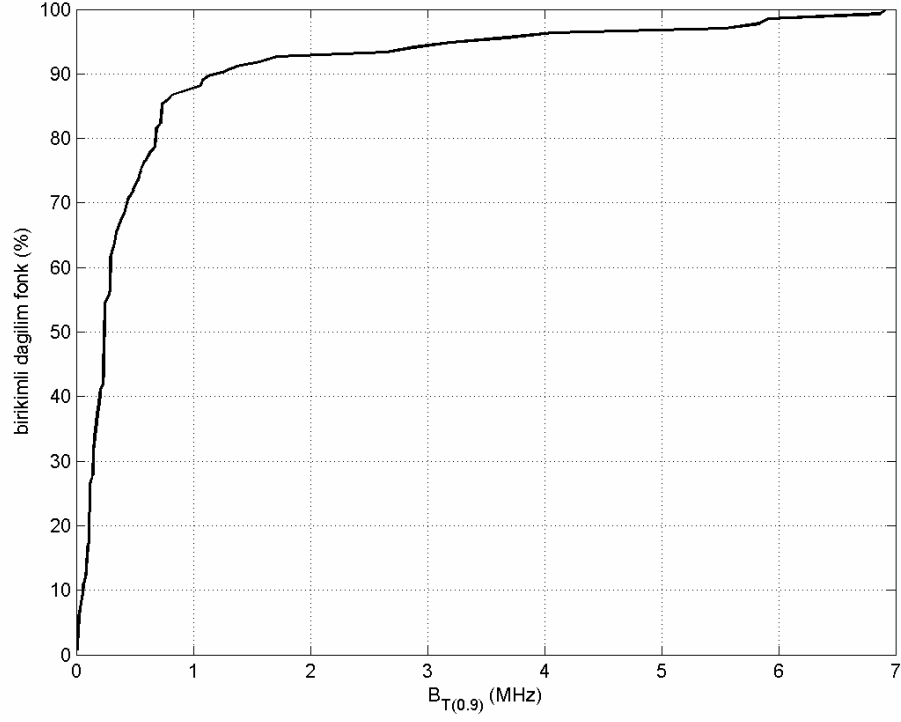
Dikgen frekans bölmeli çoğullama kullanıldığında elde edilecek frekans çeşitliliği kanalın durumuna göre konumdan konuma değişecektir. Konumdan konuma değişmeyen frekans çeşitliliği sağlayabilmek için ise sistem değişkenleri uyarlanabilen çok taşıyıcılı direk dizi kod bölmeli çoklu erişim önerilmiştir [3]. Burada amaç her alt taşıyıcının frekansta düz sönümlenmeye sahip olması, bir bitin aynı anda iletildiği alt taşıyıcıların ise farklı sönümlemeye uğramasını sağlamaktır. Buna göre şekil 6.33' de (0.5 yeterince düşük ilinti katsayısı olarak varsayılırsa) elde edilen verilerin %90'ında aynı bitin tekrar iletileceği frekanslar arası mesafe 28 MHz'den daha küçük olabilir. Elde edilen verilerin %50' sinde bu değer 1.325 MHz'den küçük olabilir. Dikgen frekans bölmeli çoğullamada seri/paralel dönüşümünde kullanılan bitler arasındaki mesafe ise (0.75 yüksek ilinti katsayısı varsayılırsa) yaklaşık 140 kHz seçilirse konumların %90' ı için alt taşıyıcılar frekans düzleminde düz sönümlenirler.



Şekil 6.31 $B_{T(0.5)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu



Şekil 6.32 $B_{T(0.75)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu



Şekil 6.33 $B_{T(0.9)}$ için hesaplanan birikimli dağılım fonksiyonu

Çizelge 6.2 Ölçüm yerlerinin %10, %50, %90' ını temsil eden farklı ilinti katsayılarına göre hesaplanan tutarlı bant genişlikleri

	%10	%50	%90
$B_{T(0.5)}$	<380 kHz	<1.325 MHz	<28 MHz
$B_{T(0.75)}$	<140 kHz	<535 kHz	<7.8 MHz
$B_{T(0.5)}$	<60 kHz	<240 kHz	<1.2 MHz

7.SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada sürekli dalga frekans modülasyonu işaretinin kullanıldığı kanal sondalama cihazları ile elde edilen veriler kullanılarak kanalın yankı güç profili ve geçiş işlevi fonksiyonu hesaplandı.

Kanalın yankı güç profiline hızlı Fourier dönüşümünün ve geçiş işlevinde ayrı frekanslar arasındaki ilintinin hesaplanması işlemlerini uygulayarak iki farklı yöntem için kanal ilinti fonksiyonları hesaplandı. Bu ilinti fonksiyonlarından yararlanarak kanalın tutarlı bant genişlikleri seçilen ilinti katsayıları için (0.5, 0.75, 0.9) hesaplandı.

Kanaldaki gürültü miktarının, yankı bileşenlerinin gücünün, hareket mesafesindeki değişimin ve eş zamanlamanın frekans ilinti fonksiyonunun zarfını dolayısıyla tutarlı bant genişliğini nasıl etkilediği incelendi. Yapılan incelemeler sonucunda kanaldaki güçlü yankı bileşenlerinin varlığının frekans ilinti fonksiyonunda salınımlara neden olduğu ve bunun sonucunda kanalın tutarlı bant genişliğinin küçüldüğü gözlemlendi. Hareket mesafesindeki değişimin kanalın niteliğine göre frekans ilinti fonksiyonunu etkilediği ve kanala gürültü eklenmesinin frekans ilinti fonksiyonunun zarfını daralttığı görüldü. Eğer kanal belli bir zaman dilimi içinde durağanımsı olarak nitelendirilebilirse eş zamanlamanın ilinti fonksiyonunda çok değişiklik yaratmadığı gözlemlendi.

Kanalın tutarlı bant genişliği ile yankı gecikme dağılımının etkin değeri arasındaki ilişki modellendi. Tutarlı bant genişliği ile yankı gecikme dağılımının etkin değerinin çarpımının; $B_{T(0.5)}$ için alt sınırının 0.1 olduğu, $B_{T(0.75)}$ ve $B_{T(0.9)}$ için böyle bir alt sınırın olmadığı görüldü. Bu modeller literatürde yayınlanmış olan çok sayıda τ_{etkin} değeri kullanılarak karşılık gelen B_T değerlerinin hesaplanmasına olanak sağlayacaktır.

8.KAYNAKLAR

1. **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, 1133-1143
2. **Van Nee R., Prasad R., 2000**, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, Boston – London, 256 p.
3. **Yang L.L., Hanzo L., 2003**, Multicarrier DS – CDMA: A Multiple Access Scheme for Ubiquitous Broadband Wireless Communications, IEEE Communications Magazine, 116-123
4. **Fleury B.H., 1995**, New Bounds for the Variation of Mean – Square – Continuous Wide – Sense – Stationary Processes, IEEE Trans. Theory, Vol. 41, 849-852
5. **Cox D.C., Leck P.R., 1975**, Correlation Bandwidth and Delay-Spread Multipath Propagation Statistics for 910 MHz Urban Mobile Radio Channels, IEEE Trans. On Communications, Vol. 23, No 11, 1271-1280
6. **Bultitude R.J.C., Bedal K., 1989**, Propagation Characteristics on Microcellular Urban Mobile Radio Channels at 910 MHz, IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 7, No 1, 31-39
7. **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, 206-213
8. **Salous S., 1999**, Measurements of Multipath Delay Statistics Over 72-90 MHz Bandwidth at 1.8 GHz in two European Cities Using a Chirp Sounder, Radio Science, Vol. 34, No 4, 796-816
9. **Ojanpera T., Prasad R., 1998**, Wideband CDMA For Third Generation Mobile Communications, Artech House Publishers, Boston, London, 438 p.
10. **Van den Bergh R.M. & Chitamu P.J.** Design Considerations for the Fourth Generation Mobile Network Architecture, University of the Witwatersrand, Johannesburg
11. **Ibrahim J., 2002**. 4G Features, Bechtel Telecommunications Technical Journal, Volume 1, Number 1, 11-14
12. **Miki T., Ohya T., Yoshino H., Umeda N., 2005**, The Overview of the 4th Generation Mobile Communication System, IEEE

13. **Glisic S. G., 2006**, Advanced Wireless Networks 4G Technologies, John Wiley&Sons Ltd., England, 886 p.
14. **Marcos Katz, Frank H. P. Fitzek, 2005** On the Definition of the Fourth Generation Wireless Communications Networks: The Challenges Ahead, International Workshop on Convergent Technologies, 8 p.
15. **Corriera L.M., 2006**, Mobile Broadband Multimedia Networks Techniques, Models and Tools for 4G, Academic Pres
16. **Yavuz B., 2001**, 2.ve 3. Nesil CDMA Temel, Mobil Haberleşme Protokolleri Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 135 s.
17. **Matiaë 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
18. **Fazel K., Kaiser S., 2003**, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems..John Wiley&Sons Ltd., England, 281 p.
19. **Parsons J.D., 1992**. The Mobile Radio Propagation Channel. John Wiley&Sons Ltd, England, 418 p.
20. **Gökalp H., 2001**, Characterisation of UMTS FDD Channels, 2001, A thesis submitted to the University of Manchester Institute of Science and Technology for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering and Electronics, Manchester, United Kingdom
21. **Rappaport T.S., 1996**, Wireless Communications, Prentice Hall PTR, New Jersey, 635 p.

EKLER

EK A. Yankı güç profilini, geçiş işlevini ve eş zamanlama sonucu elde edilen geçiş işlevini hesaplamak için MATLAB dilinde yazılmış program

```
function [APDP,IRs,TF,TFsyn,srf]=IR(x,tara,orn,nfft)
% tara=[tara1 tara2] tara1:tara2 arasindki taramalar isleme tabi
% orn=[orn1 orn2] orn1:orn2 arasindaki ornekleri isleme tabi
% nfft noktali FFT
% IRc: karmasik degerli birim vurus tepkеси h(t,tho)
% IRs: birim vurus tepkeleri
% APDP zamanla degisen yanki profillerini ortalamasi IRc den de
% belirlenebilir APDP=mean(abs(IRc).^2);
% IRsyn: es-zamanlanmis IR ler : karmasIK degerli
% TF ve TFsyn den IRc ve IRsyn den elde edilen TF ler

% tarama sıklığının hesaplanması
nsamp=x(2);
samps=[2001 4001 5001 10001];
srfpool=[250 250 100 100]; clkdivpool=[20 10 20 10];
samps=(samps-x(2)).^2;
[minval,minindx]=min(samps);
srf=srfpool(minindx);%
% srf=250;

x(1:3)=[]; % veri toplama unitesi parametrelerine ait ilk uc ornegi sil
x=x-mean(x);

% analog sayisal cevirci cikisindaki DC bileşeni yok etmek için Butterworth yüksek
geçiren süzgeçleme
wn=[.04];
[c,d]=butter(4,wn,'high');
x=filter(c,d,x);
```

```

% tarama sayısını hesapla, x'i yeniden biçimlendir
nsw=length(x)/nsamp;
x=reshape(x,nsamp,nsw);% 10001,100);
x=x';

% yankı-güç profilinin hesaplanması
for i=tara(1):tara(2)
xc=fft(x(i,orn(1):orn(2)),nfft);'
xc((nfft/2)+1:nfft)=[];
gIR=abs(xc).^2;
IRs(i,:)=gIR;

%%%%%% EŞ ZAMANLAMA
[a,b]=max(gIR'); % En güçlü yankının açısını hesapla
teta=angle(xc)-angle(xc(b));%kalan yankı bileşenlerinin açısını en güçlü yankıya göre
hesapla
%elde edilen açılarını kullanarak birim vuruş tepkelerini hesapla
xcs=abs(xc).*(cos(teta)+j*sin(teta));

%%% Geçiş işlevinin ve eş zamanlanmış geçiş işlevinin hesaplanması
TF(i,:)=fft(xc,nfft/2);
TFsyn(i,:)=fft(xcs,nfft/2);%.*hamming(length(xcs))',nfft/2);
end
APDP=mean(IRs);

```

EK B.yankı gecikme dağılımının etkin değerini hesaplamak için MATLAB dilinde yazılmış program

%hesaplanacak verinin boyutuna göre işleme alınacak satır sayısını al

n=20;%n=15;

xc0=IRs;

%zaman düzlemini xc0 ın boyutuna ve tarama sıklığına bağlı olarak ölçeklendir.

sw=size(xc0);td=linspace(0,500e3*2/(60e6*srf),sw(2));

%belirlenen boyuta göre yankı profilinin sütun ortalaması al gürültü eşiğinin üstündeki değerleri bul

for i=1:n

xc0p(i,:)=(mean(abs(xc0((i-1)*sw(1)/n+1:i*sw(1)/n,:)).^2));

end

%dB ye çevir

xc50r0=10*log10(xc0p);xc50r0=xc50r0-max(max(xc50r0));

%yankı gecikme dağılımının etkin değerini hesapla

for i=1:n

[ad,DS50r0(i)]=findDS(td,xc50r0(i,:)-max(xc50r0(i,:)),35,25);

end

clear xc0p;

%tüm taramaların kullanıldığı bir ortalama yankı profili hesapla

n=1;

xc0p(1,:)=(mean(abs(xc0).^2));

xc1r0=10*log10(xc0p); %xc1r1=10*log10(xc1p);

xc1r0=xc1r0-max(xc1r0); %xc1r1=xc1r1-max(xc1r1);

% [AD1r1,DS1r1]=findDS(td,xc1r1,35,25);

EK C. Frekans ilinti fonksiyonunu ve tutarlı bant genişliğini hesaplamak için MATLAB dilinde yazılmış program

%Birim vuruş tepkesini ve geçiş işlevlerini kullanarak frekans ilinti fonksiyonunu iki yöntemle hesapla

% YP_{ort} ' a hızlı Fourier dönüşümü uygula

```
FCFir=fftshift(abs(fft(mean(IRs))))/max(fftshift(abs(fft(mean(IRs)))));
```

%Geçiş işlevlerine 'corrcoef' uygula

```
aa=corrcoef(TFsyn(:,:));
```

%Elde edilen matrisin (boyutu mxm olan) m/2. satır veya sütununu al

```
FCFtsyn=aa(1000,:); %farklı konumlar için boyut farklı olabilir
```

```
bb=corrcoef(TF(:,:));
```

```
FCFtf=bb(1000,:); %farklı konumlar için boyut farklı olabilir
```

% Tutarlı bant genişliği hesaplanıyor

%Farklı konumlar için farklı matrislerde toplanan frekans ilinti fonksiyonlarını yükle

load URveribir %Farklı konumlar için yüklenen veri farklı olacaktır

```
cc=0.5; %cc=0.75; cc=0.9;% İlinti katsayısının seçilmesi
```

```
skala=0.03;%Farklı konumlar için değeri değişebilen x ekseni ölçeği
```

```
for x=1:length(URFCFtf)
```

```
  a=abs(URFCFtf(x,:));
```

```
  %a=eFCFir(x,:);
```

```
  %a=abs(URFCFtfsyn(x,:))
```

```
  c=a-cc;
```

```
  for i=1:999 %Farklı konumlarda farklı matris boyutuna göre değişebilir
```

```
    gec1(i)=c(i)*c(i+1);
```

```
  end
```

```
  bc=find(gec1<0);
```

```
  xe=length(bc);
```

```
  bc1(x)=bc(xe);
```



```
for i=1:1000 %Farklı konumlarda farklı matris boyutuna göre değişebilir
```

```
  gec2(i)=c(i+999)*c(i+1000);
```

```
end
```



```
bcc=find(gec2<0);  
bc2(x)=bcc(1)+999;  
end  
for k=1:length (URFCFtf)%Tutarlı bant genişliği hesaplanıyor  
    eBctf(k)=skala*(bc2(k)-bc1(k));  
end
```

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında HATAY-İskenderun'da doğdu. İlköğrenimini Necati Bey İlkokulu'nda(Boğazlıyan- YOZGAT), orta öğrenimini Mehmet Akif Ersoy Ortaokulu'nda (Milas - MUĞLA) ve lise öğretimini Atatürk Lisesi'nde (ÇORUM) tamamladı. 1996 yılında Ondokuzmayıs Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitime başladı ve 2001 yılında bu bölümden Elektrik-Elektronik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. 2004 yılı içinde Ondokuzmayıs Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans eğitime başladı. Şu anda Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.