

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
KISALTMA LİSTESİ	iv
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
ÇİZELGE LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT.....	x
1. GİRİŞ	1
1.1 Boğucu işaretleri Haberleşme Spektrumdan Çıkarma Teknikleri	2
1.2 Kullanılan Diğer Boğucu İşaret Çıkarma Yöntemleri	3
1.2.1 Zaman-Frekans Bölgesi Yöntemleri	3
2. İŞARETLERİN ZAMAN-FREKANS GÖSTERİMLERİ	6
2.1 Belirsizlik Prensibi.....	7
2.2 Zaman-Frekans Gösterimleri	8
2.2.1 Kısa-Süreli Fourier Dönüşümü	8
2.2.2 Wigner Dönüşümü	10
2.2.3 Dalgacık Dönüşümü.....	13
2.3 KSFD, WD ve DD Arasındaki Farklar	13
3. YAYILI SPEKTRUM HABERLEŞMESİ VE CDMA	17
3.1 Yayılı Spektrum Haberleşmesi	17
4. BOĞUCU İŞARETLERİN ÇIKARIMI İLE İLGİLİ YAPILMIŞ ARAŞTIRMALAR	25
5. TASARLANAN DS-SS HABERLEŞME SİSTEM MODELİ	30
5.1 Sistem Marjı.....	31
5.2 Kanal Yapısı.....	33
5.3 Alıcıda Gerçekleştirilen Zaman-Frekans İşaret İşleme.....	35
6. BENZETİMLER.....	41
6.1 Boğucu İşaretin Ton İşareti Olduğu Durum	43
6.2 Boğucu İşaretin Çörp İşaret Olduğu Durum	45
6.3 İşlem Karmaşıklığı.....	55
7. Sonuçlar	56

KAYNAKLAR	58
EKLER.....	62
Ek1: Çalıştırılan programın algoritması	63
Ek 2 Benzetim Programları.....	64
ÖZGEÇMİŞ	74

KISALTMA LİSTESİ

ASK	Genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude shift keying)
BER	Bit hata oranı (Bit error rate)
BPSK	İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary phase shift keying)
CDMA	Kod bölmeli çoklu erişim (Code division multiple access)
DD	Dalgacık dönüşümü
DS-YS	Doğrudan sıralı yayılı spektrum
FD	Fourier dönüşümü
FS-SS	Frekans atlamalı yayılı spektrum
FSK	Frekans kaydırmalı anahtarlama (Frequency shift keying)
KSFD	Kısa-süreli Fourier dönüşümü
JSR	Boğucu işaret gücünün, gönderilmek istenen işaret gücüne oranı (Jamming-to-signal ratio)
PG	İşlem kazancı (Processing gain)
PN	Sözde rasgele gürültü (Pseudo-random sequence)
PSD	Güç spektral yoğunluğu (Power density distrubiation)
PSK	Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase shift keying)
SNR	İşaret-gürültü oranı (Signal-noise ratio)
WD	Wigner dağılımı

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 İşaretin zaman ve frekans bölgelerine dönüşümü.....	6
Şekil 2.2 KSFD imgesinin hesaplanması.....	9
Şekil 2.3 İki bileşenli çörp işareti.	9
Şekil 2.4 KSFD hesabı için kullanılacak iki farklı pencere.....	10
Şekil 2.5 (a) Şekil 2.4.a'daki pencere ile; (b) Şekil 2.4.b'deki pencere ile; hesaplanmış KSFD imgesi.	10
Şekil 2.6 (a) KSFD; (b) DD'nin zaman-frekans aralıklarının karşılaştırılması.....	14
Şekil 2.7 İki bileşenli işaretin WD'si.	14
Şekil 2.8 İki bileşenli işaretin 3 boyutlu WD'si.	15
Şekil 2.9 Aynı işaret için KSFD imgesi.....	15
Şekil 2.10 Aynı işaretin 3 boyutlu KSFD imgesi.	15
Şekil 2.11 Hanning penceresi.	16
Şekil 3.1 Yayılı spektrum işaretleri: (a) iletilmek istenen işaret; (b) doğrudan-sıralı işaret; (c) frekans atlamalı işaret.....	18
Şekil 3.1 DS-YS işaretin oluşturulması.	20
Şekil 3.2 DS-YS haberleşme yönteminin blok şeması.	21
Şekil 3.2 Alıcıda alınan DS-YS işareti [Fakatselis, 1997].....	22
Şekil 3.3 DS-SS sistemin alıcısında gerçekleşen olaylar [Fakatselis, 1997].	24
Şekil 4.1 JSR-BER eğrileri (a) Çörp boğucu işaret için, (b) Frekans atlamalı boğucu işaret için [Amin, 1997].	26
Şekil 4.2 JSR-BER grafiği [Wang ve Amin, 1998].	27
Şekil 4.3 JSR-BER eğrisi [Lach vd., 1999].	27
Şekil 4.4 SNR-BER eğrileri [Tazebay ve Akansu, 1995].	28
Şekil 4.5 JSR-BER Eğrisi [Ouyang ve Amin, 2001].	29
Şekil 5.1 BPSK'lı CDMA'li işaret.....	31
Şekil 5.2 Rayleigh ve Rician Kanal modeli, (a) Doğrudan yol yok, Rayleigh kanal, (b) Doğrudan yol var, diğer yollara baskın olan bu yol nedeniyle Rician Kanal [Mathworks].	33
Şekil 5.3 Rayleigh kanalda, taşıyıcı frekansı 900MHz olan bir işaretin zarfının değişimi.	34
Şekil 5.4 Tasarlanan haberleşme sistemi.	35
Şekil 5.5 Çörp tipi boğucu işaretin aralıklarla karıştığı bir DS-YS haberleşme sisteminde alıcıya gelen işaretin KSFD'si.....	35
Şekil 5.6 Şekil 5.5'den eşiklenerek elde edilen şablon imge.	36
Şekil 5.7 Sisteme eklenen boğucu işaret ile boğucu işaretin kestirimi.	37
Şekil 5.11 Sisteme karıştığı varsayılan ton tipi boğucu işaret.	39
Şekil 5.12 Sisteme karıştığı varsayılan ton tipi boğucu işaretin iletilmek istenen işarete sürekli olarak verilmesi.	39
Şekil 5.13 Şekil 5.12'deki işaretin KSFD'si.....	40
Çizelge 6.5 Gürültü ve kanal zayıflatmasının olmadığı durumda sistemin boğucu işaret çıkarma başarımı (%)	42
Çizelge 6.6 Kanal zayıflatmasının olmadığı sadece gauss gürültüsü eklenmiş durumda sistemin boğucu işaret çıkarma başarımı (%)	43
Şekil 6.1 JSR 20dB iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=2$).....	43
Şekil 6.2 JSR 20dB iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=10$).....	44
Şekil 6.3 JSR 20dB iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR-Doğruluk değişimi ($f_s/f_d=10$).....	44
Şekil 6.4 JSR 20dB iken tek bileşenli çörp tipi boğucu işaret için SNR-BER değişimi	

($f_s/f_d=4$).....	46
Şekil 6.5 JSR 20dB iken tek bileşenli çörp tipi boğucu işaret için SNR–Doğruluk değişimi ($f_s/f_d=4$).....	46
Şekil 6.6 JSR 20dB iken tek bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=2$).....	47
Şekil 6.7 JSR 20dB iken iki bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.	47
Şekil 6.8 JSR 20dB iken tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi	48
Şekil 6.9 JSR 20dB iken iki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi.	48
Şekil 6.10 JSR 30db tek bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.	49
Şekil 6.11 JSR 30db iki bileşenli iki bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.....	49
Şekil 6.12 JSR 30dB iken tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi.	50
Şekil 6.13 JSR 30dB iki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER grafiği.....	50
Şekil 6.14 Tek bileşenli boğucu işaret için JSR-BER değişimi.....	51
Şekil 6.15 Tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığında JSR-BER değişimi.	51
Şekil 6.16 Tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında ve kullanılmadığında JSR-BER değişimi ($SR=0dB$ iken).	52
Şekil 6.17 İki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında JSR-BER değişimi.	52
Şekil 6.18 İki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında ve kullanılmadığında JSR-BER değişimi.	53
Şekil 6.19 (a) Haberleşme sistemine karışan boğucu işaret; (b) KSFD ile elde edilen boğucu işaretin kestirimi.	53
Şekil 6.20 Alıcıya ulaşan toplam işaretin KSFD'si.....	54
Şekil 6.21 Şablon imgeden elde edilen boğucu işaretin KSFD'si.....	54
Şekil 6.22 Alıcıda alınan işaretin üç boyutlu KSFD imgesi.	54
Şekil 6.23 Boğucu işaretin üç boyutlu KSFD imgesi.	55

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 Boğucu işaret çıkarma yöntemleri [Kandangath, 2001]	3
Çizelge 5.1 IEEE 802.11b Standartları	32
Çizelge 6.1 Benzetimlerin oluşturulduğu program parametreleri.....	41
Çizelge 6.2 İletimin gerçekleştiği kanal parametreleri	41
Çizelge 6.3 KSFD parametreleri.....	41
Çizelge 6.4 Rayleigh kanalda alıcı ile verici arasındaki çoklu yol sayısına göre başarımlar (%)	42
Çizelge 6.7 JSR 20dB için $f_s/f_d=4$ iken SNR-BER ve Başarımlar-BER değişimleri.....	45
Çizelge 6.8 JSR 20dB için $f_s/f_d=4$ iken KSFD boğucu işaret çıkarma tekniği kullanılmadığı durumda SNR-BER ve Başarımlar-BER değişimleri	45

ÖNSÖZ

Gelişen teknoloji ile birlikte günümüzde kablosuz haberleşme sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerde iletim ortamındaki gürültü ve boğucu işaretler iletimin kalitesini düşürmekte ve gönderilmek istenen verinin alıcıda doğru olarak alınmasını engelleyebilmektedir. Bu durum kablosuz haberleşme sistemleri için büyük bir problemdir. Bu tezde haberleşme sistemine karıştırılan boğucu işaretlerin alıcıda çıkarılması ve haberleşme sisteminin boğucu işaretlerden en az etkilenmesi için yeni bir yöntem önerilmiştir.

Yaptığım çalışmanın her adımında bana çok büyük yardımları olan çok değerli ve sevgili hocam Yrd. Doç. Dr. Lütfiye Durak'a teşekkürü borç bilirim. Gerek gösterdiği sonsuz sabrı, gerekse umutsuzluğa düştüğüm anlarda bana cesaret verdiği ve yol gösterdiği için sevgili hocama minnettarım.

Özellikle tez yazım sürecinde desteklerini her an yanımda hissettiğim sevgili aileme ve beni yalnız bırakmayan arkadaşlarıma teşekkür ederim.

ÖZET

Gelişen teknoloji ile birlikte haberleşme sistemlerinde çoğunlukla kablosuz iletişim teknikleri tercih edilmekte ve bu tekniklere olan ilgi giderek artmaktadır. Farklı haberleşme sistemleri farklı frekans bantlarında iletim yapsalar bile her bir işaret, bir diğeri için bozucu etki gösterebilmektedir. Kasıtsız olarak gerçekleşen bu tip bozucu etkiler, sisteme boğucu işaretlerin karıştırılmasıyla kasıtlı olarak da yapılabilir. Özellikle askeri uygulamalarda karşılaşılan bu durumdan en az etkilenmek için kullanılan bir yöntem doğrudan sıralı yayılı spektrum (DS-SS) teknikleriyle gerçekleştirilen kod bölüşümlü çoklu erişim (CDMA) haberleşmesidir. DS-SS ile CDMA'de işaret, genellikle ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) ile modüle edildikten sonra, PN sözde rasgele kodu ile çarpılarak frekansta yayılmakta ve kendi bant genişliğinden oldukça büyük bir bant genişliği ile iletilmektedir.

Bu tezde bir DS-SS haberleşme sisteminden boğucu işaret çıkarımı için yeni bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntem ile alınan işarete zaman-frekans dağılımlarından kısa-süreli Fourier dönüşümü (KSFD) uygulanarak boğucu işaretin kestirimi yapılmakta ve elde edilen kestirim alıcısındaki toplam işareten çıkarılmaktadır. KSFD tekniği ile elde edilen kestirim başarımları oldukça yüksektir. Tasarlanan haberleşme sisteminde kanal, alıcı ile vericinin birbirini görmediği ve çok yollu sönmülemeli bir Rayleigh kanal olarak modellenmiştir. Bu haberleşme sistemi, sisteme karışan boğucu işaretin ton ve çok bileşenli çörplerden oluşması durumları için ayrı ayrı incelenmiştir. Her bir durum için bit hata oranının (bit error rate, BER) değişimi, hem işaret gürültü oranına (signal to noise ratio, SNR) hem de boğucu işaretin gönderilmek istenen işarete oranına (jammer to signal ratio, JSR) göre incelenmiştir.

Benzetimlerde, SNR değerleri $[-12, 12]$ aralığında değiştirilerek her bir SNR değeri için verinin alıcıda doğru olarak alınma başarımları (%) hesaplanmıştır. Buna göre, SNR $0dB$ 'den yükselmeye başladığında bu başarımlar $97,5$ 'den 100 'e yükselmektedir. KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yapılmadığında ise bu değerler 86 'dan 90 'a kadar yükselmektedir. SNR'ın $-12dB$ olduğu durumda KSFD ile boğucu işaret çıkarımı tekniği kullanıldığında başarımlar $68,45$ iken, bu teknik kullanılmadığında başarımlar 62 'dir.

Anahtar kelimeler: Boğucu işaret, boğucu işaret çıkarımı, zaman-frekans analizi, kısa-süreli Fourier dönüşümü, kod Bölüşümlü çoklu erişim (CDMA), doğrudan sıralı yayılı spektrum (DS-SS).

ABSTRACT

In recent years, with the progress of technological developments, wireless techniques are mostly preferred in communication systems and vast amount of research effort has been invested in this area. Although different communication systems are employed in different frequency bands, the generated signals may interfere with the other systems. Such unintentionally formed corrupting effects can also be performed intentionally by mixing jammers to the desired communication signals that are mostly encountered in military applications. To suppress the effect of jammers on the received signal, code-division multiple access (CDMA) communication is employed and the CDMA standard (IS-95) is realized by direct sequence spread spectrum (DS-SS) techniques.

In DS-SS systems, the transmitted signal is spread in the frequency band by a PN (pseudo-random sequence) code multiplication which is usually followed by a BPSK modulation. Therefore, the bandwidth of the transmitted signal is larger than the bandwidth of the signal itself.

In this thesis, a novel jammer excision technique is proposed for DS-SS communication systems. The jammer signal is estimated by using the short-time Fourier transform (STFT) analysis of the received signal and the jammer estimation is subtracted from the received signal in time domain afterwards.

In the designed communication system, a Rayleigh channel model is chosen due to the absence of line-of-sight (LOS) between the transmitter and the receiver and also due to the multi-path fading effect. Rayleigh model is exceptionally convenient for heavily built-up urban environments.

In the simulations, the percentage of the signal received accurately in the receiver is evaluated for every SNR value in the range of $[-12\ 12]$. According to these results, when the SNR value is increased from 0dB , the accuracy of the system is increased up to 100 percent from 97.5 percent. When the jammer signal is not extracted by STFT techniques, these values are increased up to 90 percent from 86 percent. The accuracy rates when SNR value is equal to -12dB are obtained as 68.45 percent by using the jammer signal extracted by STFT techniques and 62 percent by not using the STFT technique.

Keywords: Jammer, jammer excision, time-frequency analysis, time-frequency distributions, short-time Fourier transform, code-division multiple access (CDMA), direct sequence spread spectrum (DS-SS).

1. GİRİŞ

Gelişen teknoloji ile birlikte haberleşme teknolojilerinde çoğunlukla telsiz sistemler kullanılmakta ve kablosuz sistemlere olan ilgi giderek artmaktadır. Farklı haberleşme cihazları farklı frekans bantlarında iletim yapmasına rağmen, her bir işaret bir diğeri için bozucu etki gösterebilmektedir. Bunun en basit örneği cep telefonuna arama geldiğinde televizyon ya da radyo işaretlerinin bozulmasıdır. Kasıtsız olarak gerçekleşen bu bozulma kasıtlı olarak da gerçekleştirilip, işaretin iletildiği ortama yüksek güçlü başka bir işaret karıştırılarak, iletilecek işaretin doğru olarak alıcıda alınması engellenebilmektedir. Özellikle askeri uygulamalarda karşılaşılan bu işaretlere “boğucu işaretler” adı verilir. Boğucu işaretler genellikle zamanla değişen bir yapıdadır, bu nedenle de birçok frekans bileşenini içermektedir [Durak, 2003].

Haberleşme sisteminde gürültü ve boğucu işaretlerden etkilenen veride iletim sırasında oluşacak hatanın en aza indirgenmesi oldukça önemlidir. Bu amaçla CDMA (Code Division Multiple Access, Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim) haberleşme tekniği kullanılabilir. CDMA, zaman ve frekans bölümlü çoğullamaya bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Kullanıcı, zaman bölümlü çoğullamada (TDM), belirli zaman dilimlerinde tüm frekans spektrumunu kullanırken, frekans bölmeli çoğullamada (FDM), belirli frekanslarda tüm zamanı kullanma hakkına sahip olur. CDMA’de ise durum farklıdır, her bir kullanıcı hem zaman hem de frekans bandının tamamını belirli bir kod sayesinde kullanabilmektedir. Kullanılan kod ile iletilmek istenen işaret tüm frekans bandına yayıldığı için, işaret gürültü ve boğucu işaretlere karşı daha dirençli olur. CDMA tekniğini popüler yapan da bu niteliğidir. CDMA tekniğinde yayılı spektrumunu kullanır [Groe ve Larson, 2000]. Yayılı spektrum iki farklı yöntem ile gerçekleştirilir:

- Doğrudan Sıralı Yayılı Spektrum (DS-YS)
- Frekans Atlamalı Yayılı Spektrum (FA-YS)

FA-YS, işaretin taşıyıcı frekansının bir band etrafında sözde-rasgele biçimde hareket ettirilmesi (atlaması) ile gerçekleştirilen bir yöntemdir. IS-95 standardında kullanılan yayılı spektrum çeşidi DS-YS’dir. DS-YS, işaretin her bir bitinin PN (pseudo-noise) adı verilen sözde rasgele kod ile çarpılarak kanalda daha fazla bit iletilmesi ile gerçekleştirilir. PN kodunun bit süresi, verinin bit süresine oranla oldukça küçük olduğu için, veri frekans bölgesinde yayılmaktadır. Bu çarpım sonrasında verinin iletim kanalında kaplayacağı bant genişliği büyümekte, kullanılan PN kodunun uzunluğuna bağlı olarak da gürültü ve boğucu

işaretlere karşı dayanıklılığı artmaktadır. Ancak artan boğucu işaret güçlerinde DS-YS tek başına yeterli performansı sağlayamadığından ilave bir sisteme ihtiyaç duyulmaktadır.

Gönderilmek istenen işareti kasıtlı ya da kasıtsız olarak bu tür bozulmalardan etkilenmeden ya da en az etkilenmiş olarak alıcıda elde edebilmek için literatürde birçok çalışma bulunmaktadır. Bu tekniklerin ortak özelliği hepsinde çeşitli yöntemler ile boğucu işaretin spektral özelliklerinin belirlenmesidir. Sonrasında ise uygun bir yapı geliştirilir. Bu yapı, boğucu işaretin frekansında çalışan bir çentik filtre ya da sonlu yanıtı filtre olabileceği gibi, zaman bölgesinde yapılacak bir çıkarma yöntemi de olabilir.

Boğucu işaretleri haberleşme sisteminden çıkarmak için kullanılan çeşitli yöntemlerden bazıları uyarlamalı filtreler [Haimovich vd., 1994; Milstein, 1998], zaman-frekans bölgelerinde filtreleme [DiPietro, 1989], altuzay işlemleri [Zhang vd., 2001] ve genlik bölgesinde filtrelemedir [Abimoussa ve Landry, 2000]. Bu yöntemler bir alt bölümde detaylandırılacaktır.

1.1 Boğucu işaretleri Haberleşme Spektrumdan Çıkarma Teknikleri

Boğucu işaretlerle mücadele etmenin birçok yöntemi vardır. Bu yöntemlerden hangisinin seçileceği maliyet, uzay sınırlamaları, güç tüketimi ve yöntemin kullanılacağı alan gibi çeşitli etmenler tarafından belirlenmektedir. Boğucu işaretler dar bantlı ya da geniş bantlı olabilirler. Dar bantlı boğucu işaretlerin çıkarımında uyarlanır filtreler, zaman-frekans metotları, uyarlanır anten dizileri ve alt uzay işlemleri kullanılırken, geniş bantlı boğucu işaretler için, zaman-frekans bölgesi teknikleri ve uzaysal anten dizilerini kullanmak daha uygundur. Zaman-frekans metotlarında, kısa-süreli Fourier dönüşümü (KSFD) temelli işlemler, filtre bankaları, dalgacık dönüşümü ve alt uzay işleme yöntemleri, düşük maliyetli, düşük güç gerektiren uygulamalar için tercih edilebilirler. Anten dizileri pahalıdır ve bu yöntemle gerçekleştirilecek uygulamalar, GPS sistemlerinde, uçakta ve denizcilik alanında kullanılacak sistemler ile sınırlıdır [Kandangath, 2001]. Füze sistemleri genellikle uzay sınırlamalıdır, bu nedenle anten dizilerinin burada kullanımı uygun olmamaktadır. Bir diğer kısıtlamada çevresel etmenlerdir. Uçak veya füze sistemleri için, hareket hızından dolayı çevre ortamı çok hızlı değişmektedir. Dolayısıyla burada kullanılacak sistemler, çevresel koşullara çok hızlı uyum sağlayacak yöntemler olmalıdır. KSFD temelli yöntemler bu tarz uygulamalar için oldukça uygundur. Uyarlamalı antenlerde hızlı değişen ortamlarda kullanılmak üzere tasarlanabilir. Çizelge 1.1’de boğucu işaretler ile mücadele etmek için kullanılan çeşitli yöntemlerin bir karşılaştırılması sunulmuştur.

Çizelge 1.1 Boğucu işaret çıkarma yöntemleri [Kandangath, 2001]

	Maliyet	Boyut	Güç	Karmaşıklık
Uyarlanır Filtreler	Düşük	Küçük	Düşük	Düşük
Zaman-Frekans Bölgesi				
KSFD	Düşük	Küçük	Düşük	Düşük
Filtre Bankası	Düşük	Küçük	Düşük	Düşük
Dalgacık Dönüşümü	Düşük	Küçük	Düşük	Düşük
Alt Uzay İşleme	Düşük	Küçük	Düşük	Yüksek
Uyarlanır Antenler				
Yönlendirmesiz (Null Steering)	Yüksek	Büyük	Yüksek	Yüksek
Işın Huzmesi (Beam Forming)	Yüksek	Büyük	Yüksek	Yüksek

1.2 Kullanılan Diğer Boğucu İşaret Çıkarım Yöntemleri

Uyarlanır filtreler dar bantlı boğucu işaretler için oldukça iyi sonuçlar vermektedir ve düşük güç gerektiren, küçük boyutlu uygulamalarda başarıyla kullanılmaktadır [Haimovich ve Vadhri, 1993; Milstein, 1998]. Bu yöntemin dezavantajı, boğucu işaretlerin tahmin edilebilir bir işaret olmadığı durumlarda kullanılamamasıdır. Eğer bir boğucu işaret kestirilebilir bir yapıya sahip ise, alınan işaretten kestirilen boğucu işaretin çıkarılması mümkündür. Uyarlanır filtreler tekniği, en küçük karesel hata algoritması gibi tahmin edici filtreler kullanarak hatayı en küçük yapmaya çalışır [Badke, 2002].

Zaman-Frekans Bölgesi Yöntemleri

Boğucu işaretin kestirimini elde etmek için, işarete zaman ve frekans bölgesinde çeşitli yöntemler uygulanır. Zaman-frekans bölgesi filtreleme ve alınan işaretin dönüşüm uzayını kullanarak bilgi işaretinden boğucu işaretin çıkarımı bu yöntemlerdendir. Zaman-frekans dağılımları işaretin enerjisinin dağılımı hakkında fikir verir. Bu sayede, boğucu işaretin analizinde zaman-frekans dönüşümlerinden yararlanılır. En bilinen dönüşüm tekniği olan Fourier dönüşümü (FD) durağan olmayan boğucu işaretler için yeterli bilgi vermediğinden, kısa-süreli Fourier dönüşümü (KSFD), Wigner dönüşümü (WD) ve dalgacık dönüşümü (DD) gibi hem zaman hem de frekans bilgisini bulunduran zaman-frekans dönüşüm yöntemleri kullanılmaktadır.

Burada dikkat edilmesi gereken nokta, işaretin zaman-frekans imgesi üzerinde, boğucu işareti çıkarmak için kullanılacak eşik değerin iyi belirlenmesi gereğidir. Bu eşik değeri yanlış seçildiğinde zaman-frekans imgesinden doğru olarak zaman bölgesine geçiş yapılamaz. Bu yöntemin dezavantajı, yöntemin sadece boğucu işaretin asıl işaretten güçlü olması durumunda iyi çalışıyor olmasıdır. Aşağıda zaman-frekans dönüşümleri yoluyla boğucu işaret çıkarım teknikleri özetlenmektedir.

- **KSFD ile:** KSFD temelli yöntemler, dar bantlı boğucu işaretlerin, düşük güç gerektiren uygulamalarında asıl işaretten çıkarımı için kullanılır [DiPietro, 1989]. KSFD yönteminde işaretin bölümleri bir pencere fonksiyonu ile sırasıyla alınır ve bu pencerelenmiş bölgelerin Fourier dönüşümü hesaplanır. Bu yöntem hızlı değişen ortamlar için kullanılacak sistemler için avantajlıdır.
- **Filtre Bankaları ile:** Filtre bankaları [Jones ve Jones, 1992], frekans bölgesinde spektral sızmayı azaltmak için ve zaman bölgesinde istenilen işaretin mükemmel bir şekilde geri oluşturulmasını elde etmek amacıyla kullanılır. Bu yöntem KSFD'nin tüm avantajlarını taşımakla beraber, en az işaret bozunumu ile düşük güç gerektiren uygulamalarda kullanılır.
- **DD ile:** Zaman ile frekans arasında var olan ters ilişki nedeniyle KSFD yöntemi çözünürlük problemi yaşamaktadır. DD bu ters ilişkiyi kontrol edebilir yapıdadır ve bu özelliği dolayısıyla KSFD'den daha iyi bir çözünürlük sağlamaktadır. DD, işareti alçak ve yüksek geçiren filtreler kullanarak hızlı bir şekilde alt bantlara ayırır. KSFD ile analizde kullanılan pencereye bağımlı olarak sabit bir çözünürlük elde edilirken, DD'de elde edilen çözünürlük değişkendir. Düşük frekans değerleri için başarılı olan DD, yüksek frekanslarda aynı başarıyı gösterememektedir.
- **WD ile:** Karesel bir dönüşüm olan WD diğer dönüşümler ile karşılaştırıldığında oldukça iyi zaman-frekans çözünürlüğü vermekte, ancak karesel işlemlerden dolayı iki ve daha çok bileşenli işaretlerde çapraz terim üretmektedir. Zaman-frekans düzleminde çapraz terimlerin varlığı, gösterimin kalitesini önemli ölçüde azaltmaktadır. WD, KSFD'den daha iyi çözünürlük vermekle beraber iki ve/veya daha fazla bileşen için çapraz terim ürettiği için geriye dönüşler probleme neden olabilmektedir.
- **Alt Uzay İşlemleri:** Boğucu işaretlerin asıl işaretten çıkarılması için birçok alt uzay işleme tekniği bulunmaktadır. Boğucu işaretin anlık frekansının kestirimi bu yöntem ile Zhao ve ekibinin (2000) çalışmalarındaki gibi hesaplanmaktadır.

Bir diğerk yaklaşımda da boğucu işaretin anlık frekansının kestirimi yapılarak işaretin içindeki boğucu işaret çıkarılmaktır [Zhao vd. , 2000]. Boğucu işaretin anlık frekansının kestirimi, işaretin zaman-frekans bölgesinden elde edilir.

Bu tezde, Bölüm I’de zaman-frekans dağılım yöntemlerinden KSFD, DD ve WD detaylandırılmıştır, Bölüm II’de işaretlerin zaman-frekans dağılımlarının önemi üzerinde durulmuş ve durağan olmayan işaretler için çeşitli dönüşüm yöntemleri incelenmiştir. Bu yöntemlerin avantajları ve dezavantajları açıklanmış, bu tez için kullanılacak yöntem belirlenmiştir.

Bölüm III’de yayılı spektrum haberleşme tekniğı tanıtılmış, niçin tercih edildiğı açıklanmış ve bu modülasyon tekniğinin gerçekleşme şekli gösterilmiştir. Yayılı spektrumun gürültüye ve boğucu işaretlere karşı dayanıklılığı karakterize edilerek, yüksek boğucu işaret güçlerinde yetersizliğı teorik ve benzetim düzeyinde ortaya konmuştur.

Bölüm IV’de ise, literatürde bu amaçla yapılan çalışmalardan bahsedilerek, kullanılan değişik yöntemler tanıtılmıştır. Çalışmamız kapsamında tasarlanan sistemin tanıtılması ve gerekli işaret-kanal modellemeleri Bölüm V’de matematiksel modelleri ile açıklanmıştır. Ayrıca işarete uygulanan BPSK ve CDMA modülasyon parametreleri Bölüm V’de tablolanmıştır. Kanal için seçilen Rayleigh kanal modelinin kullanımın nedenleri de yine bu bölümde yer almaktadır.

Bölüm VI’da, IEEE 802.11.b standardına uygun olarak seçilmiş 2.4 Mbit/sn kablosuz haberleşme sistemleri için ton tipi, tek ve iki bileşenli çörp tipi boğucu işaretler için benzetimler sunulmuştur. Bölüm VII’de ise, daha önce yapılan çalışmalar ile performans değerlendirmesi yapılarak, sonuçlar ortaya konmuştur.

2. İŞARETLERİN ZAMAN-FREKANS GÖSTERİMLERİ

Konuşma, müzik, elektro-sefalogram (EEG) ve elektro-kardiyogram (EKG) gibi biyomedikal işaretlerin büyük bir çoğunluğu, yarasa, balina sesleri gibi biyolojik işaretler, kablosuz haberleşme kanallarının dürtü yanıtları, sonar, radar, sismik işaretlerin frekans davranışları zamana göre değişmektedir [Blahut 1991; Cohen, 1995; Destefano vd., 1997; Kwok vd., 2000; Tüfekçi vd., 2002]. Bu nedenle zaman-frekans işaret işleme tüm bu uygulama alanları için temel bir araştırma konusudur.

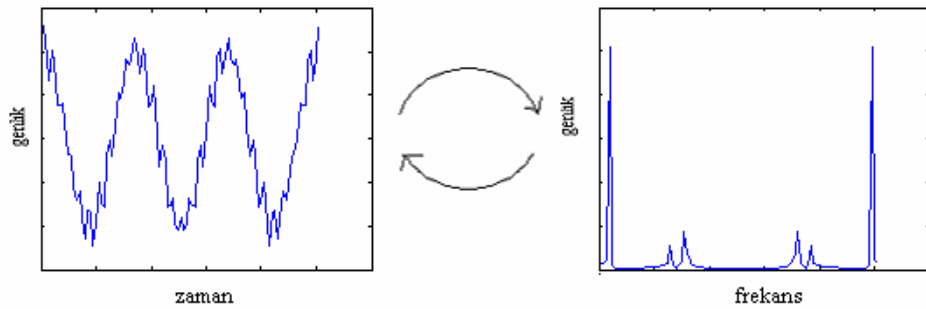
İşaretlerin, frekans içeriklerini anlamak için birçok farklı dönüşüm teknikleri kullanılmaktadır. Fourier Dönüşümü (FD) bu dönüşümlerinin temeli ve en bilinenidir. FD bir işareti farklı frekanstaki sünisoidal işaretlerin toplamı olarak almakta ve işaretleri farklı frekanslardaki sinüs/kosinüs bileşenlerine ayırmaktadır. FD ile işaretin içerdiği frekans bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.1.a)$$

Buna göre, dönüşüm bölgesinden zaman bölgesine geçiş:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.1.b)$$

şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 2.1’de bir işaretin zaman ve frekans bölgelerine dönüşümü yer almaktadır.



Şekil 2.1 İşaretin zaman ve frekans bölgelerine dönüşümü.

Örneğin, bir haberleşme kanalının karakteristiğinin bilinmesi, iletimin en iyi şartlarda yapılabilmesi için gereklidir. Bu karakteristikle, kanalın hangi frekanslara karşı nasıl davranacağı önceden kestirilebilir. Bir işaretin iletim için kapladığı bant genişliğinin

belirlenmesi için FD yeterli bir analiz aracı iken, zamanla frekans içeriği değişen bir ses işleme uygulamasında yetersiz kalmaktadır. Çünkü bu tür işaretlerde, işaretin hangi frekansları içerdiğinden çok, bu frekansların hangi zaman aralığında oluştuğu önemlidir.

İşaretler için frekans bilgisini veren FD, zaman bilgisi içermemekte ve frekans içeriği zamanla değişen durağan olmayan işaretler için yeterli bilgiyi taşımamaktadır [Gaunard ve Strifors, 1996]. Bu nedenle yeni zaman frekans dönüşümlerine ihtiyaç duyulmuştur. Bu dönüşümlerden en bilinenleri kısa-süreli Fourier dönüşümü (KSFD), Wigner dönüşümü (WD) ve dalgacık dönüşümü (DD)'dür.

Bu bölümde ilk olarak zaman-frekans analizlerinin önemli bir problemi olan ve bir işaretin belli bir zamandaki frekansının tam olarak belirlenemeyeceğini ifade eden belirsizlik prensibinin getirdiği kısıtlamalar incelenecek, devamında da, işaretlerin zaman-frekans gösterimleri üzerinde durularak, KSFD, WD ve DD dönüşüm teknikleri sırasıyla detaylandırılacaktır.

2.1 Belirsizlik Prensibi

Zaman-frekans analizlerinde işaretlerin zaman-frekans çözünürlüğünün yüksek olması istenir. Ancak aynı anda hem zamanda hem de frekansta yüksek çözünürlük elde etmek mümkün değildir. Belirsizlik prensibi olarak bilenen bu kuram, bir işaretin enerjisinin zaman ve frekans uzayında aynı anda belirlenemeyeceğini ifade etmektedir.

Bir $x(t)$ işaretinin zaman-genişliği ve bant genişliği sırasıyla T_x ve B_x , aşağıdaki şekilde ifade edilir ve zaman-bant genişliği çarpımı:

$$T_x B_x = \frac{\left[\int (t - \eta_t)^2 |x(t)|^2 dt \right]^{1/2} \left[\int (f - \eta_f)^2 |X(f)|^2 df \right]^{1/2}}{\|x\|^2} \geq \frac{1}{4\pi} \quad (2.2)$$

ile alttan sınırlıdır. Dolayısıyla, yukarıdaki ifadeye göre T_x ve B_x 'in birbirinden bağımsız olarak küçük seçilebildiği bir işaret oluşturulması mümkün değildir.

Bant genişliği W olan bir işaretin süresi $\frac{1}{4\pi W}$ 'dan küçük olamaz. Belirsizlik prensibinin varlığı, işaretlerin zaman-frekans gösterimlerinin çözünürlüğü noktasında doğal kısıtlamalar oluşturur.

(2.2) eşitliğinde $|x(t)|^2$ ve $|X(f)|^2$ ifadeleri işaretin zaman ve frekans bölgelerindeki

enerjileridir. η_t ve η_f ifadeleri ise (2.3) ve (2.4)'deki gibi tanımlanır:

$$\eta_t = \frac{\left[\int t |x(t)|^2 dt \right]}{\|x\|^2} \quad (2.3)$$

$$\eta_f = \frac{\left[\int f |X(f)|^2 df \right]}{\|x\|^2} \quad (2.4)$$

2.2 Zaman-Frekans Gösterimleri

2.2.1 Kısa-Sürelî Fourier Dönüşümü

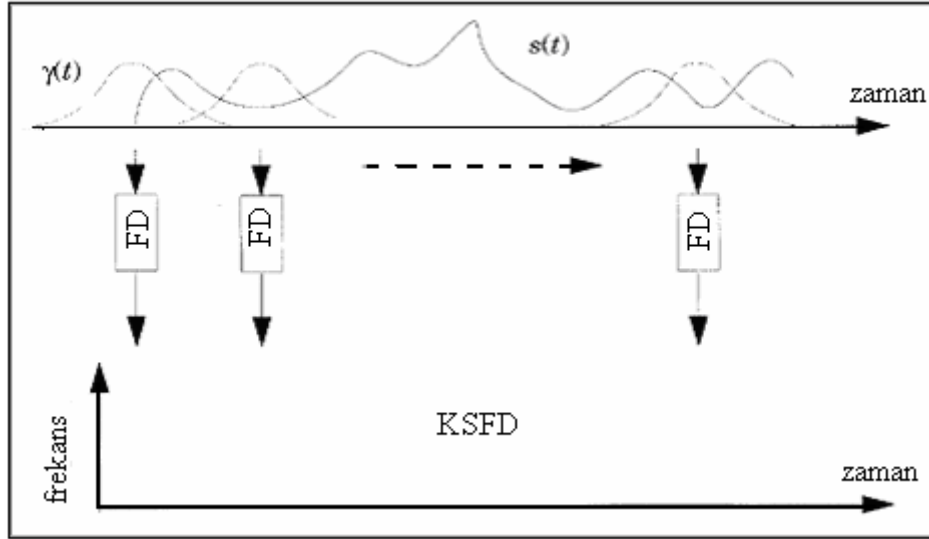
KSFD, durağan olmayan işaretler için sıkça kullanılan doğrusal bir zaman-frekans gösterimidir. İşaretin durağan kabul edilebilecek kadar olan bir kısmı, bir pencere fonksiyonu ile seçilir ve bu seçilen bölümün FD'si alınır. Bir $x(t)$ işareti için KSFD:

$$KSFD_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) g(\tau - t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $g(\tau)$ pencere fonksiyonunu, t ve f sırasıyla zaman ve frekans değişkenlerini göstermektedir.

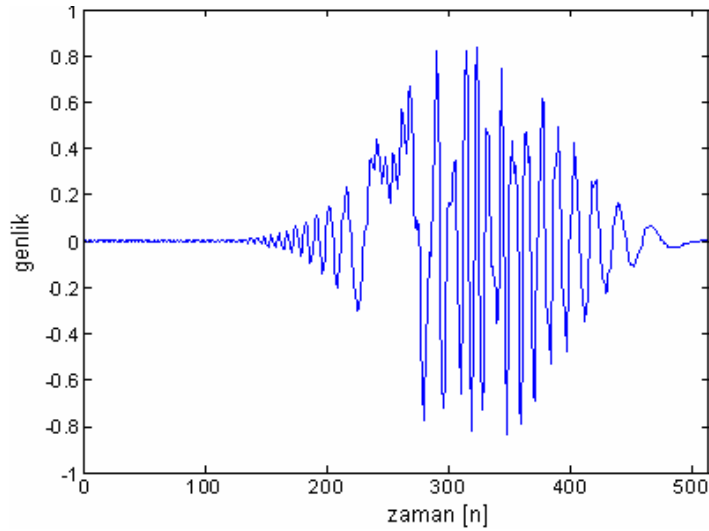
KSFD, doğrusal bir zaman-frekans gösterimi olduğu için çapraz terim üretmemektedir. Ancak bu gösterimin dezavantajı, zaman-frekans çözünürlüğü açısından çözünürlük problemi taşımasıdır.

KSFD işlemi, Şekil 2.2'de görüldüğü gibi pencere fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirir. Pencere fonksiyonu işareti durağan kabul edilecek parçalara böler. Her bir parçanın FD'sinin alınması ile de KSFD hesaplanmış olunur. Şekil 2.2'de her bir parçanın FD'sinin alınarak KSFD imgesinin elde edilişi gösterilmektedir.



Şekil 2.2 KSFD imgesinin hesaplanması.

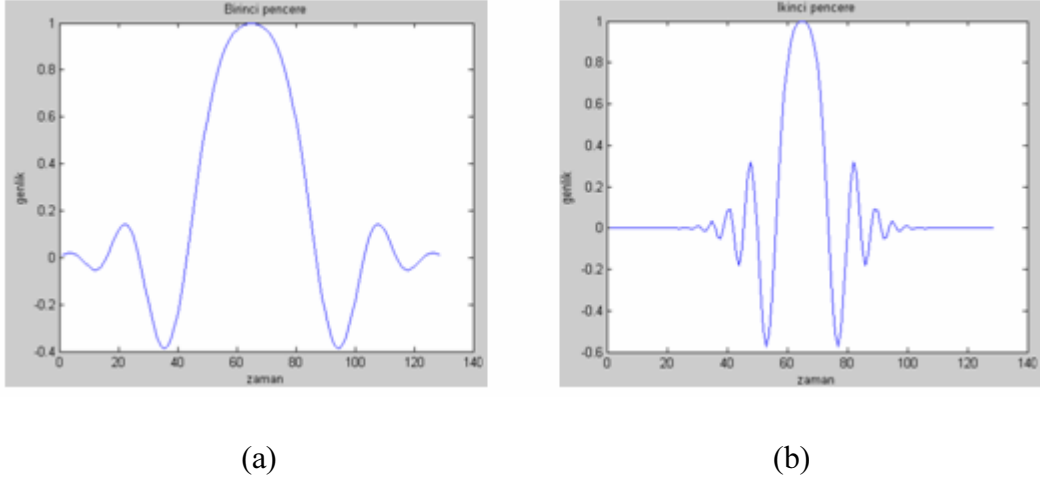
KSFD uygulamalarında en önemli husus pencere fonksiyonunun seçimidir. Eğer pencere boyutu çok büyük seçilirse, belirsizlik prensibinin doğal bir sonucu olarak zaman-frekans gösteriminin zaman çözünürlüğü azalacak, çok küçük seçilmesi halinde ise bunun tersi olarak frekans çözünürlüğü azalacaktır. (2.5) eşitliğinde görüldüğü gibi pencere boyutunun sonsuz olması KSFD'yi FD'ye dönüştürmektedir.



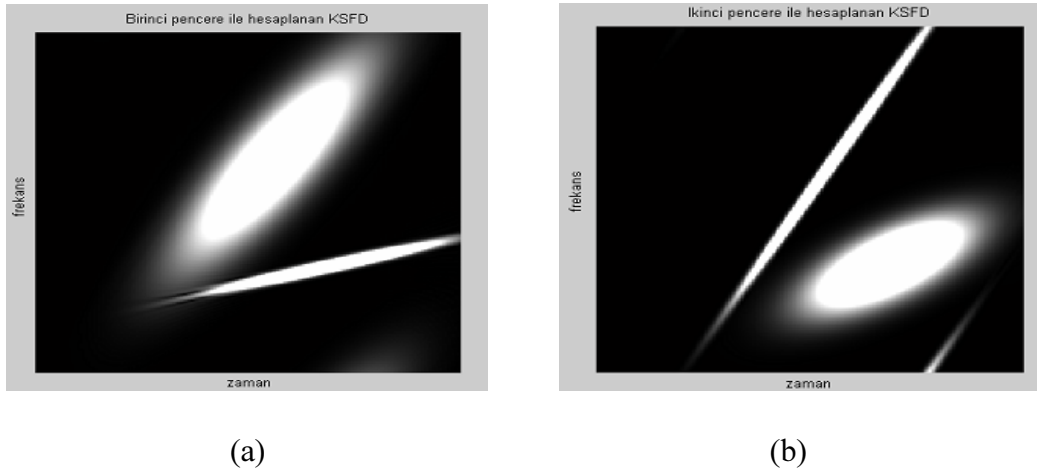
Şekil 2.3 İki bileşenli çörp işareti.

Şekil 2.3'deki iki bileşenli çörp işaretinin iki farklı pencere kullanarak KSFD'si hesaplandığında farklı çözünürlüğe sahip KSFD imgeleri elde edilir. Şekil 2.5.a'daki hesaplanan KSFD imgesi, Şekil 2.4.a'daki pencere ile, Şekil 2.5.b'de hesaplanan KSFD

imgesi ise, Şekil 2.4.b'deki pencere kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 2.4 KSFD hesabı için kullanılacak iki farklı pencere.



Şekil 2.5 (a) Şekil 2.4.a'daki pencere ile; (b) Şekil 2.4.b'deki pencere ile; hesaplanmış KSFD imgesi.

2.2.2 Wigner Dönüşümü

Zaman-frekans analizinde WD:

$$W_x(t, f) = \int x(t + t' / 2) x^*(t - t' / 2) e^{j2\pi f t' dt'} \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilen karesel bir zaman-frekans gösterimidir.

WD, diğer dönüşümler ile karşılaştırıldığında oldukça iyi zaman-frekans çözünürlüğü vermekte, ancak karesel işlemlerden dolayı iki ve daha çok bileşenli işaretlerde çapraz terim üretmektedir. Zaman-frekans düzleminde çapraz terimlerin varlığı, gösterimin kalitesini

önemli ölçüde azaltmaktadır.

(2.6) eşitliğinde, $x(t)$ işaretinin $t/2$ kaydırılmış formları birbiri ile çarpılmaktadır. Bu nedenle oluşan ikinci dereceden fonksiyonlar çapraz terimlere neden olur. WD zaman-frekans dağılımı incelendiğinde, çok bileşenli bir $x(t)$ işareti için oluşan çapraz terimler ayrı bir bileşenmiş gibi karşımıza çıkar. Ancak bileşen sayısı teke indirildiğinde çapraz terimler yok olurlar. Bununla beraber, WD'de oluşan çapraz terimlerin zayıflatılması amacıyla zaman ve/veya frekansta, $h(.)$ ve $g(.)$ pencereleriyle ve çözünürlükten ödün verilerek yumuşatılmış-Wigner dağılımları geliştirilmiştir.

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \int_{-\infty}^{+\infty} g(s-t)x(s+\tau/2)x^*(s-\tau/2)ds e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.7)$$

(2.7) eşitliğinde, yumuşatılmış Wigner dönüşümü (YWD) ifadesi görülmektedir. Eşitlikte $x(t)$ giriş işaretini, $*$ karmaşık eşleniği, t ve f sırasıyla zaman ve frekans değişkenlerini, $h(t)$ ve $g(t)$ ise birim enerjili alçak geçiren pencereleri göstermektedir. KSFD dağılımında olduğu gibi burada da, zaman-frekans çözünürlüğü limitleri altında, $h(t)$ ve $g(t)$ pencereleri değiştirilerek zaman ve frekanstaki çözünürlükler ayarlanabilmektedir [Tüfekçi vd., 2002]. Örnek olarak (2.7) eşitliğinde:

$$g(t) = \delta(t) \quad (2.8.a)$$

$$h(t) = 1 \quad (2.8.b)$$

alındığında, YWD standart WD'ye dönüşür ve tek bileşenli işaretler için en iyi çözünürlük elde edilir. Öte yandan, çapraz terimlerin en yoğun olduğu seviyeye ulaşılır. İki ayrı bileşenden oluşan;

$$x(t) = s_1(t) + s_2(t) \quad (2.9)$$

işareti için WD hesaplaması:

$$W_x(t, f) = W_{s_1}(t, f) + W_{s_2}(t, f) + 2 \operatorname{Re}[W_{s_1 s_2}(t, f)] \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilir. (2.10) eşitliğinde $2 \operatorname{Re}[W_{s_1 s_2}(t, f)]$ ifadesi çapraz terimleri göstermektedir ve Şekil 2.7'de de çapraz terimlerin varlığı açıkça görülmektedir.

WD'nin temel özellikleri şu şekilde sıralanabilir [Hlawatsch ve Flandrin, 1997] :

1. WD karmaşık işaretler için bile olsa her zaman gerçeldir.

$$WD_x(t, f) = WD^*(t, f) \quad (2.11)$$

2. WD'nin zaman ve frekans değişkenleri üzerinden alınan integralleri:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} WD(t, f) df &= |s(t)|^2 \\ \int_{-\infty}^{+\infty} WD(t, f) dt &= |S(f)|^2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

eşitliklerini sağlar.

3. WD zamanda ve frekansta ötelenebilir. Eğer $s(t)$ işareti zamanda t_o , frekansta f_o kadar ötelenirse, oluşan $e^{j2\pi f_o t} s(t - t_o)$ 'nin WD'si de buna bağlı olarak (2.13) eşitliğinde gösterildiği gibi ötelenecektir.

$$WD(t, f) \rightarrow WD(t - t_o, f - f_o) \quad (2.13)$$

Ayrıca, WD'nin iki boyutta FD'sinin alınmasıyla elde edilen ve özellikle radar işaret işlemede yaygın olarak kullanılan “Belirsizlik Fonksiyonu (BF)” önemlidir. BF, radar dalgalarının bir hedefi doğru ve parazitsiz olarak çözebilmesinin bir ölçütü olarak kullanılır. Belirli bir gecikme ve Doppler kayması bölgesindeki tepki:

$$BF(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \xi \tau} dt \quad (2.14)$$

şeklinde ifade edilir.

(2.14) eşitliğinde ξ ve τ simgeleri, sırasıyla frekansta kaymayı ve zamanda gecikmeyi ifade etmektedir. BF, aynı zamanda işaretin korelasyon fonksiyonunun FD'sidir. BF, gecikmeye ve Doppler frekansına bağlı olarak değişir. BF ve WD arasındaki ilişki matematiksel olarak;

$$\begin{aligned} F_{x \rightarrow f} F_{\xi \rightarrow t}^{-1} [BF(\tau, \xi)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} BF(\tau, \xi) e^{j2\pi \xi t} e^{j2\pi f \tau} d\tau \\ &= WD(t, f) \end{aligned} \quad (2.15)$$

şeklinde ifade edilir. F ve F^{-1} sırasıyla Fourier ve ters Fourier dönüşümlerini göstermektedir.

2.2.3 Dalgacık Dönüşümü

DD, durağan olmayan düşük frekanslı işaretler için oldukça iyi sonuçlar veren ve çeşitli ses, görüntü ve video uygulamalarında yaygın olarak kullanılan bir dönüşümdür. Bu dönüşümde, işaret farklı frekanstaki bileşenlerine ayrılır ve her bir bileşen üzerinde ayrı olarak işlem yapılır. Buradaki amaç, yüksek ve düşük frekans bileşenlerini ayrı ayrı inceleyip, zaman-frekans çözünürlüğünü yüksek tutmaktır [1]. Dalgacık dönüşümü:

$$\Psi_x^\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt \quad (2.16)$$

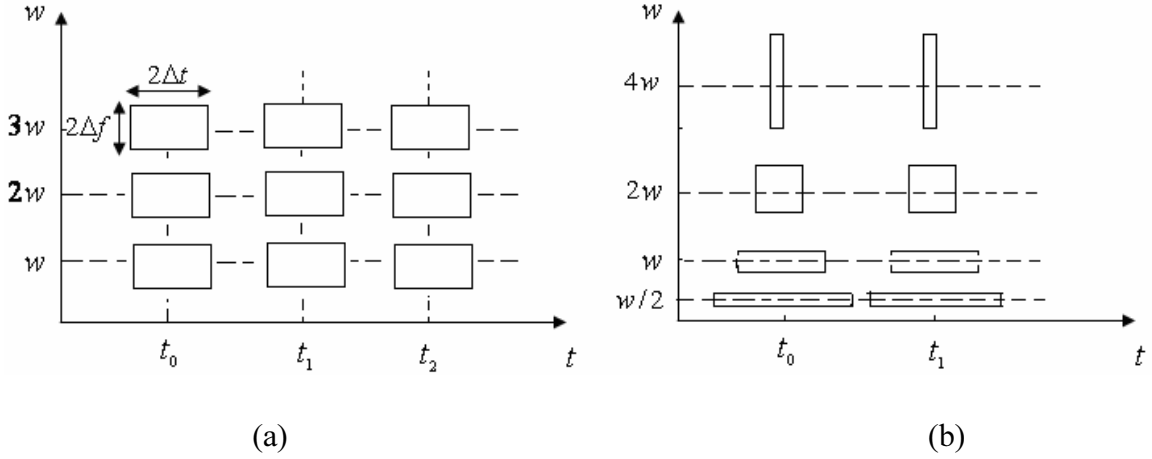
ile ifade edilir.

(2.16) eşitliğinde görülen Ψ_x^ψ dönüştürülmüş işaretinde τ ve s sırasıyla öteleme ve ölçekleme parametreleridir. Ana dalgacık olarak isimlendirilen $\psi(t)$ fonksiyonu ise, dönüştüren fonksiyondur. Öteleme parametresi, KSFD’de kullanılan ve pencerenin yerini belirleyen parametreye benzer ve dönüşüm uzayında zaman bilgisine karşılık gelir. Ölçekleme parametresi, matematiksel olarak bir işareti ya sıkıştırır ya da yayar. Yüksek ölçekleme değerleri yayılmış, düşük ölçekleme değerleri ise sıkıştırılmış işaretlere karşılık gelmektedir.

2.3 KSFD, WD ve DD Arasındaki Farklar

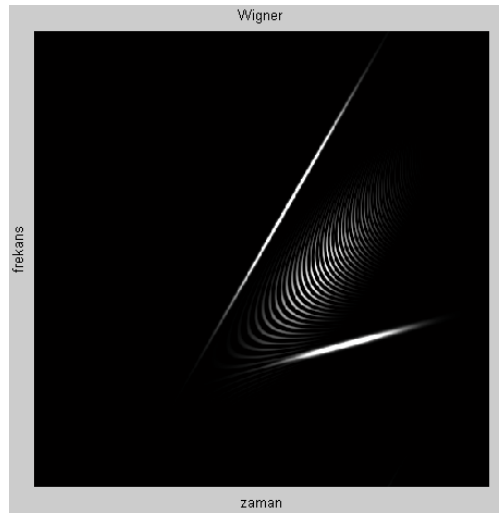
KSFD, WD ve DD işaret dönüşümlerinin hepsi durağan olmayan işaretler için oldukça iyi yanıtlar vermekle beraber, uygulama alanlarına bağlı olarak birbirlerine üstünlükleri vardır. Örneğin, DD özellikle ses işaretleri için iyi yanıt verir, ancak yüksek frekanslarda işlem yapıldığında çözünürlük problemi nedeniyle performansı düşer. Bununla beraber, WD, oldukça yüksek çözünürlüklü zaman-frekans bilgisi vermesine rağmen, işaretin iki ya da daha çok frekans bileşeninden oluşması durumunda çapraz terim üretmektedir. Bu çapraz terimlerden dolayı işaretin WD imgesi yanlış yorumlanabilir. KSFD’de de ise, durağan olmayan işaret, durağan kabul edilecek kadar küçük parçalara bir pencere fonksiyonu ile parçalanmakta ve her bir parçanın FD’si hesaplanmaktadır. Bu analiz yönteminde, kullanılan pencerenin uzunluğuna bağlı olarak değişen bir çözünürlük problemi vardır.

Bunun yanı sıra Şekil 2.6’da gösterildiği gibi, KSFD gösteriminin zaman ve frekans aralıkları sabit iken, DD’nin zaman ve frekans aralıkları eşit değildir. Bunun anlamı, KSFD’nin zaman ve frekans çözünürlüğünün her frekans ve zaman için aynı, DD’nin ise değişken olmasıdır. Frekans düştükçe DD gösteriminin çözünürlüğü iyileşir. Dolayısıyla, bu dönüşüm, özellikle ses ve görüntü işleme uygulamalarında başarıyla kullanılmaktadır [1].

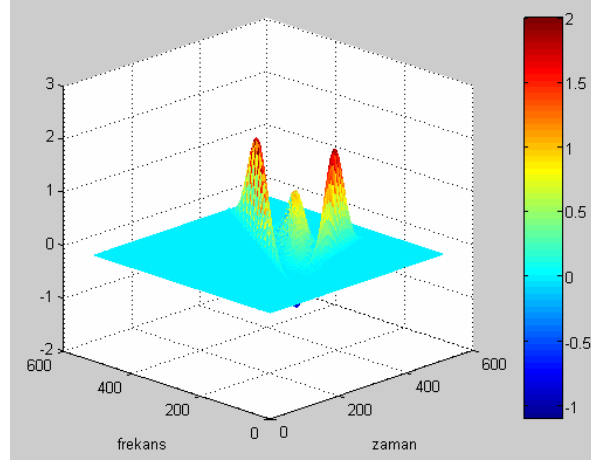


Şekil 2.6 (a) KSFD; (b) DD'nin zaman-frekans aralıklarının karşılaştırılması.

İki frekans bileşeninden oluşan $i(t) = \sum_k e^{j\pi(a_k(t-t_k)^2 + 2b_k(t-t_k))}$ çörp işaretinin WD'si ve KSFD imgeleri sırasıyla Şekil 2.7 ve Şekil 2.9'da yer almaktadır. Bu şekillerin üç boyutlu çizimleri Şekil 2.8 ve Şekil 2.10'da mevcuttur. $i(t)$ ifadesindeki a_1 , a_2 , b_1 ve b_2 parametreleri sırasıyla $\arctan(30)$, $\arctan(60)$, -2 ve 2 'dir.



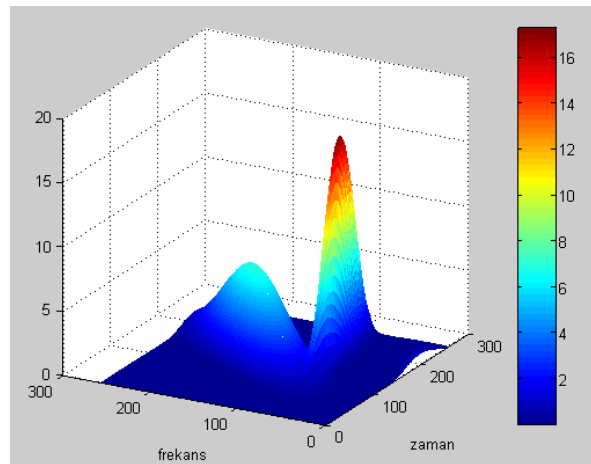
Şekil 2.7 İki bileşenli işaretin WD'si.



Şekil 2.8 İki bileşenli işaretin 3 boyutlu WD'si.

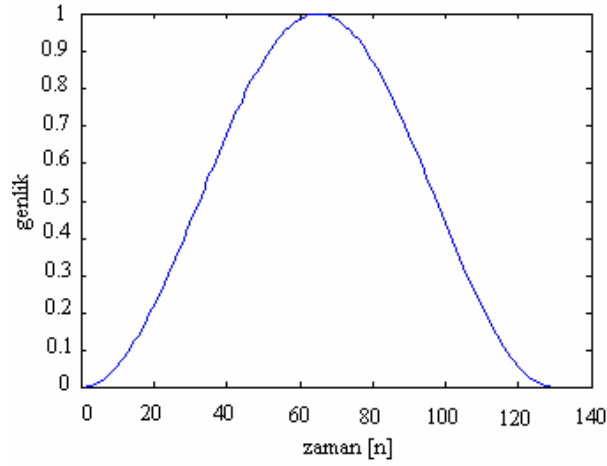


Şekil 2.9 Aynı işaret için KSFD imgesi.



Şekil 2.10 Aynı işaretin 3 boyutlu KSFD imgesi.

Şekil 2.7 ve 2.8’de görüldüğü gibi WD, iki bileşenli bir işaret için çapraz terim üretmekte, işaretin içermediği frekans bileşenlerini içeri yormuş gibi göstermektedir. Bununla beraber, KSFD’ye göre oldukça yüksek zaman-frekans çözünürlüğü sağlamaktadır. KSFD ile elde edilen zaman-frekans imgesi çapraz terim barındırmamaktadır. Ancak bu yöntemde de, kullanılan pencereye bağlı olarak değişen çözünürlük problemi ile karşılaşmaktadır. Şekil 2.9 ve 2.10’daki KSFD imgeleri 129 örnekli Hanning penceresi kullanılarak hesaplanmıştır. Şekil 2.11’de kullanılan Hanning penceresi görülmektedir.



Şekil 2.11 Hanning penceresi.

3. YAYILI SPEKTRUM HABERLEŞMESİ VE CDMA

Yayılı spektrum haberleşmesi, işaretlerin iletim için gerekli minimum bant genişliğinden daha fazlasını kapsayacak şekilde frekans spektrumunda yayarak kanalda iletilmesi tekniğidir [Groe ve Larson, 2000]. Haberleşme sistemi için çok önemli bir ölçüt olan bant genişliğinin fazla kullanılması, ilk bakışta büyük bir dezavantaj olarak görülse de, yayılı spektrum haberleşmesi, bu özelliği ile kanalın olumsuz etkilerine karşı veriyi dayanıklı hale getiren oldukça verimli bir haberleşme tekniğidir.

CDMA, yayılı spektrum haberleşme tekniğine dayalı bir çoklu erişim yöntemidir. Aynı kanal üzerinde birden çok verinin iletilmesine olanak sağlayan bu yöntemde, kullanıcılar hem zaman hem de frekans bandını, üretilecek PN adı verilen özel bir kod yardımıyla aynı anda kullanmaktadırlar. CDMA bu yönüyle diğer çoklu erişim yöntemlerinden ayrılmaktadır.

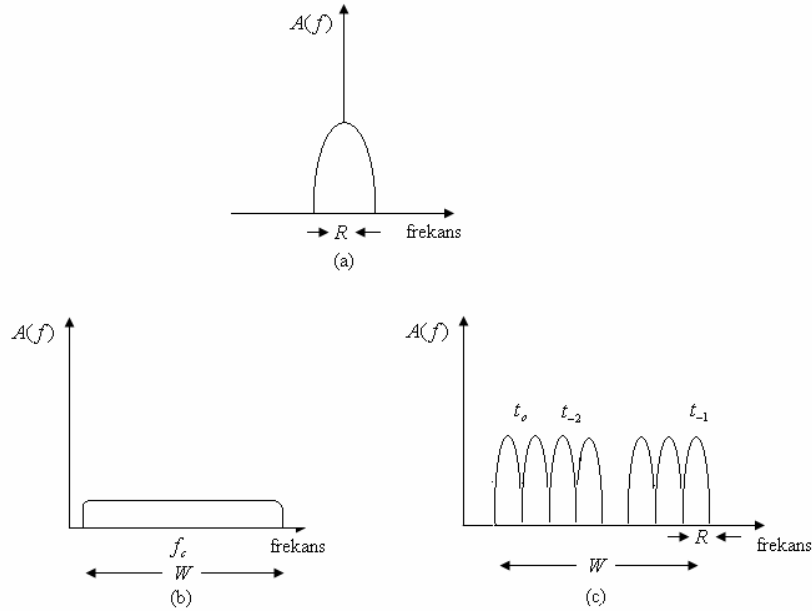
CDMA, zaman ve frekans bölümlü çoğullamaya alternatif bir haberleşme tekniğidir. Kullanıcı, zaman bölümlü çoğullamada (time-division multiplexing, TDM) belirli zaman dilimlerinde tüm frekans spektrumunu kullanırken, frekans bölmeli çoğullamada (frequency-division multiplexing, FDM) belirli frekanslarda tüm zamanı kullanma hakkına sahiptir. CDMA'de bunlardan farklı olarak her bir kullanıcı, hem zaman hem de frekans bandının tamamını belirli bir kodlama sayesinde kullanabilmektedir. CDMA tekniği yayılı spektrumu kullanır, dolayısıyla kullanılacak spektrum, işaretin bilgiyi iletmek için gerekli minimum bant genişliğinden fazlasını kaplar. İşareti daha geniş bir banda yayması sebebiyle gürültüye ve bozucu işaretlere karşı dayanıklılığı yüksek bir iletişim yöntemidir. İşareti daha geniş bir spektruma yaymak için, her bir bilgi biti kendisine göre darbe süresi çok küçük olan ve bilgi işaretinden bağımsız sözde-rasgele işaretler ile çarpılarak ifade edilir.

Bu bölümde, yayılı spektrum modülasyonu ve PN sözde rasgele kod tanıtılarak yayılı spektrumun avantajları detaylandırılacaktır.

3.1 Yayılı Spektrum Haberleşmesi

Yayılı spektrum haberleşmesi ikincil bir modülasyon tekniğidir. Tipik bir yayılı spektrum haberleşme tekniğinde, iletilmek istenen veri, ilk olarak geleneksel modülasyon yöntemlerinden biri olan genlik, faz veya frekans modülasyon yöntemlerinden biri ile modüle edilir. Daha sonra PN adı verilen sözde rasgele kod kullanılarak modülasyonlu işaret kendi bant genişliğine oranla oldukça büyük bir frekans bandına yayılır. PN kodu ile iletilmek istenen işaret, doğrudan sıralı ya da frekans atlamalı yöntemlerden biri ile yayılı spektrum

haline getirilebilir. Bu iki yayılı spektrum yöntemi Şekil 3.1’de gösterilmektedir.



Şekil 3.1 Yayılı spektrum işaretleri: (a) iletilmek istenen işaret; (b) doğrudan-sıralı işaret; (c) frekans atlamalı işaret.

Yayılı spektrum haberleşmesi iki farklı şekilde gerçekleştirilir. Bunlar:

- Doğrudan Sıralı Yayılı Spektrum (DS-YS): Direct-Sequence Spread Spektrum (DS-SS)
- Frekans Atlamalı Yayılı Spektrum (FA-YS): Frequency-Hopping Spread Spektrum (FS-SS)

Bu tezde haberleşme sistemleri IS-95 standardında kullanılan yayılı spektrum çeşidi olan DS-YS yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır.

$$g(t) = PN(t) * d(t) \quad (3.1)$$

(3.1) eşitliğinde geçen t bağımsız değişkeni, tasarlanan haberleşme sisteminde ayırık zamanı göstermektedir. PN işaretinin frekansı, bilgi işareti $d(t)$ 'ye oranla çok büyük olduğu için, PN ile çarpılan işaret frekansta yayılma etkisi gösterir. Bu nedenle de kapladığı bant genişliği artar. Şekil 3.1.a'da görüldüğü gibi, işaret, kanalın bant genişliği boyunca yayılmaktadır. Şekil 3.1.b'de ise FA-YS haberleşme yöntemine ait bir örnek gösterilmiştir. Burada da, PN sözde-rasgele kodu, işaretin hangi frekans aralığından gönderileceğini belirtmektedir. Bu yöntem ile gerçekleştirilen haberleşme tekniğinde bilgi işaretinin gönderileceği frekans önceden

tahmin edilemez şekilde değişen PN kodu tarafından belirlendiği için, yapılan iletim güvenilir olmaktadır.

DS-SS, verinin her bir bitini PN dizisinin uzunluğu kadar veri ile ifade ettiği için, verinin gürültüden ve kanal bozulmalarından oldukça az etkilenmesini sağlamaktadır. PN kodu sadece verici ve alıcı modülleri tarafından bilindiği için, bilgiyi ele geçirmek isteyen PN kodunu bilmediği sürece orijinal veriye ulaşamayacaktır. Bu niteliği CDMA'yi güvenilir yapmaktadır.

Gerçek değerli iki dalga arasındaki çapraz ilişki R_{xy} , T süresi için sıfırsa, bu iki dalga dik olarak adlandırılır.

Ayrık zamanda x ve y dizilerinin çapraz ilişkisi R_{xy} sıfırsa, bu iki dizi birbirine diktir. $x^T = [x_1 x_2 \dots x_l]$ ve $y^T = [y_1 y_2 \dots y_l]$ olmak üzere çapraz ilişki:

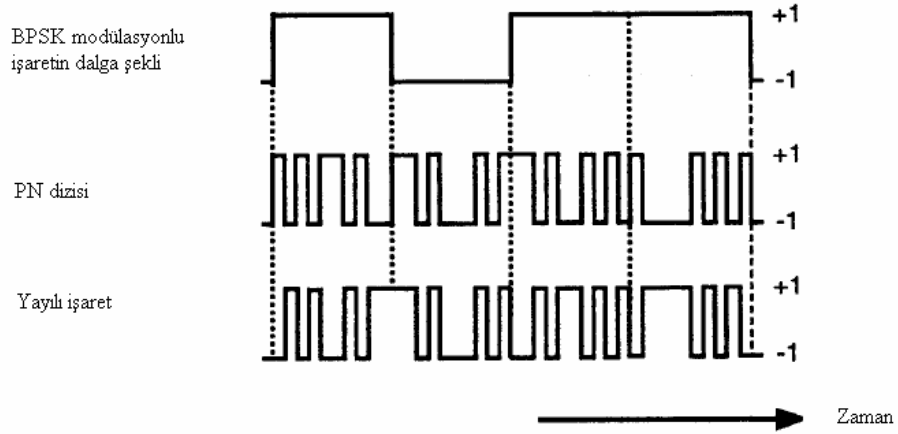
$$R_{xy} = x^T y = \sum_{i=1}^l x_i y_i \quad (3.2)$$

olarak tanımlanır.

Şekil 3.2'de, BPSK olarak modüle edilmiş bir bilgi işaretinin DS-SS ile modüle edilmesi gösterilmektedir. Bu yapı için kullanılan PN dizisinin aşağıdaki özellikleri sağlaması gerekmektedir:

1. PN dizisinde çapraz-ilişki sıfır olmalıdır.
2. Dik kod kümesindeki her kodda eşit sayıda $+1$ ve -1 olmalıdır. Eşit sayıda $+1$ ve -1 olması, koda "sözde-rasgele" bir yapı kazandırır.
3. Her kod için, kodun derecesi ile ölçeklenmiş skaler çarpım 1 'dir.

Üçüncü özellikte geçen kodun derecesi, kodun uzunluğudur. Skaler çarpım sonucu ise, dizinin kendisiyle çarpılması ve oluşan her bir terimin toplanması ile elde edilen skaler bir değerdir.



Şekil 3.1 DS-YS işaretin oluşturulması.

Örneğin;

$x^T = [-1 \ -1 \ 1 \ 1]$ ve $y^T = [-1 \ 1 \ 1 \ -1]$ olmak üzere:

$R_{xy} = x^T y = x(1)y(1) + x(1)y(1) + x(2)y(2) + x(3)y(3) + x(4)y(4) = 0$ olduğundan x ve y birbirine dik iki koddur.

Skaler çarpım ise:

$$R_{xy} = x^T x = \sum_{i=1}^L x_i x_i \quad (3.3)$$

Şeklinde ifade edilir.

Bu x ve y kodlarının skaler değerleri aşağıdaki gibidir:

$$(x^T x) / 4 = (-1)(-1) + (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) = 1$$

$$(y^T y) / 4 = (-1)(-1) + (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) = 1$$

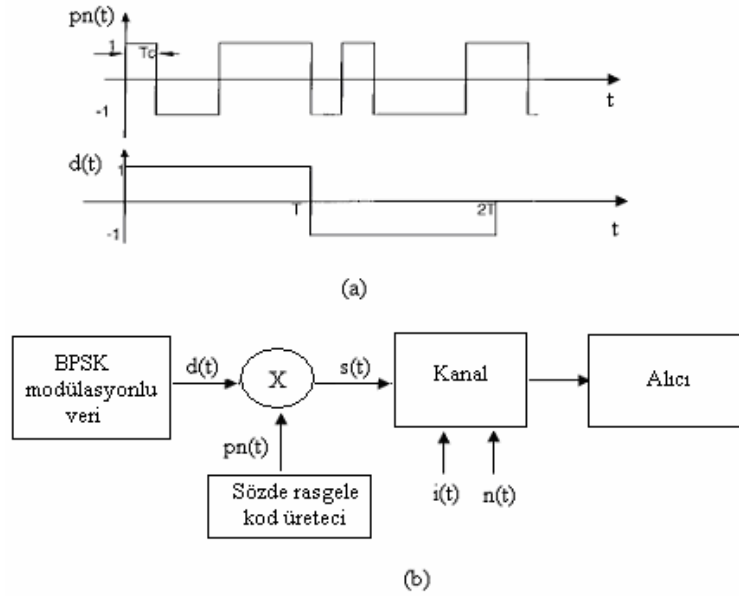
PN kodları, lineer geri beslemeli kaydırmalı yazmaçlar tarafından üretilmektedir. Genel bir yayılı spektrumun blok şekli Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Şekilde, $d(t)$ bilgi işaretini, $pn(t)$ ise sözde-rasgele gürültü dizisini ifade etmektedir. Elde edilen $s(t)$ işaretinin ifadesi:

$$s(t) = d(t) * pn(t) \quad (3.4)$$

olacaktır. Alıcıya ulaşan $m(t)$ işareti:

$$m(t) = d(t) * pn(t) + n(t) + i(t) \quad (3.5)$$

şekline dönüşmüştür. (3.5) eşitliğinde, $n(t)$ ve $i(t)$ sırasıyla gürültü ve boğucu işaretlerdir.



Şekil 3.2 DS-YS haberleşme yönteminin blok şeması.

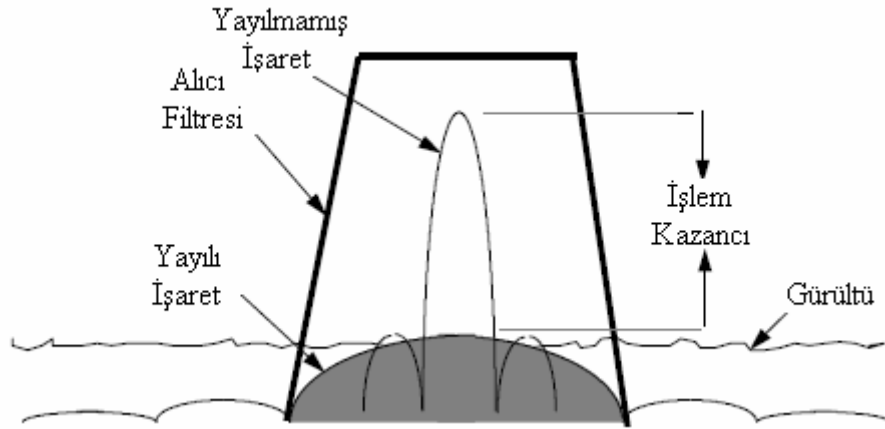
İşareti alıcıda elde etmek için gelen $m(t)$ işareti tekrar PN kodu olan $pn(t)$ işareti ile çarpılır,

$$\hat{x}(t) = d(t) * pn(t)^2 + n(t) * pn(t)^2 + i(t) * pn(t)^2 \quad (3.6)$$

ve (3.6) eşitliği elde edilir. Geri dönüş için, $pn(t)^2 = 1$ olduğundan alçak geçiren bir filtre kullanılarak $d(t)$ bilgi işareti geri elde edilir.

Askeri uygulamalarda da, kullanılan yayılı spektrumun en önemli avantajı, iletim verisini boğucu işaretlere karşı dayanıklı hale getirmesidir [Sass,1983]. Yayılı spektrumun bir diğer önemli avantajı da, PN kodu ile çarpılan işaretin frekansta yayılıp daha geniş bir bant genişliği kaplaması ile frekans başına düşen güç spektral yoğunluğunun azalmasıdır. Yayılı işaretin güç yoğunluğu, gürültü seviyesine oldukça yakın hale geldiğinden, işaret spektrumları incelendiğinde gürültü olarak algılanabilir ve bu da sistemi diğer sistemlere göre daha güvenilir yapar [Fakatselis, 1997]. Şekil 3.4’de, alıcıda alınan DS-YS işaretinin şekli basitçe gösterilmiştir. İşaret iletilirken geniş bir frekans aralığına yayıldığından, işarete karışan gürültü ve boğucu işaretler belli bir frekans bandında kalabilir. Ayrıca yayılı spektrumda iletilen işaretin enerji yoğunluğu çok düşük hale getirildiğinden, sisteme karışan gürültü ve boğucu işaretlerin enerji yoğunluğu, işarete göre oldukça yüksek olacaktır. Alıcıda işaretin geriçatımında değişik filtreleme yöntemleri ile zaman-frekans analiz teknikleri

kullanılabilmektedir. Şekil 3.5’de, bir DS-YS sisteminde alıcıda alınan işaretin yayılı spektrumdan çıkarılması gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Alıcıda alınan DS-YS işareti [Fakatselis, 1997].

Şekil 3.4’de görülen işlem kazancı (Processing Gain, PG), DS-YS’nin yayılı spektrumu kullanması ile boğucu işaret ve gürültüye karşı sağladığı kazançtır. PG’yi kullanan sözde-rasgele kod PN’in uzunluğu belirler. PG:

$$PG = r_c / r_b \quad (3.7)$$

ile verilir.

(3.7) eşitliğinde r_c , PN kodunun chip oranı (PN kodunun uzunluğu), r_b ise bilgi işaretinin bit oranını göstermektedir. Örneğin, 64 bit uzunluklu PN kodunun chip oranı 64’tür. Bilgi işaretinin her bir biti 64 bit ile ifade edileceği için, işlem kazancı:

$$PG=64/1=64 \quad (3.8)$$

olarak hesaplanır. PG değerinin artması işareti bozucu etkilere karşı dayanıklı hale getirmektedir. Ancak, $d(t)$ bilgisinin her bir biti PN dizisi ile çarpılacağından PN dizisinin uzunluğunun artması durumunda işlem karmaşıklığı PN_{yeni} / PN_{eski} oranınca artacaktır. Örneğin, 100 bitlik bir veriyi uzunluğu 10 olan bir PN kodu kullanarak yayılı spektrum haberleşmesi ile ilettiğimiz takdirde, iletilecek toplam veri $100*10=1000$ olurken, aynı veri uzunluğu 20 olan PN kodu ile gönderildiğinde iletilecek veri miktarı iki katına çıkarak $100*20=2000$ olmakta, bu da işlem karmaşıklığını artırmaktadır.

Haberleşme sistemlerinin performansını belirlerken işaret gürültü oranı (signal-to-noise ratio,

SNR) ve değişik SNR değerleri için hesaplanan bit-hata oranları (bit-error rate, BER) göz önüne alınır. SNR (3.9)'da gösterildiği şekilde hesaplanır. Genellikle desibel (dB) cinsinden ifade edilir.

$$SNR_{dB} = 10 \log(E_b / N_0) dB \quad (3.9)$$

(3.9) eşitliğinde, E_b işaret bit enerjisini, N_0 ise gürültü enerjisini göstermektedir.

Gönderilen bitlerden ne kadarının hatalı olarak gönderildiğinin bir ölçütü olan BER ise çeşitli benzetimler ile hesaplanmaktadır.

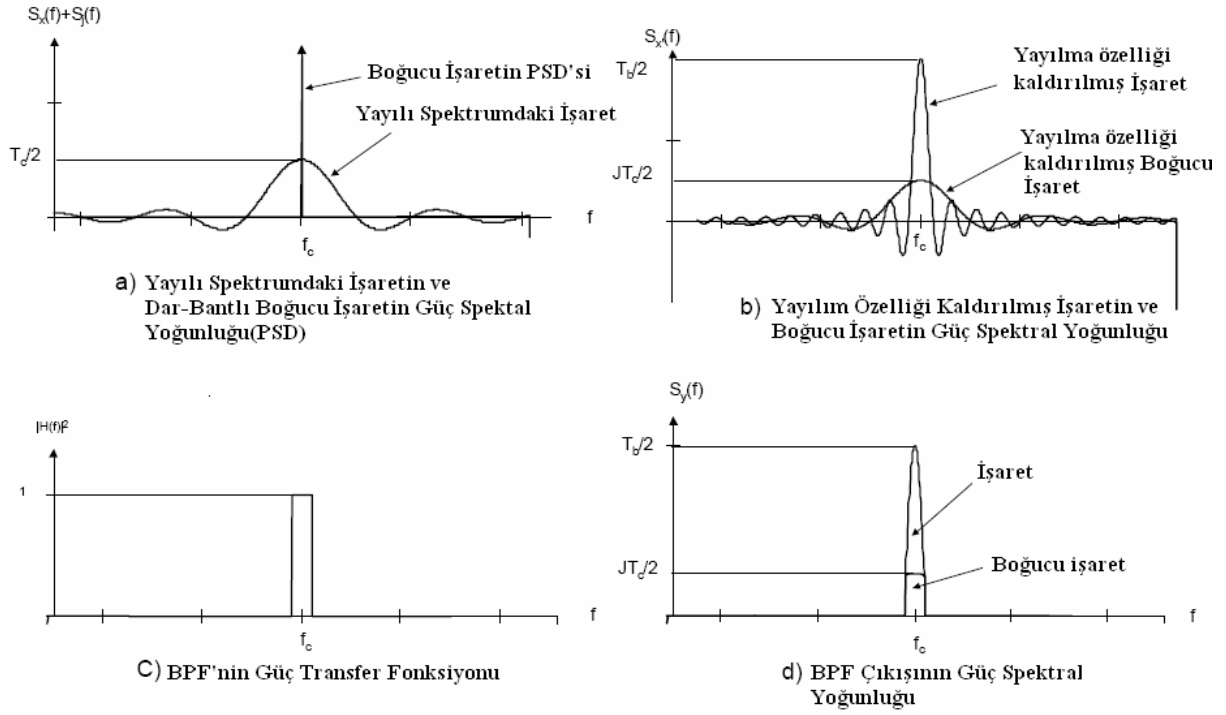
CDMA, ikincil bir modülasyon yöntemi olduğundan, bilgi işareti ilk önce tipik olarak PSK ile modüle edilir. Bu tip haberleşme sistemlerinde PSK kullanılmasının nedeni, bu modülasyon tipinin gürültüye karşı dayanıklılığının fazla olmasıdır. Yayılı spektruma geçişi sağlayan PN kodunun, işaretin SNR oranına sağlayacağı kazanç aşağıdaki formül ile:

$$PG_{dB} = 10 \log[r_c / r_b] dB \quad (3.10)$$

ifade edilmektedir.

Örneğin, BPSK ile modüle edilmiş işaret iyi bir BER için $E_b / N_0 = 14dB$ işaret gürültü oranı gerektirirken, bu işaret işlem kazancı $10dB$ olacak şekilde DS-SS ile yayılı hale getirilirse, alıcı aynı BER oranı için boğucu işarete karşı $4dB$ avantajlı hale gelmektedir. Bu $4dB$ 'lik fark, işaret gürültü oranından 'PG' değeri çıkarılarak elde edilir.

DS-SS işareti geniş bir bant genişliğine sahip ve güç spektral yoğunluğu oldukça düşük iken, sisteme karıştırılan boğucu işaret dar bir bant genişliğine ve yüksek bir güç spektral yoğunluğuna sahiptir. Şekil 3.4'de, alıcıya ulaşan işaretin güç spektral yoğunluk fonksiyonu, bant geçiren filtrenin güç transfer fonksiyonu ve bant geçiren filtrenin çıkışı gösterilmektedir.



Şekil 3.3 DS-SS sistemin alıcısında gerçekleşen olaylar [Fakatselis, 1997].

4. BOĞUCU İŞARETLERİN ÇIKARIMI İLE İLGİLİ YAPILMIŞ ARAŞTIRMALAR

Boğucu işaretler haberleşme spektrumuna kasıtlı ya da kasıtsız olarak karıştırılabilir. Kasıtsız olarak sisteme karışan boğucu işaretler, havaalanları civarında kurulan RF vericilerde, FM istasyonlarda, televizyon yayını yapan vericilerde ve uçaklara monte edilmiş RF vericilerde görülmektedir [Laster ve Reed, 1997].

Kasıtlı olarak sisteme eklenen boğucu işaretler ise haberleşme spektrumunu bozmayı ve iletilen işaretin alıcıda doğru olarak alınmasını engellemeyi amaçlar. Boğucu işaretler frekans süpüren (çörp gibi), frekans atlamalı [Amin, 1997], ton işareti [Tazebay ve Akansu, 1995], karesel FM işareti veya polinom fazlı [Wang ve Amin, 1998] biçiminde olabilir. Durağan olmayan boğucu işaretlerin birçok frekans bileşenini içermesinden dolayı işareten çıkarılması kolay olmamaktadır. Yapılan boğucu işaret çıkarım uygulamalarının büyük bir çoğunluğu kasıtlı boğucu işaretler içindir.

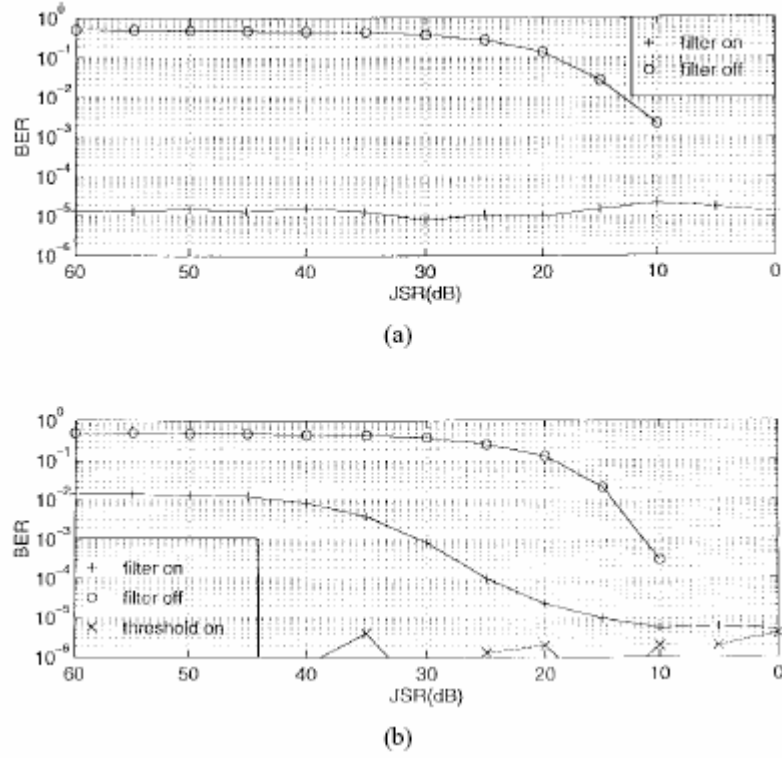
DS-YS haberleşme tekniği, boğucu işaretlere karşı sistem marjı olarak adlandırılan ve PN kodu tarafından belirlenen değere kadar yeterli başarıyı sağlayabildiği halde bu değer aşılması durumunda yetersiz kalmaktadır. Özellikle DS-YS'nin geniş bantlı durağan olmayan işaretler için dayanıklı olmadığı bilinmektedir [Amin ve Akansu, 1999].

Boğucu işaretlerin yayılı haberleşme spektrumundan çıkarılması hem askeri hem de sivil uygulamalarda oldukça önemli bir problemdir. Bu sorunu çözmek için çeşitli teknikler geliştirilmiştir. Bunlardan en bilineni boğucu işaretin frekans aralığını belirlemek ve frekansta filtreleme yaparak, işareti boğucu işareten arındırmaktır. Bu yöntem boğucu işarete bağlı olarak uyarlanır çentik filtre [Wang ve Amin, 1998], çok kutuplu FIR filtre [Amin, 1997], uyarlanır bant geçiren filtre [Laster ve Reed, 1997], boğucu işaretin anlık frekansına kendini uyarlanan zamanla değişen filtre [Akan, Çekiç, 1999] ya da uyarlanır altbant dönüşümü [Tazebay ve Akansu, 1995] ile gerçekleştirilebilir. Literatürde ayrıca farklı dönüşüm bölgeleri metotları ile boğucu işaret çıkarım yöntemleri de bulunmaktadır [Milstein ve Das, 1980].

Amin'in (1997) çalışmasında, zaman-frekans dağılımı kullanılarak boğucu işaretin anlık frekansı kestirilmekte, sonrasında ise sonlu dürtü yanıtı filtre tasarlanarak istenen işarete boğucu işaret gücü en az bozulmaya neden olacak şekilde olabildiğince azaltılmaktadır. Bu çalışmada üç ve beş katsayılı, sıfır-fazlı çıkarıcı filtreler kullanılmıştır. Boğucu işaret olarak sabit frekanslı ve anlık frekansı rasgele değişen sinüzoidaller seçilmiştir. Zaman-frekans uzayında anlık frekans kestirimi yapılırken belli bir eşik değeri kullanılmış olduğu için boğucu

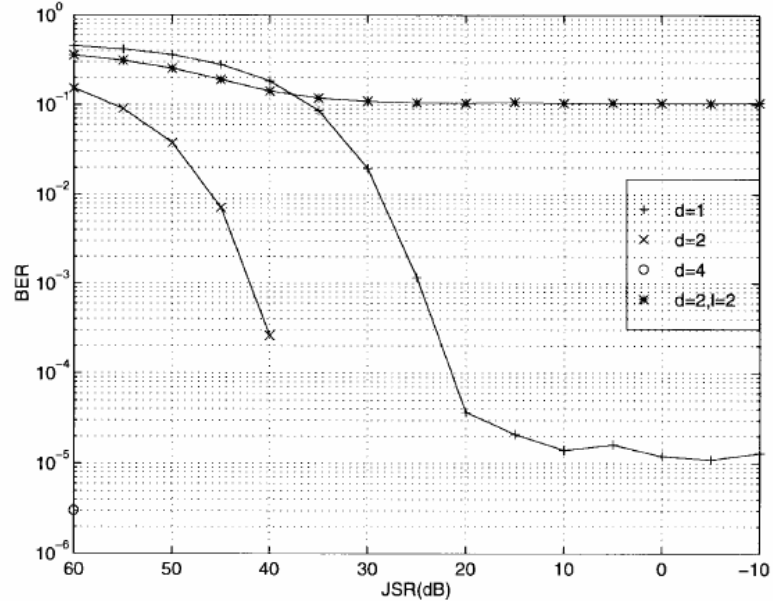
işaret gücü, istenen işaret gücünden en az $10dB$ fazla olmalıdır.

Şekil 4.1’de görüldüğü gibi beş katsayılı filtrenin başarımı üç katsayılı filtreninkinden daha iyidir. Ayrıca frekans atlamalı boğucu işaretin bu filtre ile çıkarımının çörp tipi boğucu işaretin çıkarımından daha kolay olduğu görülmektedir.



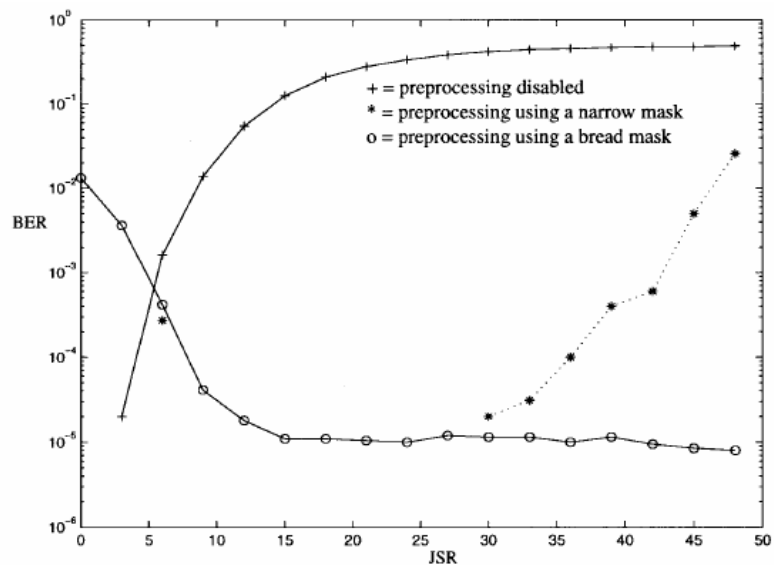
Şekil 4.1 JSR-BER eğrileri (a) Çörp boğucu işaret için, (b) Frekans atlamalı boğucu işaret için [Amin, 1997].

Wang ve Amin (1998), çalışmalarında boğucu işaretlerin anlık frekanslarını zaman-frekans bölgesinde belirlemektedir. Kullanılacak bir çok sıfırlı sonlu dürtü yanıtı FIR filtre bu frekans değerlerinde katsayılarını ayarlayarak çentik filtre gibi davranıp, her bir zaman örneğindeki gereken frekans değerlerini bastırmaktadır. Bu şekilde DS-SS alıcısında boğucu işaret yok edilmektedir. Kullanılan filtrenin üç, beş ve dokuz katsayılı durumu için yapılan BER-JSR benzetimi Şekil 4.2’de verilmiştir. En iyi sonucun filtre katsayı sayısı dokuz olduğunda sağlandığı görülmüştür.



Şekil 4.2 JSR-BER grafiği [Wang ve Amin, 1998].

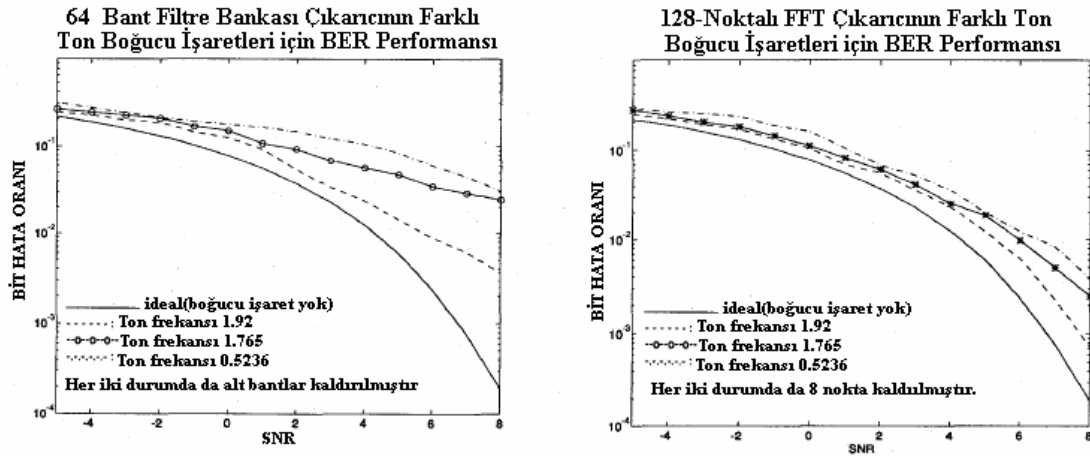
Lach ve arkadaşları (1999) ise çalışmalarında en küçük kareler yöntemini kullanarak zaman-frekans bölgesinde durağan olmayan boğucu işaretin kestirimini yapmaktadırlar. Kestirilen işaret zaman bölgesinde toplam işareten çıkarılır. Bu çalışmada boğucu işaretlerin genliklerinin sabit olduğu kabul edilmiş ve boğucu işaretin anlık frekanslarının karakteristikleri ayrı ayrı tanımlanmıştır. Buradaki en önemli nokta, boğucu işaret genliğinin kestirilen işaretin her bir zaman örneğinin birleştirilmesi ile elde edilmesidir.



Şekil 4.3 JSR-BER eğrisi [Lach vd., 1999].

Şekil 4.3'deki BER eğrisi boğucu işaretin ana lobunun etrafına çok dar bir maske uygulandığı zamandaki sistem performansını göstermektedir. JSR değeri $9dB$ ile $30dB$ arasında iken, bir buçuk milyon deneme yapıldığında maskeleme metodu ile hatanın sıfır olduğu gözlenmiştir. Ancak JSR değeri artmaya devam ettikçe boğucu işaretin yan loblarının çıkarımında sentezleme işleminde hata miktarı artmaktadır. Bu durumda bu maskeleme tekniği genel maskeleme tekniği kadar verimli değildir. Zaman-frekans dağılımının verilen çözünürlüğü için, yayılı spektrum sisteminin bit hata performansını maksimum yapmak için verilen JSR aralığı üzerine maskeleme tekniklerini kullanmak uygundur.

Tazebay ve Akansu (1995) çalışmalarında DS-SS haberleşme tekniği için uyarlamalı bir zaman- frekans çıkarıcı (adaptive time-frequency, ATF) sistem tasarlamışlardır. Sistem boğucu işarete bağlı olarak çıkarımın gerçekleşeceği bölgeye kendi karar vermektedir. ATF, darbe biçimindeki boğucu işaretler için zaman bölgesinde işlem yapmayı seçer ve bir pencere fonksiyonunu işaret üzerinde kaydırarak durağan olmayan işaretleri çıkarır. Frekans bölgesinde çıkarım gerçekleştirilecek ise uyarlamalı alt bant dönüşüm metodunu kullanmak yararlıdır.

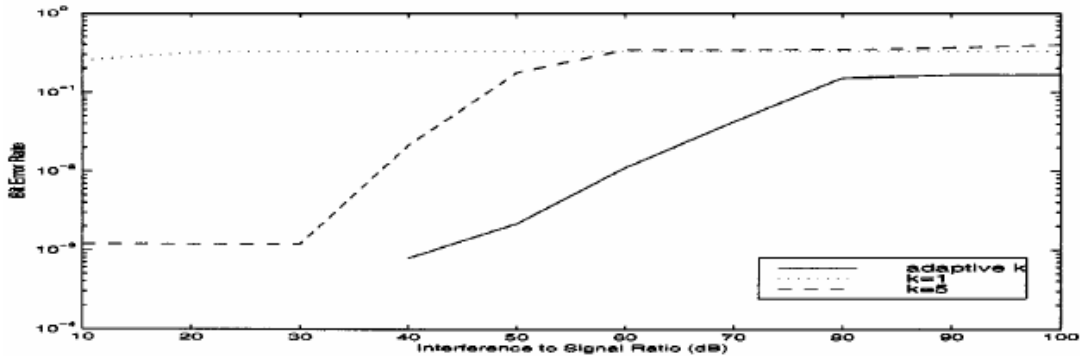


Şekil 4.4 SNR-BER eğrileri [Tazebay ve Akansu, 1995].

Chupurro ve Alshehri (2003) çalışmalarında, DS-SS haberleşmesi için boğucu işaret çıkarımı için yeni bir teknik önermektedirler. Durağan olmayan boğucu işaretlerin gösterimi zaman-frekans ve frekans-frekans evrimsel dönüşümleri ile gösterilmektedir. Alınan işaretin frekans-frekans gösteriminde durağan olmayan Wiener filtreleme kullanılarak boğucu işaretin ortalama karesel hatasını azaltan bir yöntem uygulanır.

Ouyang ve Amin (2001) çalışmalarında yeni bir uyarlanabilir durağan olmayan boğucu işaretin

haberleşme spektrumundan çıkarılması yöntemini tanıtmışlardır. Buradaki çıkarım yaklaşımında, çok kutuplu filtrenin dürtü cevabının ilgilenilen bölgedeki özellikleri temel alınmaktadır. Optimum pencerenin seçilmesine dayalı bu metot ile KSFD’de kullanılacak pencerenin uzunluğu belirlenmektedir. Seçilen pencerenin kullanılması ile en iyi çözünürlükteki boğucu işaretin kestirimi gerçekleştirilmektedir. Yayılı spektrumu gerçekleştirmek için bir Gold PN kodu kullanılmıştır.



Şekil4.5 JSR-BER Eğrisi [Ouyang ve Amin, 2001].

Ketchum ve Proakis (1982) ise çalışmalarında boğucu işaretin spektral özellikleri hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ile belirlenmektedir ve doğrusal enine süzgeç (transversal filter) kullanılarak boğucu işaret sistemden çıkarılmaktadır.

Yayılı izge haberleşmesinde gerçekçi uygulamalarda, boğucu işaretler tonlar, çörpeler ve karesel FM işaretlerinden oluşabilir. Çörp işaretleri anlık dar bantlı ama zaman içinde geniş bantlı oldukları için tonlarda olduğu gibi zaman ya da frekans bölgelerinde filtreleme teknikleri yeterli olmamaktadır. Bu nedenle karışım çıkarıcı tekniklerde boğucu işaret karakteristiklerinin zaman-frekans analiziyle belirlenmesi avantajlıdır. Bu konu ile ilgili literatürde boğucu işaretlerin frekans aralıklarının kestirimleri için KSFD yöntemlerinin [Amin, 2001], Wiener yönteminin [Chupurro ve Alshehri, 2003] ya da Wigner dağılımının [Zhang vd., 2001] uygulandığı görülür.

Bu bölümde, boğucu işaretlerin DS-SS haberleşme sisteminden çıkarımı ile ilgili şimdiye kadar yapılmış olan çalışmalar anlatıldı. Bir sonraki bölümde ise, bu tez çalışmasında boğucu işaretin kestirimi ve sistemden çıkarılması için tasarlanan yöntem matematiksel ifadeler ile anlatılacak ve tasarlanan sistemde kullanılacak model yapıları tanıtılacaktır.

5. TASARLANAN DS-YS HABERLEŞME SİSTEM MODELİ

CDMA modülasyon yöntemi ikincil bir modülasyon tekniğidir. Bu teknik uygulanmadan önce, işarete başka bir modülasyon tekniğinin uygulanması gerekir. Bu modülasyon tekniği olarak da çoğunlukla BPSK (binary phase shift keying) modülasyonu kullanılır. Bunun nedeni BPSK modülasyonunun hem genlik hem de faz bilgisini bulundurmasıdır.

Gönderilmek istenen verinin BPSK ile modüle edilmesi (5.1)'de ifade edilmektedir. Buna göre haberleşme sisteminde üretilen işaret,

$$d(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_k * g(t - T_b) \quad (5.1)$$

ile ifade edilir. (5.1) eşitliğinde geçen $d_k \in \{-1, +1\}$ ve $g(t)$ birim genlikli dikdörtgen darbedir. $T_b = 1/B$ 'dir. B ise bilgi işaretin kapladığı bant genişliğini göstermektedir. Pratik uygulamalarda, kanal bant genişliği B 'den oldukça büyüktür. Bilgi işareti $d(t)$, (5.2)'de gösterildiği şekilde BPSK modülasyonu ile modüle edilmektedir. BPSK ile modüle edilmiş işaret,

$$m(t) = A d(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.2)$$

ile ifade edilir.

(5.2) eşitliğindeki A_c ve f_c sırasıyla BPSK modülasyonu taşıyıcısının genliği ve frekansıdır.

Yayıllı spektruma geçmek için modüleli işaret PN kodu ile çarpılır.

$$PN(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} PN(n) * h(t - nT_c) \quad (5.3)$$

$PN(t)$ kodunun matematiksel ifadesi (5.3)'te, BPSK modüleli işaret ile $PN(t)$ kodunun çarpım işlemi ise (5.4)'de verilmektedir. $PN(n) \in \{-1, +1\}$ ve $h(t)$ birim genlikli dikdörtgen darbedir. T_c ise $h(t)$ nin birim darbe süresidir.

Vericiden gönderilecek yayıllı işaret olan $s(t)$,

$$s(t) = m(t)PN(t) \quad (5.4.a)$$

$$s(t) = A_c d(t)PN(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.4.b)$$

Şeklinde elde edilir. (5.4.a ve 5.4.b)' de f_c taşıyıcı frekansı simgeler. Sonuç olarak en genel

formuyla,

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \vartheta(t)) \quad (5.5)$$

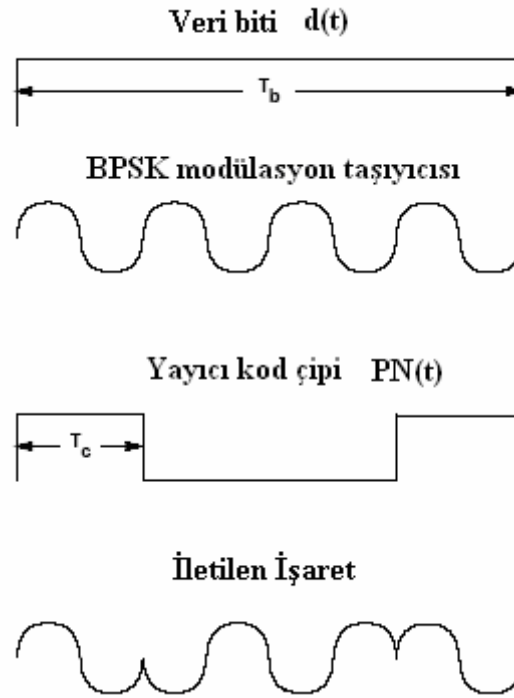
ile ifade edilir. Burada $\vartheta(t)$ modülasyonlu işaretin fazını göstermektedir.

Herhangi bir t değeri için $m(t)PN(t) = \pm 1$ olacağından $s(t)$ aşağıdaki şekilde düzenlenebilir.

Buna göre, $\vartheta(t)$ 'nin alacağı değerler,

$$\begin{cases} m(t)PN(t) = 1 & \text{iken} & \vartheta(t) = 0 \\ m(t)PN(t) = -1 & \text{iken} & \vartheta(t) = \pi \end{cases} \quad (5.6)$$

olacaktır. Şekil 5.1'de bir veri işaretin BPSK ile modüle edilip, yayılı spektruma geçişi gösterilmiştir.



Şekil 5.1 BPSK'lı CDMA'li işaret.

5.1 Sistem Marjı

CDMA haberleşme sistemleri yayılı spektrumu kullanmalarından dolayı gürültüye ve boğucu işaretlere karşı PN kodu uzunluğunun sağladığı kazanç oranınca dayanıklıdır. Bu kazanç PG_{dB} , PN kodunun chip hızının modüleli işaretin bit hızına oranı ile hesaplanmaktadır. Buna “sistem marjı” denilmektedir. PG_{dB} ifadesi (5.7)’de verilmektedir.

$$PG_{dB} = 10 \log[r_c / r_b] \text{ dB} \quad (5.7)$$

Sistem marjı ise, (5.8) eşitliğindeki gibi hesaplanmaktadır.

Eğer PN kodu uzunluğu 11 olursa PG_{dB} 10,41dB olurken, 16 bit uzunluklu PN kodu kullanıldığında PG_{dB} 12,04 dB olarak hesaplanmaktadır.

Sistem marjı,

$$J_{margin_dB} = 10 \log PG - 10 \log(E_b/J) \quad (5.8)$$

formülü ile hesaplanır.

(5.8)'de E_b bit enerjisini, J ise sisteme karışan boğucu işaretin gücünü belirtmektedir. Sisteme karıştırılan boğucu işaretin gücünün bit enerji gücüne oranı (J/E_b) JSR (jamming-to-signal ratio, boğucu işaret-işaret oranı) olarak isimlendirilmektedir.

Bu tezde IEEE standartlarında yayılı spektrum iletiminin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.1'de IEEE standartları verilmektedir. Bu nedenle de PN kodunun uzunluğu 11 olarak seçilmiştir. Bunun sonucunda sistemde 10,41dB'lik gürültüye karşı bağışıklık sağlamaktadır. Gürültüye ve boğucu işaretlere karşı olan bu bağışıklık yüksek güçlü boğucu işaretler için yetersiz kalacak ve DS-SS tekniği gürültü ve boğucu işaretleri sistemden çıkarma da başarısız olacaktır. Bu tezde boğucu işaretin gücünün işaretin gücünden 20dB ve 30dB kadar fazla olduğu durumda (JSR=20dB ve JSR=30dB iken) KSFD kullanan bir yöntem önerilmiştir. Ancak sistem, sistem marjı yardımıyla kendi başına boğucu işareti çıkarabiliyorsa, KSFD işlemi yapılmamaktadır.

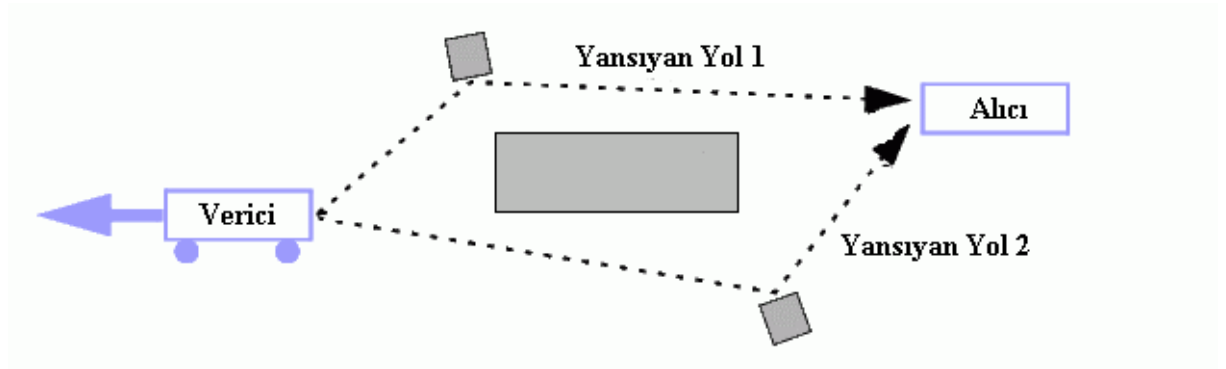
Çizelge 5.1 IEEE 802.11b Standartları

Veri Hızı	Kod ve Kod Uzunluğu	Modülasyon	Sembol Oranı	Bit/Sembol
1 Mbps	11 (Barker kod)	BPSK	1 Msps	1
2 Mbps	11 (Barker kod)	QPSK	1 Msps	2
5.5 Mbps	8 (CCK)	QPSK	1.375 Msps	4
11 Mbps	8 (CCK)	QPSK	1.375 Msps	8

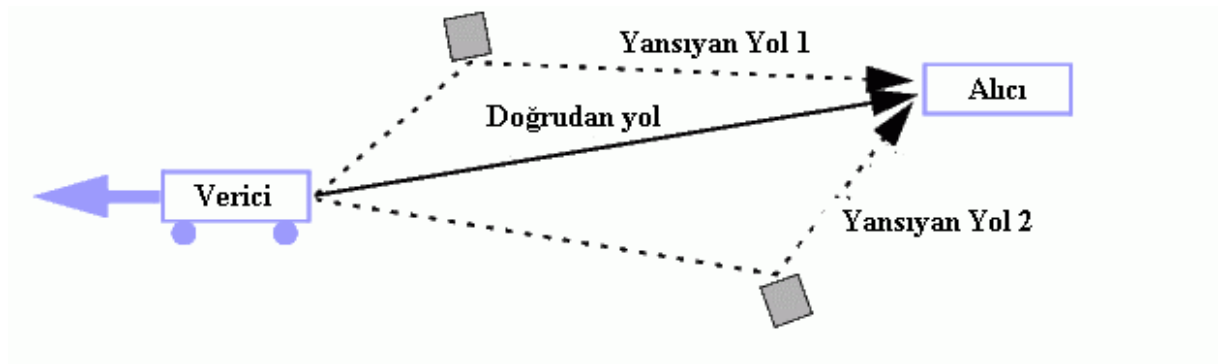
5.2 Kanal Yapısı

Kablosuz haberleşmede, kanallar “çok yollu yayılmalı ve sönümlmeli” olarak tanımlanır. Sönümllemenin gönderilen işaretin binalara çarpmasından dolayı oluşan yayılma, saçılma gibi etkilerden ve hava koşullarına bağlı olarak oluştuğu kabul edilir. Yansıyan ve saçılan dalgalar alıcıya gecikerek gelecek, bu nedenle alıcıda aynı işaretin gecikmiş birçok kopyası olacaktır.

Alınan düz sönümlmeli işaretin zarfının zamana göre istatistiksel değişimini tanımlamak için, kablosuz radyo kanallarında yaygın olarak Rayleigh ve Rician dağılımları kullanılır [Rappaport, 1996]. Sistemin performans değerlendirmesini doğru olarak yapılabilmesi için haberleşme ortamının gerçek bir ortam gibi modellenmesi gerekir.



(a)



(b)

Şekil 5.2 Rayleigh ve Rician Kanal modeli, (a) Doğrudan yol yok, Rayleigh kanal, (b) Doğrudan yol var, diğer yollara baskın olan bu yol nedeniyle Rician Kanal [Mathworks].

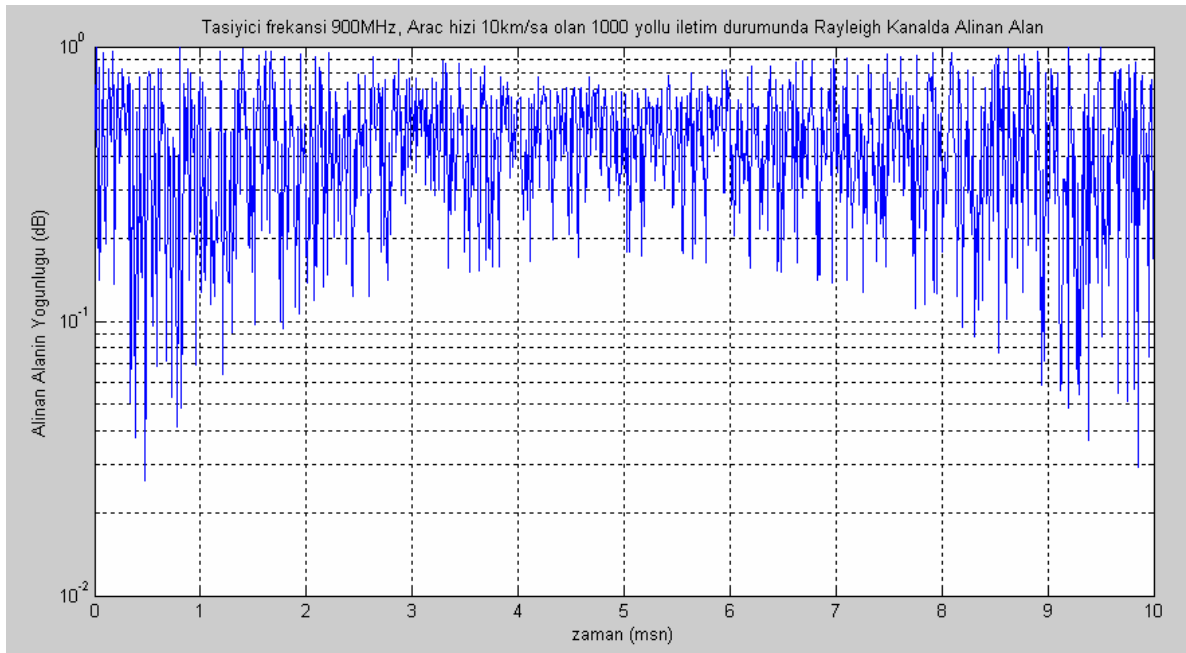
Alıcı vericiyi doğrudan görmüyorsa ve çok yollu yayılımın gerçekleştiği ortamda herhangi bir yol diğerine baskın değilse, böyle bir kanal için en iyi model “Rayleigh kanal” iken, diğer

yollara göre baskın bir yol var ise bu durumda kanal için en iyi model “Rician kanal” olmaktadır [Rappaport, 1996].

Bu tezde çok yollu bir haberleşme olduğu ve bu yolların hiç birinin bir diğerine baskın olmadığı varsayımı kabul edilmektedir. Bu nedenle de kanallar Rayleigh sönümlmeli kanal ile modellenmiştir. İki dik gauss gürültü işaretinin toplamının zarfı bize Rayleigh dağılımını vermektedir. (5.9) eşitliğinde Rayleigh dağılımı verilmiştir.

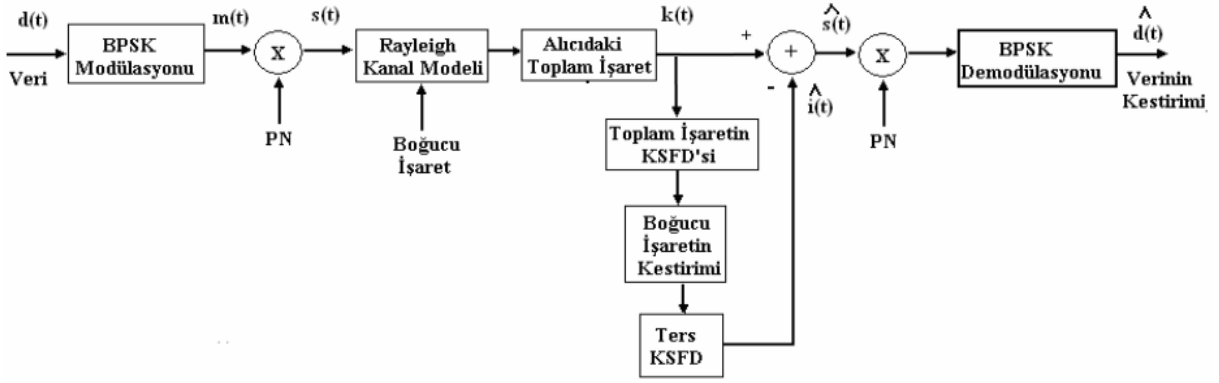
$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & , \quad 0 < r < \infty \\ 0 & , \quad \text{diger} \end{cases} \quad (5.9)$$

Rayleigh dağılımlı bir kanalda iletilen bir işaretin zarfının zamana bağlı olarak değişimi Şekil 5.3’de gösterilmiştir. Yapılan benzetimlerde kullanılan Rayleigh kanal modelinde işaretin 1000 farklı yoldan alıcıya geldiği, araç hızının 10km/sa olduğu ve taşıyıcı frekansının 900MHz olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 5.3 Rayleigh kanalda, taşıyıcı frekansı 900MHz olan bir işaretin zarfının değişimi.

Bu tezde, sisteme kötü niyetli kişiler tarafından boğucu işaretlerin karıştırıldığı bir haberleşme sistemi Şekil 5.4’deki gibi tasarlanmıştır.



Şekil 5.4 Tasarlanan haberleşme sistemi.

5.3 Alıcıda Gerçekleştirilen Zaman-Frekans İşaret İşleme

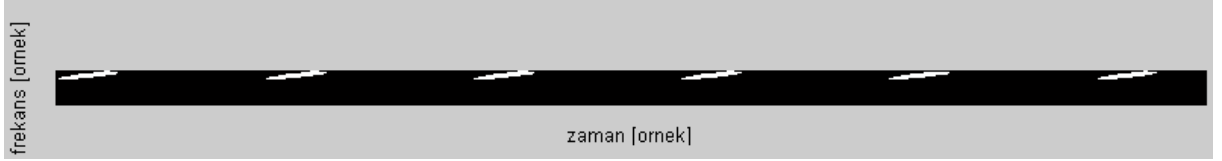
İşaretlerin KSFD'si alınarak, elde edilen KSFD imgesinde alıcıda alınan toplam işaretin enerjisinin zaman ve frekansta nasıl dağıldığı bilgisi elde edilir. Yayılı izge haberleşme tekniği ile modüle edilen işaret, geniş bir banda yayıldığı için güç yoğunluğu oldukça düşmekte ve işaret gürültüye benzemektedir. Sisteme karıştırılan boğucu işaret ise, bozma amacından dolayı oldukça kuvvetli olarak sisteme verilmektedir. Buna ek olarak, boğucu işaretin enerji bilgisi de KSFD imgesinden görülebilmektedir. Bu nedenle toplam işaretin KSFD imgesine bakıldığında, boğucu işaretin bulunduğu bölge baskın olarak görülür. Şekil 5.4 alıcıya gelen işaretin KSFD imgesidir ve imgedeki beyaz bölgeler sisteme karışan boğucu işaretin enerjisini göstermektedir.



Şekil 5.5 Çörp tipi boğucu işaretin aralıklarla karıştığı bir DS-YS haberleşme sisteminde alıcıya gelen işaretin KSFD'si.

İmgede baskın olarak görülen beyaz bölgeler haricinde çok düşük genlikli, yer yer beyaz dalgalanmalar da görülmektedir. Bu dalgalanmalar veri göstermektedir. Amacımız boğucu işaretin spektral özelliklerini belirlemek olduğundan baskın olarak görülen beyaz bölgeyi diğerlerinden ayırmak gerekir. Bunun içinde KSFD imgesi bir eşik değeri kullanılarak eşiklenir. Burada yapılan işlem eşik olarak belirlenen piksel değerinden büyük pikselleri '1',

küçük olanları ise '0' değeri vermektir. Bu şekilde elde edilen imge 0 ve 1'lerden oluştuğu için 'şablon imge' olarak adlandırılır. Seçilen eşik değeri KSFD imgesinin en büyük değerinin %80'ine karşılık gelecek şekilde seçilmiştir. Böylece boğucu işaretin kapladığı bölge belirlenmiş olur. Elde ettiğimiz şablon imge 1 ve 0'lerden oluştuğu için bize boğucu işaret hakkında doğru bilgiler vermez. Boğucu işaretin kestirimini elde edebilmek için, alıcıda alınan işaretin KSFD imgesinden, şablon imgeye ait gerçek değerler alınır. Bu şekilde sisteme karıştırılan boğucu işaretin zaman-frekans dağılımının kestirimi elde edilmiş olur.



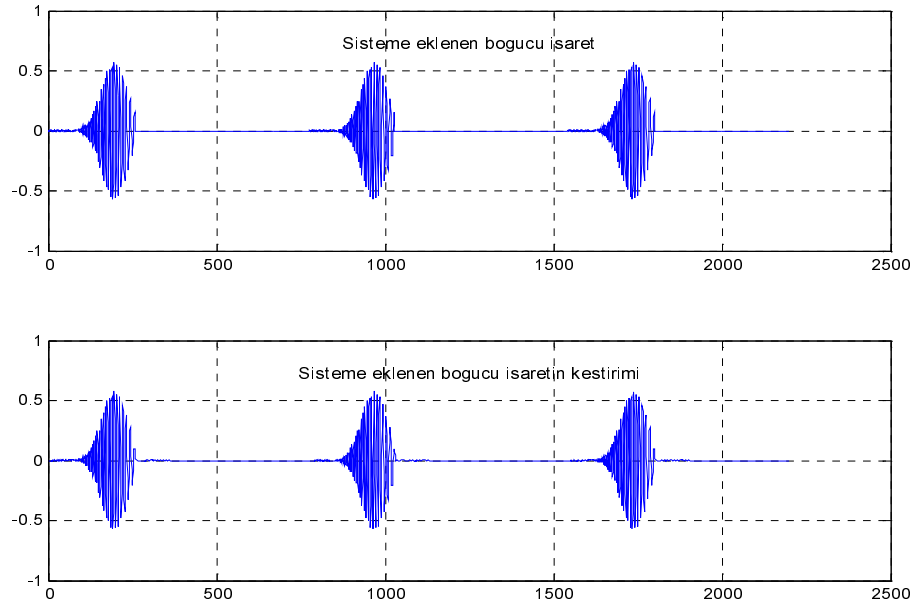
Şekil 5.6 Şekil 5.5'den eşiklenerek elde edilen şablon imge.

Başka bir deyişle, eşik değeri alma ile oluşturulan imgeden boğucu işaretin KSFD imgesinde bulunduğu koordinatlar elde edilirken, asıl KSFD imgesinden bu koordinatlara karşılık gelen gerçek değerleri elde edilmektedir. Bu şekilde oluşturulan imgenin ters KSFD'si hesaplandığında boğucu işaretin zaman-genlik değişimi elde edilmektedir. Sisteme karışan boğucu işaret ile kestirimi yapılan boğucu işaretin maksimum değerlerinin oranı Şekil 5.7'den de görülebileceği gibi 1,02 ile 0,98 arasında değişmektedir. Bu oranlardan da anlaşılacağı gibi, boğucu işaret için yapılan kestirim oldukça başarılıdır.

Alıcıda veriyi tekrar elde edebilmek için kestirimi yapılan boğucu işaret, $\hat{i}(t)$, toplam işaretten çıkarılır.

$$\hat{s}(t) = k(t) - \hat{i}(t) \quad (5.10)$$

(5.10) eşitliğinde, $\hat{s}(t)$ gönderilmek istenen işaret olan $s(t)$ 'nin kestirimi, $k(t)$ ise alıcıda alınan toplam işareti göstermektedir. Şekil 5.4'de bu çıkarma işlemi gösterilmiştir. (5.10) eşitliği ile elde edilen işaret PN kodu ile çarpılarak frekansta yayılı halde olan işaretin üzerindeki yayılma etkisi çıkarılır. BPSK demodülasyonu ile de gönderilen verinin kestirimi elde edilir. Bolum VI'da detaylandırılan benzetimlerde verilerin doğruluk oranı hesaplandığında bu başarımın %94 ile %100 arasında değiştiği gözlemlenmiştir.



Şekil 5.7 Sisteme eklenen boğucu işaret ile boğucu işaretin kestirimi.

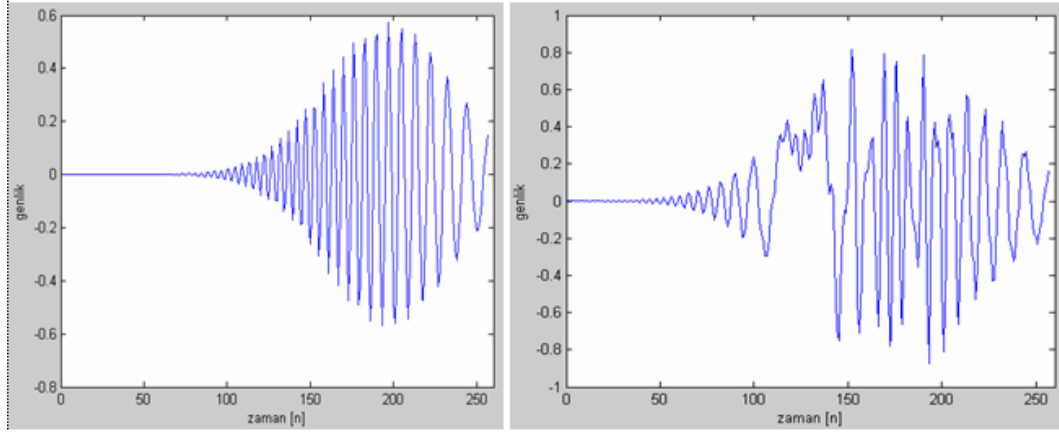
Bu tezde sisteme eklenen en temel boğucu işaret, durağan olmayan çörp ve ton işaretleri olarak seçilmiştir. Çok bileşenli bir çörp işaretinin en genel formu aşağıdaki gibidir.

$$i(t) = \sum_k e^{j\pi(a_k(t-t_k)^2 + 2b_k(t-t_k))} \quad (5.11)$$

(5.11)'deki, a_k , t_k ve b_k parametreleri boğucu çörp işaretlerinin içerdiği bileşenleri ifade etmektedir ve sırasıyla çörp oranı ile çörp işaretinin zaman-frekans bölgesindeki merkezinin zaman ve frekans konumlarını göstermektedir. Boğucu $i(t)$ işareti, k tane çörp bileşeninden oluşmaktadır.

Bu tezde tasarlanan haberleşme sisteminde, benzetimlerde kanalda iletilmekte olan işarete eklenen boğucu işaretin bittiği yerden tekrar başlayacak şekilde frekans aralığını süpüren ardışık çörpler ve ton işaretleri olduğu varsayılmıştır.

Sisteme karışan çörp tipi boğucu işaretin zaman bölgesindeki gösterimi Şekil 5.8'deki gibidir.

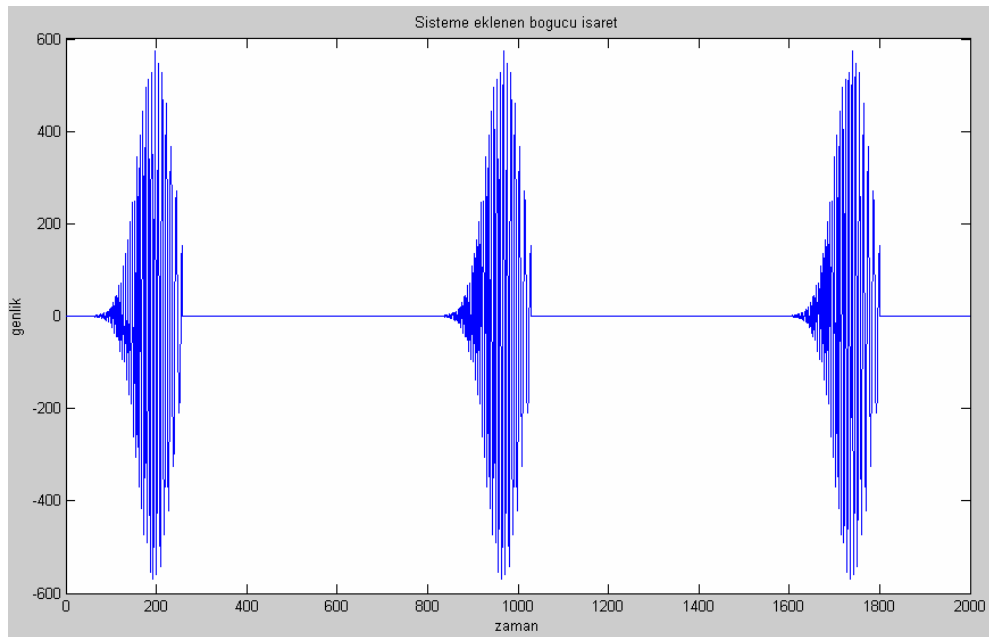


(a)

(b)

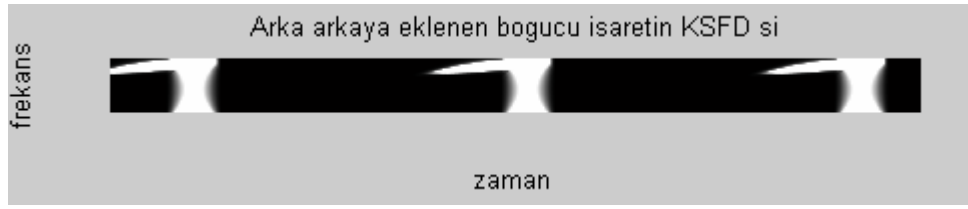
Şekil 5.8 Sisteme karıştığı varsayılan boğucu işaret, (a) tek bileşenli, (b) iki bileşenli.

Arka arkaya eklenerek oluşturulan boğucu işaretin zaman bölgesindeki gösterimi Şekil 5.9’da, bu işarete ait zaman-frekans gösterimi ise Şekil 5.10’da verilmiştir.



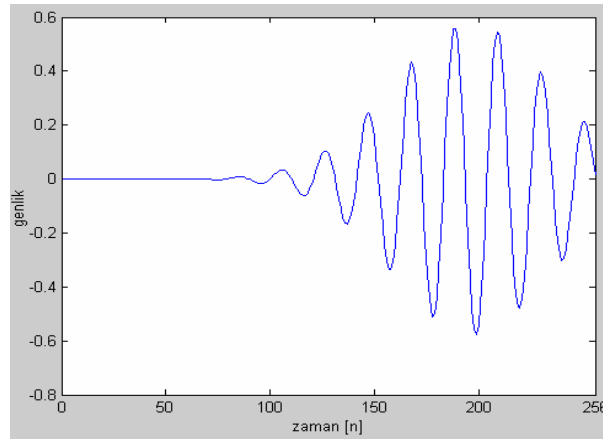
Şekil 5.9 Sisteme karıştığı varsayılan boğucu işaretin iletilmek istenen işarete sürekli olarak verilmesi.

Şekil 5.9’da boğucu işaretin ilk 2000 örneği gösterilmektedir ve her bir boğucu işaret geçtikten sonra sisteme tekrar verilmektedir. Boğucu işaretin doluluk boşluk oranı %33’dür.

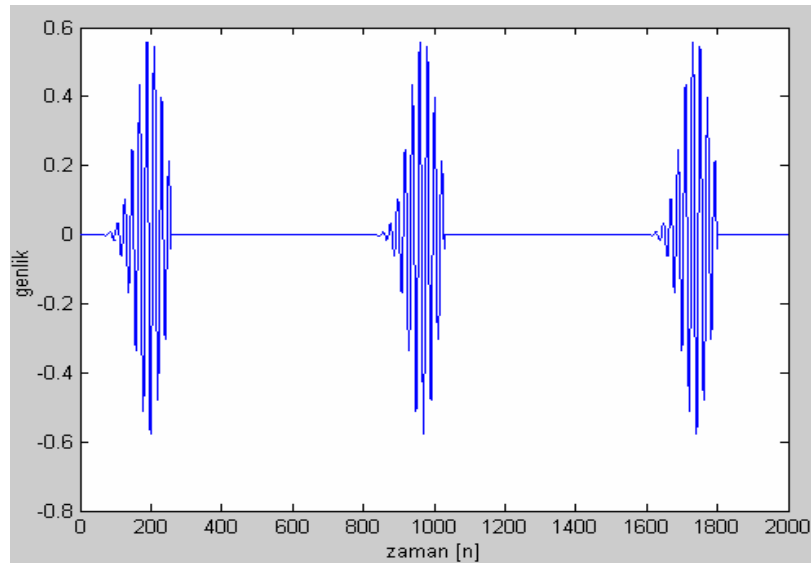


Şekil 5.10 Şekil 5.9'daki işaretin KSFD'si.

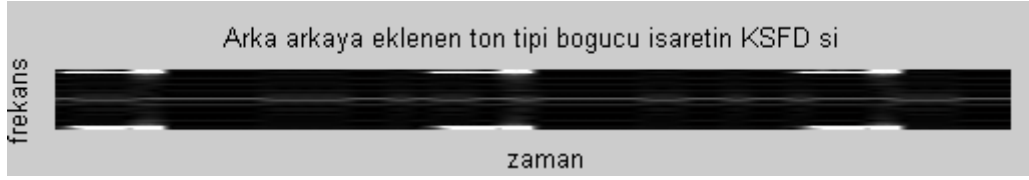
Aynı şekilde sisteme verilen ton tipi boğucu işaretin zaman bölgesindeki gösterimi Şekil 5.11'deki gibidir. Arka arkaya eklenerek oluşturulan ton tipi boğucu işaretin zaman bölgesindeki gösterimi ise Şekil 5.12'de ve bu işarete ait zaman-frekans gösterimi Şekil 5.13'de verilmiştir.



Şekil 5.11 Sisteme karıştığı varsayılan ton tipi boğucu işaret.



Şekil 5.12 Sisteme karıştığı varsayılan ton tipi boğucu işaretin iletilmek istenen işarete sürekli olarak verilmesi.



Şekil 5.13 Şekil 5.12’deki işaretin KSFD’si.

Literatürde, sisteme karıştırılan boğucu işaretin gücüne bağlı olarak tasarlanan sistemlerin başarımının düştüğü görülmüştür ve genellikle $JSR=20dB$ için BER oranları hesaplanmıştır [Amin, 1997]. Bu tezde, tasarlanan sistemde, boğucu işaretin iletilen işaretten $30dB$ daha güçlü olduğu ($JSR=30dB$) durum için %94 ile %100 arasında başarımlıdır.

Bu sistemde boğucu işaretin gücü arttıkça enerji yoğunluğu artmakta, bu da KSFD imgesinin yayılmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle $30dB$ den fazla olan boğucu işaret güçleri için başarımlı düşmektedir. Benzetim sonuçları Bölüm V’de tablolar şeklinde sunulmuştur. Çalıştırılan programın algoritması Ek-1’de verilmiştir.

6. BENZETİMLER

Bu bölümde, Bölüm V’de tanıtılan sistemin farklı işaret-gürültü oranları (SNR) için bit hata oranı (BER) ve farklı boğucu işaret güçlerindeki (JSR) bit hata oranlarının bilgisayar benzetimleri verilmektedir. Bu benzetimler boğucu işaretin ton işareti ve çörp işareti biçiminde olması durumları için ayrı olarak gösterilmektedir. Programda kullanılan parametreler Çizelge 6.1’deki gibidir.

Çizelge 6.1 Benzetimlerin oluşturulduğu program parametreleri

Parametre	Değer
Data genliği	0 ve 1
PN genliği	± 1
PN uzunluğu	11
BPSK modülasyonunda kullanılan sembol sayısı	2, 4, 10 ve 20

Çizelge 6.2’de iletimin gerçekleştirileceği kanal model parametreleri verilmiştir. Alıcıya yansımalar ve kırılmalar dolaylı işareti 1000 farklı yoldan gelen geldiği kabul edilmiştir.

Çizelge 6.2 İletimin gerçekleştiği kanal parametreleri

Parametre	Değer
Kanal türü	Rayleigh kanal
Çoklu yol sayısı	1000
Taşıyıcı frekansı	900 MHz
Araç hızı	10 km/sa

Çizelge 6.3 KSFD parametreleri

Parametre	Değer
Kullanılan Pencere	Hanning
Pencere uzunluğu	129
Pencere kaydırma adımı	1

Çizelge 6.3’de boğucu işaretin kestiriminde kullanılan KSFD yönteminin parametreleri verilmektedir.

Çizelge 6.4 Rayleigh kanalda alıcı ile verici arasındaki çoklu yol sayısına göre başarımlar (%)

Çoklu yol sayısı	Başarımlar (%)
100	100.00
1000	99.25
10000	81.70

Tasarlanan sistemde kullanılan Rayleigh kanalın çoklu yol sayısına bağlı verinin doğru olarak alınma başarımları Çizelge 6.4’de sunulmuştur (SNR 0dB). Tez çalışmasında yapılan benzetimler çoklu yol sayısının 1000 olduğu durum için gerçekleştirilmiştir. Çizelgeden de görüldüğü gibi yol sayısının artması verinin alıcıda doğru olarak alınması olumsuz yönde etkilemektedir.

Yapılan benzetimlerin doğruluğunun gerçekçi olması için tüm örnekler 10^5 bit iterasyon ile program koşturulmuştur. Yapılan benzetimlerde verinin her bir biti için kullanılacak BPSK modülasyonundaki sembol sayısının başarımları doğrudan etkilediği gözlenmiştir.

Gürültü ve kanal etkileri göz ardı edildiğinde, sistemin boğucu işaret çıkarmadaki başarımları Çizelge 6.5’te verilmiştir.

Çizelge 6.5 ve 6.6’nın hesabında boğucu işaretin gücü, verinin gücünden 20dB fazladır. Çizelge 6.6’dan görüldüğü gibi sistemin boğucu işaret kestirim başarımları oldukça yüksektir. Buradan kanal etkisinin bu sistem üzerindeki bozucu etkisi görülmektedir.

Çizelge 6.5 Gürültü ve kanal zayıflatmasının olmadığı durumda sistemin boğucu işaret çıkarma başarımları (%)

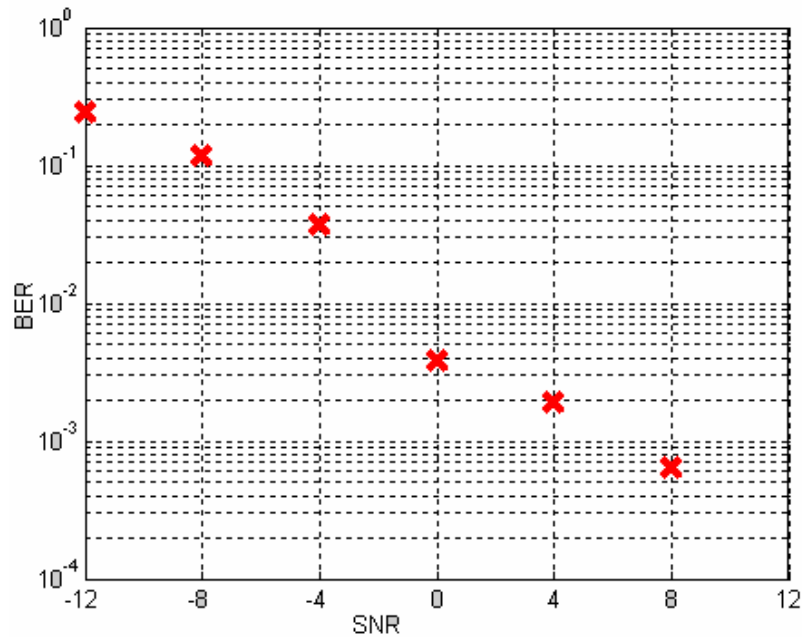
	Ton tipi boğucu işaret	Çörp tipi boğucu işaret	
		Tek bileşenli	Çift bileşenli
Fs/fd=2	%100	%100,00	%100,00
Fs/fd=4	%100	%100,00	%100,00

Çizelge 6.6 Kanal zayıflatmasının olmadığı sadece gauss gürültüsü eklenmiş durumda sistemin boğucu işaret çıkarma başarımı (%)

SNR (dB)	-12	-8	-4	0	4	8	12
Başarım (%)	94.85	99.45	100	100	100	100	100

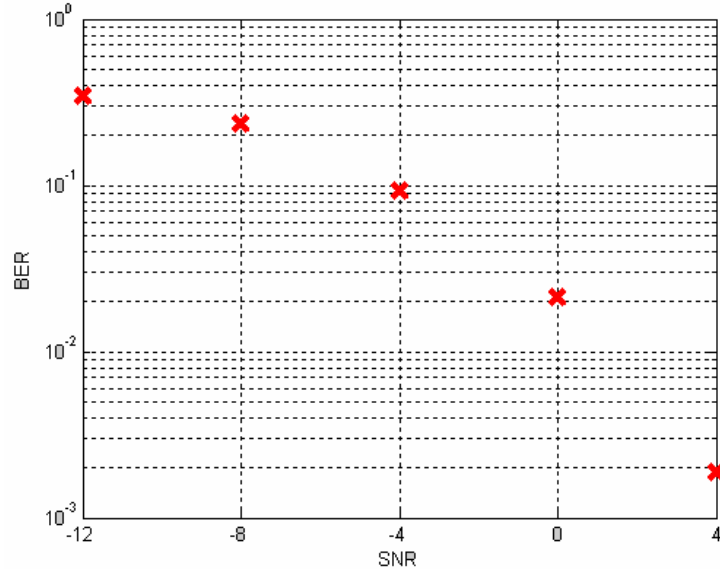
6.1 Boğucu İşaretin Ton İşareti Olduğu Durum

Ton işareti biçiminde olan boğucu işaretler durağan işaretlerdir. Tek bir frekans bileşeninden oluşurlar. Bu tezde kullanılan ton işaretinin frekansı, Tazebay ve Akansu'nun çalışmalarında olduğu gibi 1.92 radyan olarak seçilmiştir. Ancak onların çalışmalarında SNR-BER ve JSR-BER eğrileri verilmediğinden performans karşılaştırması yapılamamıştır. Şekil 6.1'de boğucu işaret, gönderilmek istenen işaretten 100 kat güçlü olduğu durum için işaret gürültü oranı ve bit hata oranının değişimini vermektedir. BPSK modülasyonu, her bir CDMA verisine karşılık iki sembol kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



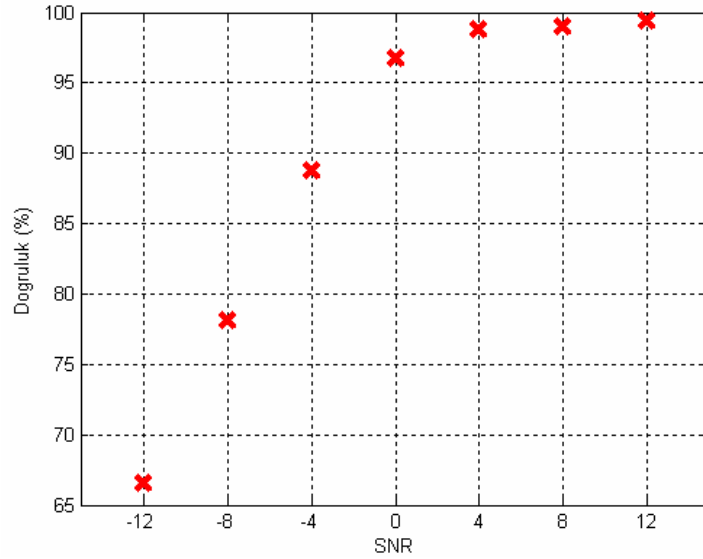
Şekil 6.1 JSR $20dB$ iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=2$).

BPSK modülasyonunda kullanılan sembol sayısının artkça vericiden gönderilen işaretin doğru olarak alınma yüzdesi artmaktadır.



Şekil 6.2 JSR $20dB$ iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=10$).

Şekil 6.2’de boğucu işaretin gönderilmek istenen işareten 100 kat güçlü olduğu durum için BER benzetimi gerçekleştirilmiştir (JSR $20dB$). Yapılan benzetimlerde SNR değerinin dörtten büyük olduğu durumlarda BER 0 olarak hesaplanmış ancak benzetimler logaritmik eksen üzerinde çizildiği için bu değerlere ait BER değerleri grafik üzerinde gösterilememiştir.



Şekil 6.3 JSR $20dB$ iken 1.92 radyan frekanslı kosinüs boğucu işareti için SNR–Doğruluk değişimi ($f_s/f_d=10$).

6.2 Boğucu İşaretin Çörp İşaret Olduğu Durum

Şekil 6.4’de boğucu işaret gönderilmek istenen işareten 100 kat güçlü olduğu durum için benzetim gerçekleştirilmiştir (JSR $20dB$). Her bir benzetim boğucu işaretin tek bileşenli ve iki bileşenli çörp olması durumu için gerçekleştirilmiştir. Ayrıca KSFD ile boğucu işaret çıkartımı yöntemi yapılmama durumunda oluşacak SNR-BER grafiği de bu bölümde verilmiştir.

Çizelge 6.7 JSR $20dB$ için $f_s/f_d=4$ iken SNR-BER ve Başarım-BER değişimleri

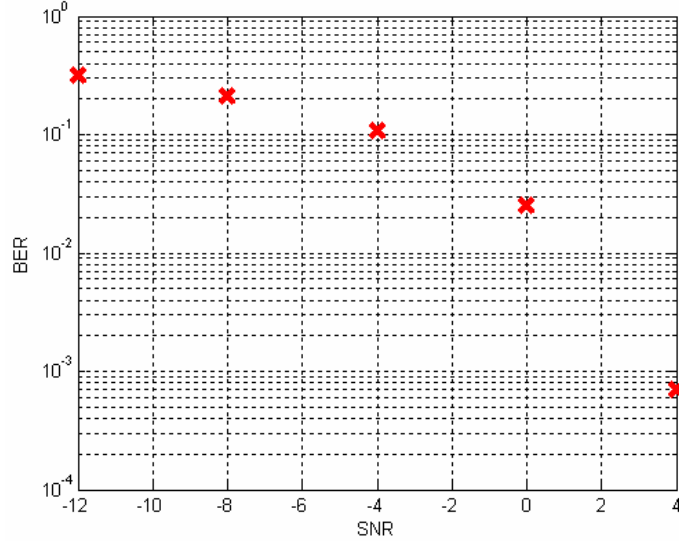
SNR	Başarım (%)	BER
-12	68.45	0.3155
-8	78.85	0.2115
-4	89.10	0.1090
0	97.50	0.025
4	100	0
8	100	0
12	100	0

Çizelge 6.7’de BPSK modülasyonunda her bir bit için 4 sembol kullanıldığında, SNR’a göre BER değişimi ve verinin doğru olarak alınma başarımı (%) verilmiştir.

Çizelge 6.8 JSR $20dB$ için $f_s/f_d=4$ iken KSFD boğucu işaret çıkartım tekniği kullanılmadığı durumda SNR-BER ve Başarım-BER değişimleri

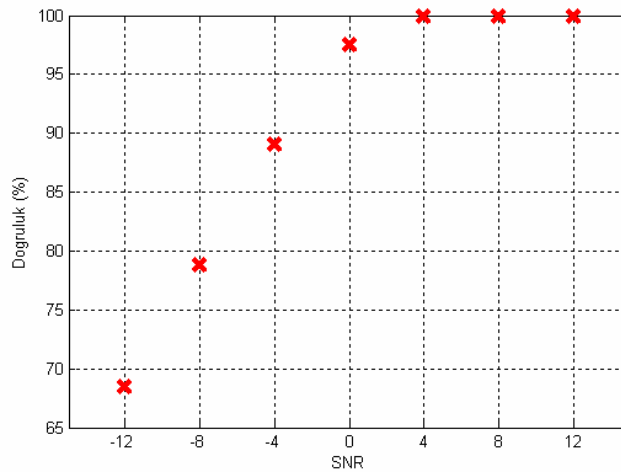
SNR	Başarım	BER
-12	62.00	0.400
-8	70.00	0.260
-4	78.00	0.210
0	86.00	0.110
4	88.00	0.100
8	90.40	0.09
12	90.70	0.09

Çizelge 6.8’de JSR $20dB$ için $fs/fd=4$ iken KSFD boğucu işaret çıkarım tekniği kullanılmadığı durumda sırasıyla verinin doğru olarak alınma başarımı (%) ve bit hata oranının işaret gürültü oranına göre değişimleri gösterilmiştir.

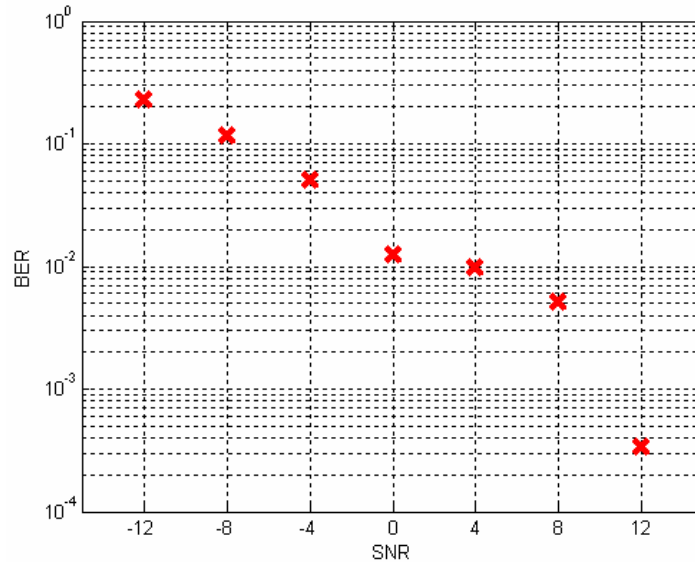


Şekil 6.4 JSR $20dB$ iken tek bileşenli çörp tipi boğucu işaret için SNR–BER değişimi ($fs/fd=4$).

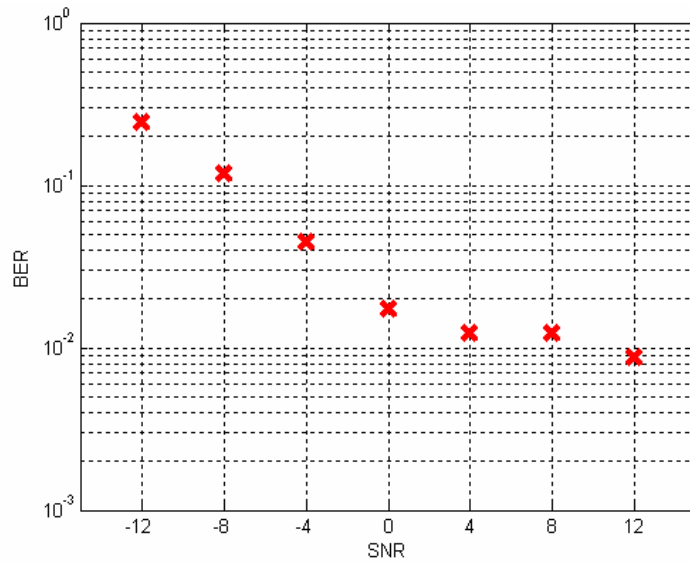
Şekil 6.4’de, SNR’ın 4 den sonraki değerleri için BER çizilmemiştir. Bunun nedeni SNR’ın 4 den büyük olması halinde gönderilen tüm bitlerin hatasız olarak alıcıda alınmasıdır. Grafik logaritmik eksene çizildiğinden sıfır değerleri tanımsız olmakta ve çizilememektedir. Bu durum için doğruluk başarımı Şekil 6.5’de verilmiştir.



Şekil 6.5 JSR $20dB$ iken tek bileşenli çörp tipi boğucu işaret için SNR–Doğruluk değişimi ($fs/fd=4$).



Şekil 6.6 JSR 20dB iken tek bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi ($f_s/f_d=2$).

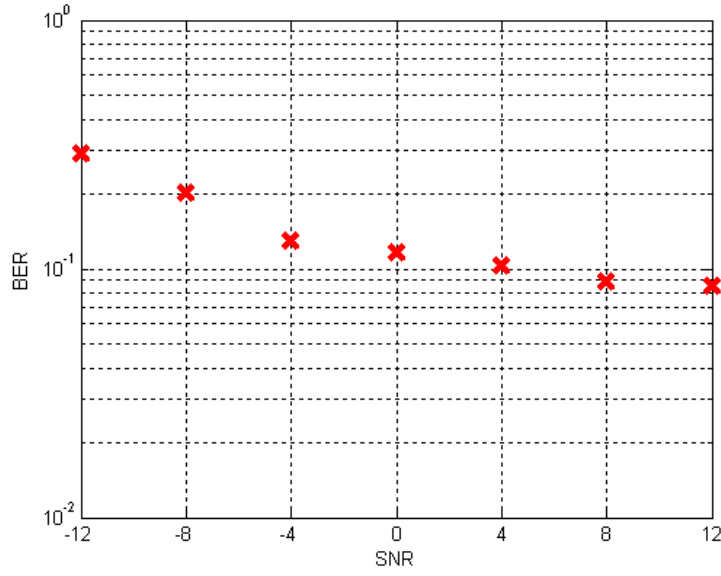


Şekil 6.7 JSR 20dB iken iki bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.

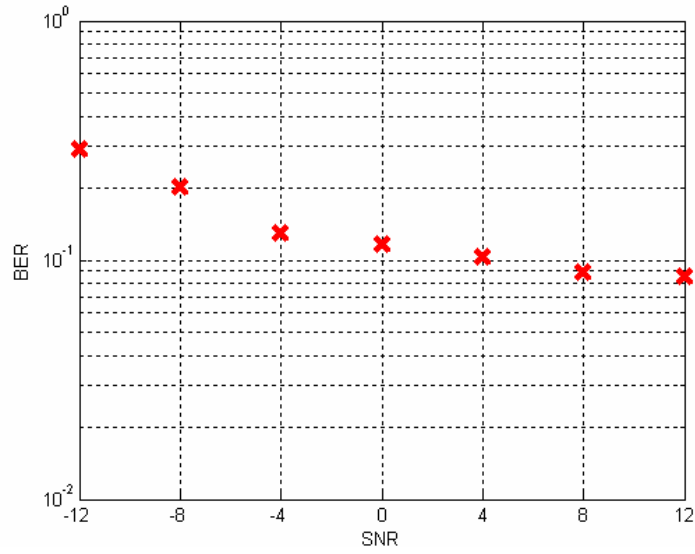
Şekil 6.6 ve 6.7’de boğucu işaret, gönderilmek istenen veriden 20dB daha güçlü olarak sisteme verildiğinde, sırasıyla tek bileşenli çörp ve iki bileşenli çörp işaretleri için SNR’a göre BER değişimleri çizdirilmiştir.

KSFD ile boğucu işaretin çıkarımı yöntemi yapılmadan alınan işaret demodülasyon işlemine tabi tutulduğunda başarımın oldukça düştüğü görülmektedir. DS-YS her ne kadar gürültüye ve boğucu işaretlere karşı güçlü olsa da, bu güç seviyedeki boğucu işaret için yeterli olmadığı

Şekil 6.8 ve 6.9’da görülmektedir.

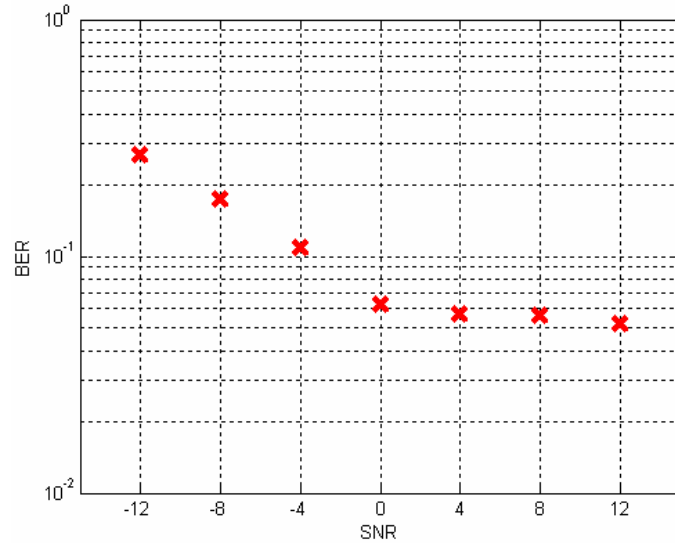


Şekil 6.8 JSR $20dB$ iken tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi

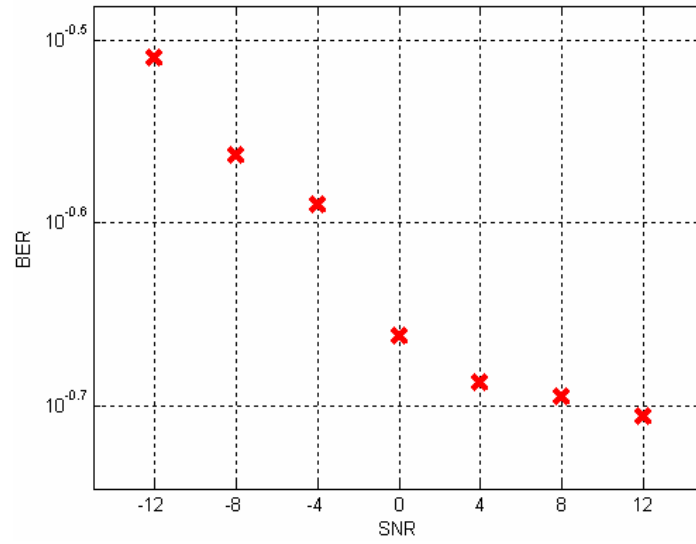


Şekil 6.9 JSR $20dB$ iken iki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi.

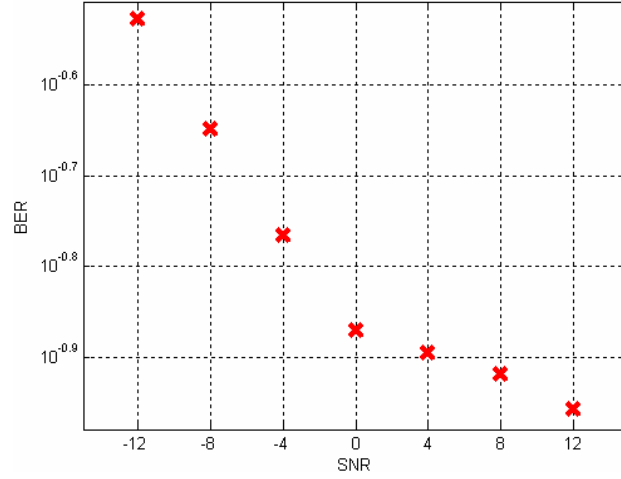
JSR oranı $30dB$ 'ye yükseltildiğinde (literatürde analizler çoğunlukla $20dB$ 'ye kadar yapılmıştır) başarımın düştüğü gözlenmiştir. Şekil 6.10 ve 6.11’de JSR $30dB$ iken, tek bileşenli çörp ve iki bileşenli çörp işaretleri için SNR’a göre BER değişimleri verilmiştir.



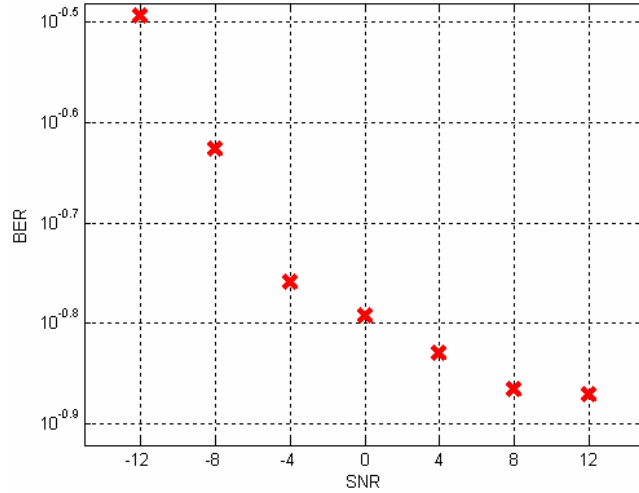
Şekil 6.10 JSR 30dB tek bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.



Şekil 6.11 JSR 30dB iki bileşenli iki bileşenli boğucu işaret için SNR-BER eğrisi.



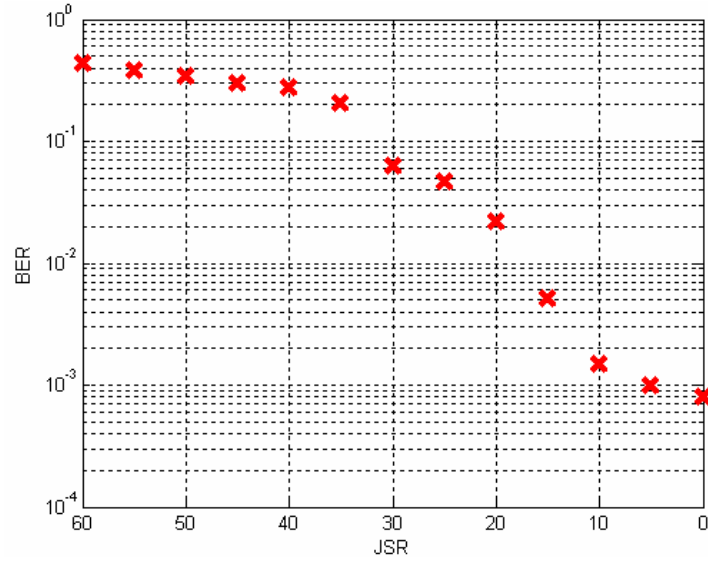
Şekil 6.12 JSR $30dB$ iken tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER eğrisi.



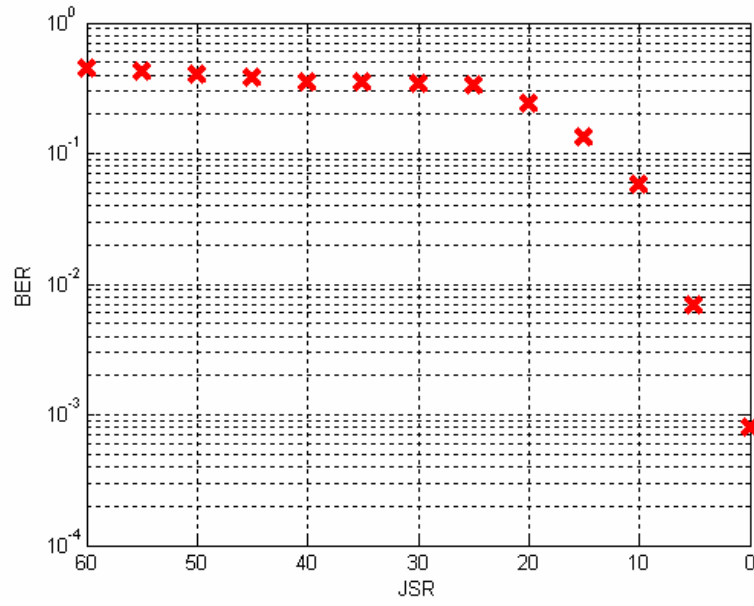
Şekil 6.13 JSR $30dB$ iki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER grafiği.

Şekil 6.12- 6.13’de JSR $30dB$ için, bu tezde tasarlanan boğucu işaret çıkarım yöntemi kullanılmadığı durumda SNR-BER değişimi çizdirilmiştir. Grafiklerden görüldü gibi yüksek boğucu işaret güçlerinde DS-YS sistemi başarısız olmakta ve iletilmek istenen veriyi koruyamamaktadır.

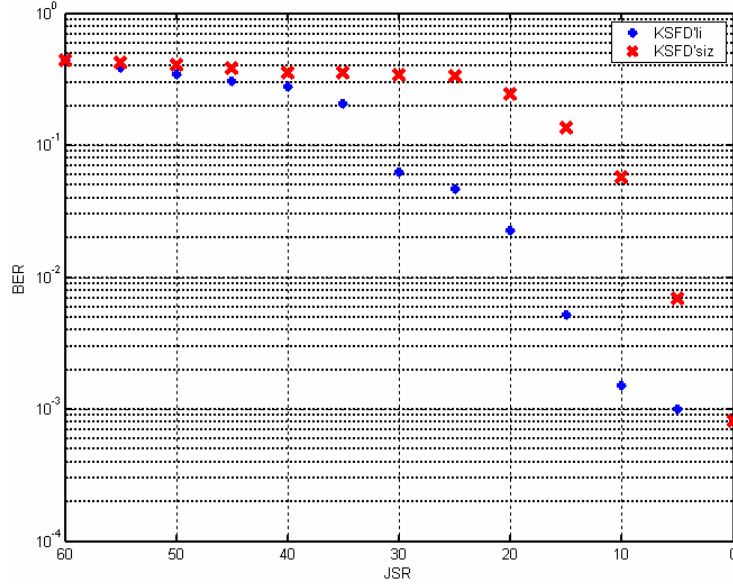
JSR-BER değişimi ise, Şekil 6.14- 6.15- 6.16’da gösterilmiştir. Şekil 6.14’de tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında, Şekil 6.15’de ise kullanılmadığı durumdaki BER grafiği verilmiştir. Şekil 6.16’da ise bu durum kıyaslanabilsin diye grafikler üst üste çizilmiştir.



Şekil 6.14 Tek bileşenli boğucu işaret için JSR-BER değişimi.

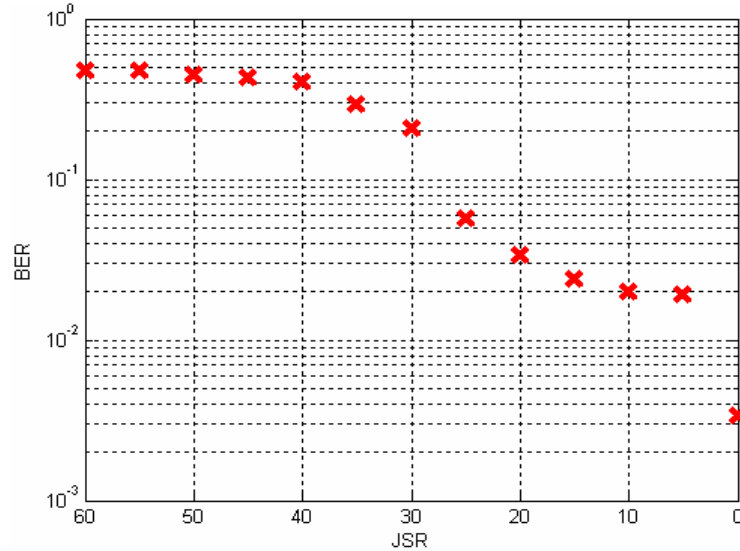


Şekil 6.15 Tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanılmadığında JSR-BER değişimi.

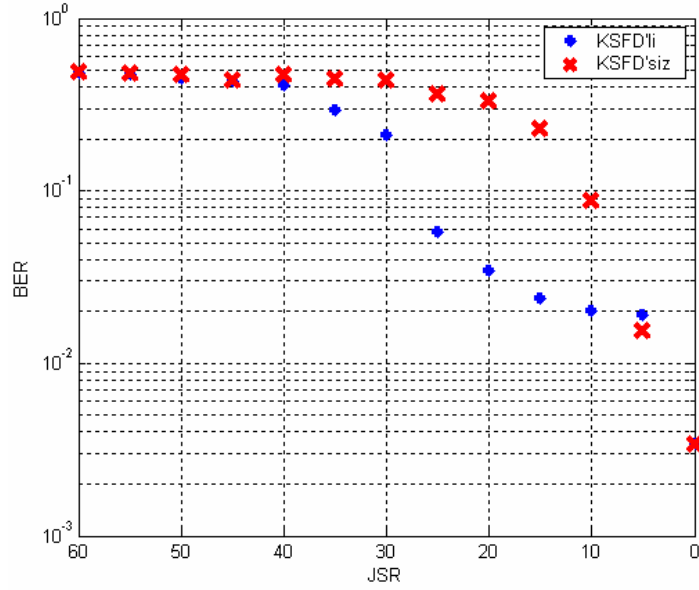


Şekil 6.16 Tek bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında ve kullanılmadığında JSR-BER değişimi ($SR=0dB$ iken).

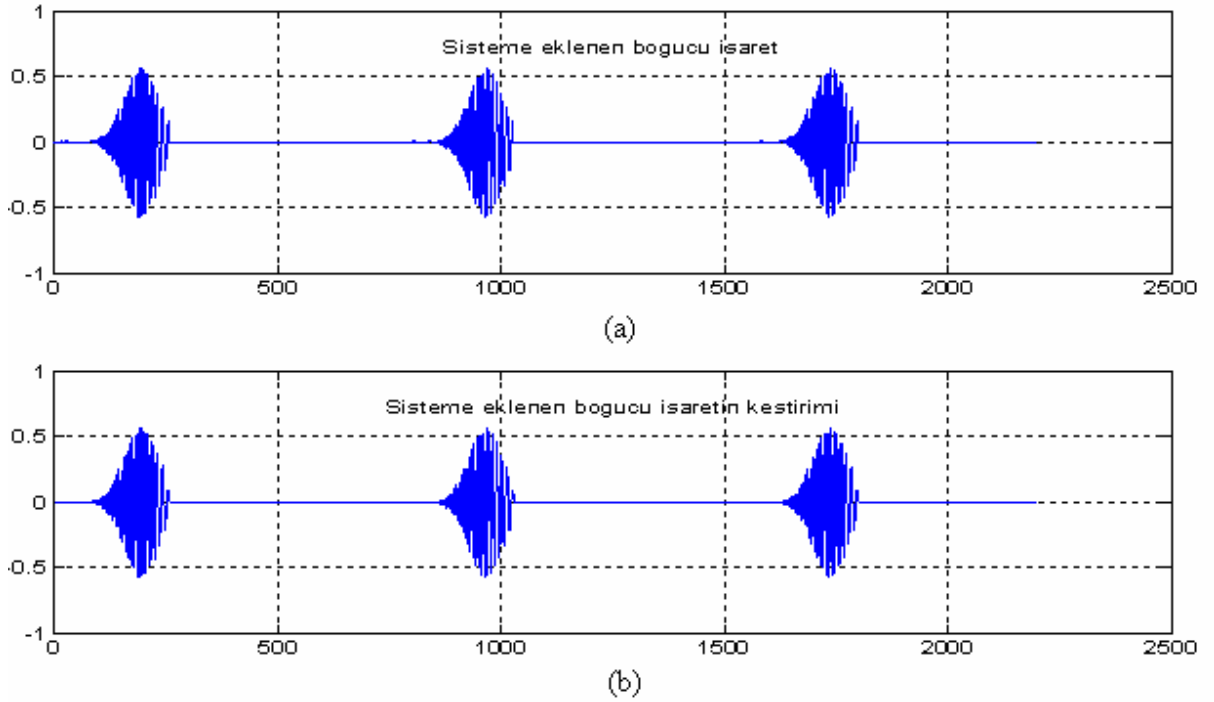
Aynı şekilde, Şekil 6.17- 6.18- 6.19’da gösterilmiştir. Şekil 6.17’de iki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında elde edilen JSR-BER eğrisi, Şekil 6.18’de ise, iki bileşenli boğucu işaretin KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığı ve kullanılmadığı durum için yapılan benzetimi görülmektedir.



Şekil 6.17 İki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında JSR-BER değişimi.



Şekil 6.18 İki bileşenli boğucu işaret için KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yöntemi kullanıldığında ve kullanılmadığında JSR-BER değişimi.

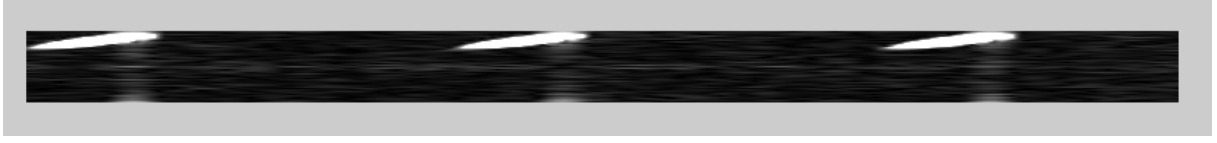


Şekil 6.19 (a) Haberleşme sistemine karışan boğucu işaret; (b) KSFD ile elde edilen boğucu işaretin kestirimi.

İki bileşenli çörp tipi boğucu işaret ile onun KSFD ve şablon imge kullanılarak elde edilen kestirimi sırasıyla Şekil 6.19 (a) ve (b)'de verilmiştir.

Şekil 6.20 ve 6.21'de, sırasıyla alıcıya gelen işaretin ve KSFD tekniği ile elde edilen şablon

imgenin frekans izgesi gösterilmektedir. Beyaz bölgeler burada boğucu işareti göstermektedir.

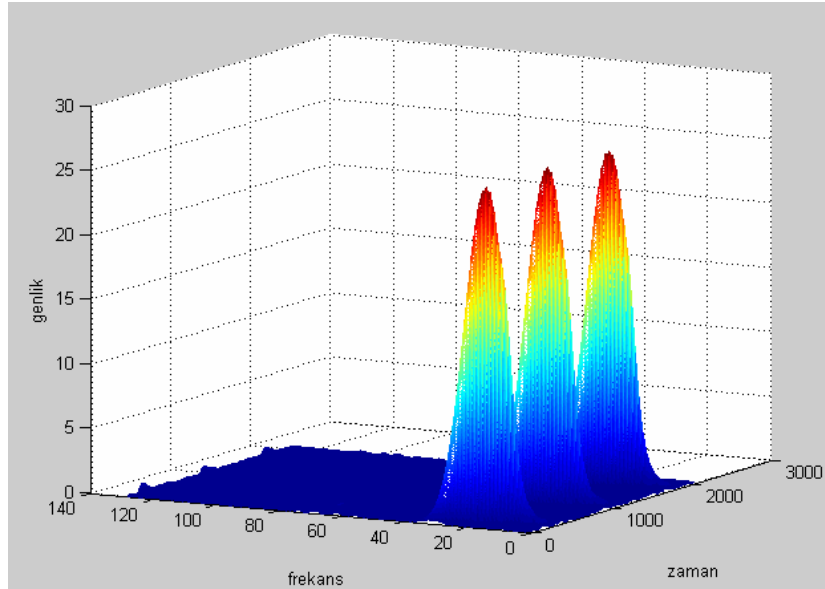


Şekil 6.20 Alıcıya ulaşan toplam işaretin KSFD'si.

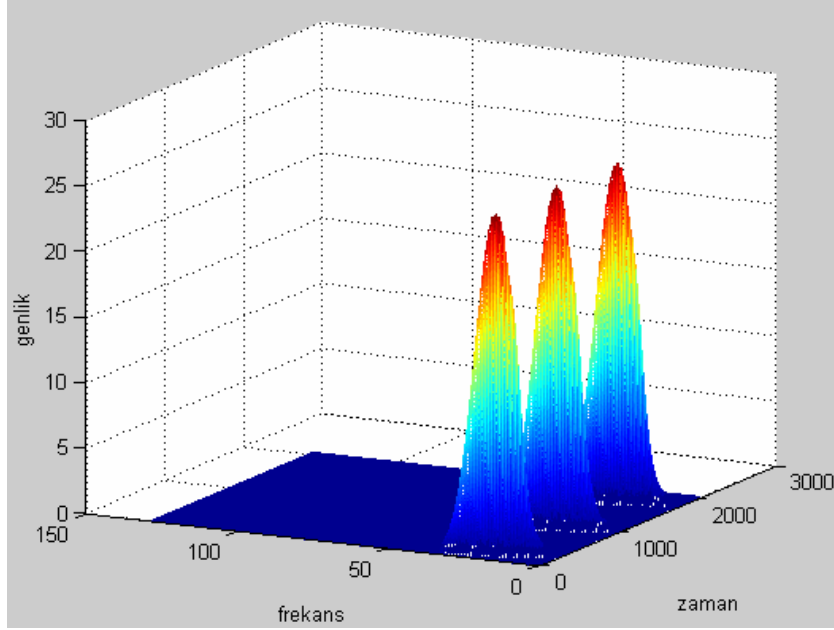


Şekil 6.21 Şablon imgeden elde edilen boğucu işaretin KSFD'si.

Şekil 6.22’de alıcıya gelen toplam işaretin KSFD imgesi üç boyutlu olarak gösterilmiştir. Burada farklı zamanlarda sisteme karışan üç tane boğucu işaret görülmektedir. Bunun yanı sıra frekans değeri arttıkça küçük dalgalanmalarda bu KSFD imgesinde görülmektedir. Şekil 6.23’de ise şablon imgeden elde edilen boğucu işaretin kestirimin KSFD’si üç boyutlu olarak gösterilmektedir. Bu imgede hiçbir dalgalanma olmadığına dikkat edilmelidir.



Şekil 6.22 Alıcıda alınan işaretin üç boyutlu KSFD imgesi.



Şekil 6.23 Boğucu işaretin üç boyutlu KSFD imgesi.

6.3 İşlem Karmaşıklığı

Boğucu işaretin algılanarak, alıcıda sistemden çıkarılması işleminde KSFD ve ters KSFD yöntemleri kullanılmaktadır. KSFD ve ters KSFD'nin işlem karmaşıklığı birbirine eşit olduğu için boğucu işaret çıkarma programındaki çarpma işlemi sayısı:

$$2 \times N^2 \log N \quad (6.1)$$

tanedir.

Yapılan karşılaştırmalar ve eşik alma işlemlerinin karmaşıklığı da birbirine eşit kabul edilir. Bu işlemlerin karmaşıklığı ise KSFD imgesinin büyüklüğüne bağlıdır. Yapılan karşılaştırma karmaşıklığı:

$$2 \times a \times b \quad (6.2)$$

tanedir. (6.2) eşitliğindeki a ve b katsayıları sırasıyla, KSFD imgesinin satır ve sütun sayısının belirtmektedir.

7. Sonuçlar

Bu tezde DS-YS haberleşme sistemine karışan boğucu işaretlerin çıkarımı için yeni bir teknik sunulmuştur. Önerilen tekniği gerçeklemek ve performansını değerlendirebilmek için bir haberleşme sistemi tasarlanmıştır. Bu sistemde, veri öncelikle BPSK modülasyonu ile modüle edilmekte, sonrasında ise sözde rasgele PN kodu kullanılarak frekansta yayılmaktadır. Gerçekçi bir sistem modellemesi yapabilmek için iletim ortamı çok yollu sönümlenmenin gerçekleştiği bir Rayleigh kanal olarak kabul edilmiştir.

Sistem tasarımında, boğucu işaretleri kestirirken durağan olmayan işaretler için iyi bir zaman-frekans çözünürlüğü veren KSFD analizi kullanılmıştır. Şekil 5.7’de boğucu işaret ile KSFD tekniği ile elde edilen kestirim gösterilmiştir.

Sistem başarımının BPSK modülasyonunda kullanılan sembol sayısı ile ilişkili olduğu gözlenmiştir. Sembol sayısının artması bit hata oranının azalmasına sebep olur. Örnek olarak, sembol sayısı 40 olduğunda çok düşük SNR değerleri için bile hatasız iletim sağlanabilmektedir. Ancak bu şekilde bir BPSK modülasyonu yapmak verimli bir haberleşme yöntemi değildir. Optimum bir haberleşme sistemi tasarlanırken ihtiyaçların iyi belirlenmesi gerekir. Eğer sistem tasarımında maliyet kritik bir kriter olarak belirlenmemişse, her bir bit için kullanılacak sembol sayısı artırılarak elde edilecek başarımlar iyileştirilebilir. Diğer türlü maliyette kısıtlama varsa optimum başarımları sağlayacak sistem ancak her bir bit için daha az sembol kullanılarak gerçekleştirilebilir.

Bu tez çalışmasında boğucu işaretin güç değeri 0 dB’den 60dB’ye kadar yükseltilerek JSR’ın BER’e göre değişimi elde edilmiştir. Şekil 4.1’de yer alan grafikte, literatürde mevcut elde edilmiş başarımlar gözlenebilmektedir. Bu çalışmada daha önce yapılan çalışmalara göre daha iyi bir başarımlar elde edildiği görülmüştür. Örneğin [Amin, 1997]’de JSR 20dB’de elde edilen BER değeri, bu tezde yapılan benzetimde JSR 30dB’de elde edilmiştir.

Bu tez çalışmasında elde edilen benzetim sonuçları Bölüm VI’da sunulmuştur. Literatürdeki çalışmalarda, ya sadece haberleşme sisteminin SNR-BER başarımları ya da sadece boğucu işaret kestirimi ile ilgilenilmiştir. Ancak bu çalışmaların başarı oranları ve tasarlanan sistem parametreleri açıkça verilmediğinden, sağlıklı karşılaştırmalar yapmak güçleşmiştir.

Bu tezde, boğucu işaretin kestirimini yapabilmek için işaret zaman-frekans yöntemlerinden KSFD kullanılmış ve sonuçlar açısından oldukça başarılı olunmuştur. Boğucu işaretin kestirimi ile kendisi arasındaki enerji farkının, boğucu işaret enerjisine oranı %0.022 olarak

hesaplanmıştır. Bu oran kestirimin son derece başarılı olduğunu açıkça göstermektedir.

Benzetimlerde, SNR değerleri $[-12, 12]$ aralığında değiştirilerek her bir SNR değeri için verinin alıcıda doğru olarak alınma başarımı (%) hesaplanmıştır. Buna göre, SNR $0dB$ 'den yükselmeye başladığında bu başarım $\%97,5$ 'dan $\%100$ 'e yükselmektedir. KSFD ile boğucu işaret çıkarımı yapılmadığında ise bu değerler $\%86$ 'dan $\%90$ 'a kadar yükselmektedir. SNR'ın $-12dB$ olduğu durumda KSFD ile boğucu işaret çıkarımı tekniği kullanıldığında başarım $\%68.45$ iken, bu teknik kullanılmadığında başarım $\%62$ 'dir.

İleride yapılacak çalışmalarda PN kodunun uzunluğu değiştirilerek sistem başarımı ölçülebilir. Bunu yanı sıra kullanılan PN kodu yerine Gold veya Walsh kodları ile sistem yeniden gerçekleştirilebilir. Ayrıca boğucu işaret kestiriminde kullanılan KSFD yöntemindeki pencerenin türü ve uzunluğu değiştirilerek sistem performansına etkisi ölçülebilir. Kullanılan pencerenin uzunluğu uyarlanır bir şekilde değiştirilerek daha iyi bir sistem başarımı sağlanabilir. Sisteme karıştırılan boğucu işaretin türünü belirleyerek, bu boğucu işaret için en uygun pencerenin seçilmesi ile sistem performansı daha da iyileştirilebilir. Ayrıca iletilmek istenen işareti kanal etkilerinden korumak için, işarete farklı kanal kodlama algoritmaları uygulanabilir ve bu şekilde sistem performansı artırılabilir.

KAYNAKLAR

Abimoussa, R. ve Landry, R.J., (2000), “Anti-Jamming Solution to Narrowband CDMA Interference Problem”, Electrical and Computer Engineering, 7-10 March 2000, Canadian.

Akan, A. ve Cekic, Y., (1999), “Interference Suppression in DSSS Communication Systems Using Instantaneous Frequency Estimation,” The 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems - ICECS'99, 5 – 8 Sep. 1999, Paphos, Cyprus.

Amin, M.G., Wang, C. ve Lindsay A.R., (1999), “Optimum Interference Excision in Spread Spectrum Communications Using Open-Loop Adaptive Filters”, IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 47 No. 7, 1966–76.

Amin, M.G., Akansu N.A., (1999), “ Time-Frequency for Interference Excision in Spread spectrum Communications”, IEEE Signal Proc. Mag. Vol.16, No. 2.

Amin G., ve Ouyang X., (2001), “Short-Time Fourier Transform Receiver for Nonstationary Interference Excision in Direct Sequence Spread Spectrum Communications”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 49, No. 4.

Amin G., (1997), “Interference Mitigation in Spread Spectrum Communication Systems Using Time-Frequency Distributions”, IEEE Trans. On Signal Proc., Vol. 45, No. 1

Badke, B.P., (2002), Global Positioning System Anti-Jamming Techniques, Ph.D Dissertation, Arizona State University.

Blahut, R.E., Miller, W. ve Wilcox, C.H., (1991), Radar and Sonar, Springer – Verlag, New York.

Boll, S.F., (1979), “Suppression of Acoustic Noise in Speech Using Spectral Subtraction”, IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proc., Vol.27, 113-120.

Chaparro, L.F., Alshehri, A., (2003), “Jammer Excision in Spread Spectrum Communications via Wiener Masking and Frequency-Frequency Evolutionary Transform”, Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on Vol. 4, 6–10 April 2003

Cohen., L., (1995) Time Frequency Analysis, Prentice Hall, Englewood Cliffs.

Destefano A., Bonato P. ve CeraVolo, R., (1997), “Time-Frequency and Ambiguity Function

Approaches in Structural Identification,” J. Engineering Mechanics- Asce, Vol. 123, No. 12.

DiPietro, R. C., (1989), “An FFT Based Technique for Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread Spectrum Communications Systems”, ICASSP-89, May 1989, Vol. 2, 1360 -1363.

Durak, L., (2003), Novel Time-Frequency Analysis Techniques for Deterministic Signals ,PhD Dissertations, Bilkent University, 2003.

Fakatselis, J., (1997), “Processing Gain in Spread Spectrum Signals”, Haris Semiconductor, Melbourne.

Gaunaurd, G.C. ve Strifors, H.C., (1996), “Signal Analysis by Means of Time-Frequency Wigner Type Distributions Applications to Sonar and Radar Echos,” Proc. IEEE, Vol. 84

Groe, J.B., Larson, L.E., (2000), Cdma Mobile Radio Design, Artech House Publisher, London.

Haimovich, A. ve Vadhri, A., (1994), “Rejection of Narrow-Band Interferences in PN Spread Spectrum Systems Using an Eigenanalysis Approach”, IEEE Seventh SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing.

Hlawatsch, F., Boudreaux, G.F. ve Batels., (1992), “Linear and Quadritic Time-Frequency Signal Representations”, IEEE Signal Processing Mag., Vol. 9.

Hlawatsch F. ve Flandrin F., (1997), “Interference structure of the Wigner distribution and related time-frequency signal representation”, The Wigner Distribution Theory and Applications in Signal Processing, W. Mecklenbrauker and F. Hlawatsch, Eds., Elsevier-Science Publishers, B.V. North Holland, 1997.

Jones, W.W. ve Jones, K.R., (1992), ”Narrowband Interference Suppression Using Filter-Bank Analysis/Synthesis Techniques,” IEEE MILCOM, Conference, San Diego, California, Paper 38.1.1.

Kandangath, A., (2001), “Jamming mitigation techniques for spread spectrum communication systems”, Arizona State University, Tepme, AZ- 85281, USA, 2001.

Ketchum, J.W. ve Proakis, J., (1982), “Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrowband interference in PN spread spectrum sytems,” IEEE Trans. Communications, vol. COM-30.

- Kwok, H.K. ve Jones, D.L., (2000), "Improved Instantaneous Frequency Estimation using an Adaptive Short Time Fourier Transform", IEEE Trans. Signal Proc., Vol.48, No 10.
- Lach, S.R., Amin M.G. ve Lindsey, A. R., (1999), "Broadband Interference Excision for Software-Radio Spread-Spectrum Communications Using Time-Frequency Distribution Synthesis", IEEE Journal on Selected Areas In Commun., Vol. 17, No. 4.
- Laster, J.D. ve Reed, J.H., (1997), "Interference rejection in digital wireless communication", IEEE Signal Proc. Mag., Vol. 13, No. 13.
- Laster, J. D. ve Reed, J. H., (1997), "Interference Rejection in Digital Wireless Communications," IEEE Signal Proc. Mag., 14:37-62.
- Milstein, L. ve Das, P., (1980), "An analysis of a real-time transform domain filtering digital communication system—Part I: Narrow-band interference rejection", IEEE Trans. Commun., Vol. COMM-28.
- Milstein, L.,B., (1998) "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications", Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 6.
- Rappaport, T.S., (1996), Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice-Hall International (UK) Limited, 1st., London.
- Sass, P.F., (1983), "Why is the Army interested in Spread Spectrum?", IEEE Commun. Mag. Vol. 21, No. 4.
- Suleesathira, R., (2001), Jammer Excision in Spread Spectrum using Discrete Evolutionary-Hough Transform, PhD Dissertations, University of Pittsburgh.
- Tazebay M., Akansu, A., (1995), "Adaptive Subband Transforms in Time-Frequency Excisers for DSSS Communication Systems", IEEE Trans. Signal Proc., Vol. 43, No. 11.
- Tüfekçi, D. İ., Kutay, M. A. ve Tanyer, S. G., (2002), "Radar Parametrelerinin Kestiriminde Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) ve Wigner Dağılımlarının Karşılaştırılması", Tübitak-Uekae (Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü).
- Wang, C., Amin, M.G., (1998), "Performance Analysis of Instantaneous Frequency-Based Interference Excision Techniques in Spread Spectrum Communications", IEEE Transactions On Signal Processing, Vol. 46, No. 1.
- Zhang, Y., Amin, M.,G. ve Lindsey, A., R., (2001), "Anti-jamming GPS Receivers Based on

Bilinear Signal Distributions”, IEEE Military Communications Conference, Communications for Network-Centric Operations: Creating the Information Force, Vol. 2, 1070-1074.

Zhao, L., Amin, M.,G. ve Lindsey, A.R., (2000) ”Subspace Projection Techniques for Anti-FM Jamming GPS Receivers”, Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing.

INTERNET KAYNAKLARI

[1] <http://www-ccrma.stanford.edu/~unjung/mylec/WTpart1.html>

[2] http://www.raylink.com/whitepaper/fhss_dsss.pdf

EKLER

- Ek 1 Çalıştırılan programın algoritması
Ek 2 Programlar

Ek1: Çalıştırılan programın algoritması

1. Uzunluğu 11 olan bir sözde rasgele PN kodu Matlab ortamında üretildi.
2. Uzunluğu 100 olan rasgele bir dizi oluşturuldu.
3. Veri BPSK modülasyonu ile modüle edildi.
4. BPSK modülasyonlu verinin her bir biti PN kodu ile çarpılarak frekans bölgesinde yayılma sağlandı
5. İşaret Rayleigh kanala verildi. Bu kanalda işarete boğucu işaret karıştırıldı.
6. Alıcıya ulaşan işaretin KSFD'si alındı.
7. KSFD imgesi eşik değerlendirildi (s imgesi) ve yoğun enerjili boğucu işaretin bulunduğu bölge belirlendi
8. Lojik değerlere sahip olan s şablon imgesinde boğucu işaretin gerçek değerleri toplam işaretin KSFD imgesi olan Y nin içerisinde seçildi ve s_d imgesi oluşturuldu (boğucu işaretin kestiriminin KSFD imgesi).
9. Elde edilen s_d imgesinin ters KSFD'si hesaplanarak, zaman-frekans bölgesinden zaman bölgesine geçiş yapıldı. Böylece boğucu işaretin zaman bölgesindeki işareti elde edildi ve bu işaret alıcıdaki toplam işareten çıkarıldı.

VERİ = Toplam işaret – Boğucu işaretin zaman bölgesindeki kestirimi

10. Veri tekrar PN dizisi ile çarpılarak yayılı izgeden çıkarıldı ve işaret kendi frekans bandına geri yerleştirildi.
11. Elde edilen verinin integrali alınarak karar eşiğine verildi. Karar eşiğini almak için PN dizisi ile çarpılmış olan işaretin 11 değeri toplandı ve ortalaması alınarak elde edilen sayılar en yakın tam sayıya yuvarlandı.
12. Elde edilen veri ile asıl veri arasındaki benzerliğe bakıldı.

Ek 2 Benzetim Programları

1) KSFD hesaplayan program

```

function Y=ksfd(in,ws,hop)
if ~exist('ws')
    ws=256; % window size
end
if ~exist('hop')
    hop=64; % hop size
end

n=length(in);
if mod(n,hop)~=0
    in=[in; zeros(ws-mod(n,hop),1)];
end
out=zeros(length(in),1);
win=hanning(ws);
%win=ones(ws,1);

Y=zeros(ws,round((n-ws)/hop)+1);
jj=1;
ii=0;
iiend=length(in)-ws;
while ii<=iiend
    frame=in(ii+1:ii+ws).*win*hop/ws*2; % frame in time domain
    %frame=circshift(frame,ws/2);
    frame=fft(frame); %frame=fftshift(fft(frame)); %S(:,ti-Lh) = fftshift(fft(t_icol)); %
    frame in frequency domain
    Y(:,jj)=frame;
    ii=ii+hop;
    jj=jj+1;
end

```

2) Ters KSFD programı

```
function out=ters_ksfd(M, hop)
if ~exist('hop')
    hop=64; % hop size
end
ws=size(M,1);
Nframe=size(M,2);
win=hanning(ws);

if mod(Nframe,ws/hop)~=0
    out=zeros((floor(Nframe*hop/ws)+1)*ws + mod(Nframe-1,ws/hop)*hop,1);
else
    out=zeros((Nframe*hop/ws+1)*ws-hop,1);
end

for ii=1:Nframe
    frame=real(fft(M(:,ii)));
    out((ii-1)*hop+1:(ii-1)*hop+ws) = ...
        out((ii-1)*hop+1:(ii-1)*hop+ws) + frame;
end
```

3) Rayleigh kanal modeli

```
function T=jakesmodel(Num_path,vehicle_speed)
Num_path=1000; % İletimin gerçekleştiği yol sayısı
t=0.0001:10/Num_path:10; % Zaman aralığı
f=900*10.^6; % Taşıyıcı frekansı (150 Mhz, 900 Mhz)
wc=2*pi*f;
vehicle_speed=10; % araç hızı[km/sa]
v=vehicle_speed*5/18; % alıcı hızı[m/sa]
c=300*10^3; % Işık hızı
wm=wc*(v/c); % Maksimum kayma
```

```

fm=wm/(2*pi);           % Doppler kayması

for i=1:Num_path
    A(i)=(2*pi/Num_path)*i;    %Azimut açısı
    wn(i)=wm*cos(A(i));
    phi(i)=(pi*i)/(Num_path+1);
    xc(i)=2*cos(wn(i)*t(i)).*cos(phi(i))+cos(wm*t(i));
    xs(i)=2*cos(wn(i)*t(i)).*sin(phi(i));
    T(i)=(1/(2*Num_path+1)^0.5).*(xc(i)+j*xs(i)); % Kompleks zarf
end

M=mean(abs(T));
MdB=20*log10(M);
TdB=floor(20*log10(abs(T)));    % Alan [dB]

% HISTOGRAM çizimi
z1=hist(abs(T));
z=hist(TdB,9);
n=0;
for k=1:9
    n=n+z(k);
end
for ss=1:9
    P(ss)=z(ss)/n;
end
f(1)=P(1);
for x=2:9
    f(x)=f(x-1)+P(x);
end
F(10-x)=f(x);
end
plot(z1);

```

```

title('Rayleigh distribution');
semilogy(t,abs(T)/max(abs(T)), 'r')    % Fading graphic
title('Received field');
ylabel('Received field intensity');
xlabel('time');
grid on;

```

4)Boğucu işaret eklenmiş sistemin bit hata oranını verilen işaret gürültü oranı için hesaplayan program.

```

clear all;clc;close all;

% RAYLEIGH Katsayıları

T=jakesmodel(1000,10); % T=jakesmodel(yol sayısı,araç hızı);

magT=abs(T);

SNR_db=12;

SNR=10.^(SNR_db./10);

tic

for tur=1:10

    for deneme=1:100

        data=randint(100,1);

        fd=10;          % Verinin frekansı

        f_chip=11;      % PN kodunun uzunluğu

        fc=10;          % Taşıyıcı frekansı

        fs=20;          % Örnekleme frekansı

        N=fs/fd;        % sembol sayısı

        M=2;            % BPSK

        A=1;            % taşıyıcı işaret genliği
    end
end

```

```

Tb=fs/fd;

E=A^2*Tb/2; %işaret bit enerjisi


load PN_sequence.txt % PN dizisini yükle

%Veriyi BPSK ile modüle et

msg_mod=dmod(data,fc,fd,fs,'psk',M);

msg_unspread=msg_mod;

%Yayılı spektruma geçiş yapıldı

for i = 1:length(msg_unspread)

    msg_spread((i-1)*f_chip+1:i*f_chip)=msg_unspread(i).*PN_sequence;

end

msg_tx=msg_spread; % Gönderilecek işaret

len_of_tx=length(msg_tx);

jammer=jammer_kat(2,len_of_tx); % J=1 ise jammer ekleme

% J=2 ise tek bileşenli jammer ekle

% J=3 ise iki bileşenli jammer ekle


%%%%% KANAL ETKİLERİ %%%%

%Kanal gürültüsü

sigma=sqrt(E/(2*SNR)); % Gürültünün Standart Sapması

n=sigma*randn(size(msg_tx)); % Rasgele Gürültü İşareti

%RAYLEIGH sönümlleme katsayısının işareti etkilemesi

k=1;

for i=1:length(msg_tx)

```

```

msg_tx(1,i)=msg_tx(1,i)*10*magT(1,k);

if(mod(i,k))

    k=k+300;

end

end

JSR=100; %JSR=20 db için

Toplam_isaret=msg_tx + JSR*jammer+n;

Toplam_isaret=Toplam_isaret';

Y=stft(Toplam_isaret,129,1);

esik=0.8;

[geri_donus1,yazi]=jammer_detect(Y,esik,jammer,Toplam_isaret);

    If (yazi==1)

        disp('*** Sistemde bogucu isarete rastlanilmadi ***')

    end

%Yayılı spektrumu aski haline getiriyoruz

sentez_son=geri_donus1;

for i=1:length(msg_unspread)

    msg_bpsk((i-1)*f_chip+1:i*f_chip)= sentez_son((i-1)*f_chip+1:i*f_chip).*PN_sequence;

end

for i=1:length(msg_unspread)

    karar(i)=sum(msg_bpsk((i-1)*f_chip+1:i*f_chip))/f_chip ;

end

msg_demod=ddemod(karar,fc,fd,fs,'psk',M);

[num(tur) rat(tur)]=biterr(data,msg_demod');

```

```

dogru_sayisi=0;

for dd=1:length(data)

    if (data(dd) == msg_demod(dd))

        dogru_sayisi=dogru_sayisi+1;

    end

end

yanlis(deneme)=length(data)-dogru_sayisi;

Benzerlik_olcutu(deneme)=(dogru_sayisi/length(data))*100;

end

yanlis_tur(tur)=mean(yanlis);

Benzerlik_olcutu_tur(tur)=mean(Benzerlik_olcutu);

rat_ort(tur)=mean(rat);

end

sonuc=mean(rat_ort)

toc

```

5) Boğucu işaret ekleme programı

```

function jammer=jammer_kat(J,len_of_tx)

%J=menu('Bogucu isaret kac bilesenden olussun','Bogucu isaret eklenmesin','Bir','Iki')

if (J==1)

    x=0;

end

if (J==2)

    chirp_ang = [30];

    b = [-3];

```

```

t_0 = [3];

N = 128;

M = 2*N+1;

Dx = sqrt(N);

Ts = 1/Dx;

[x,c] = gen_signal_multi(N,chirp_ang,b,t_0);

end

if(J==3)

    chirp_ang = [30 60];

    b = [-3 2];

    t_0 = [3 1];

    N = 128;

    M = 2*N+1;

    Dx = sqrt(N);

    Ts = 1/Dx;

    [x,c] = gen_signal_multi(N,chirp_ang,b,t_0);

end

jammer=zeros(len_of_tx,1);

%%tam kat jammer eklenecek jammer hiç bir yerde
%%yarıda kesilmeyecek

for i=1:floor(length(jammer)/length(x))

    jammer((i-1)*length(x)+1:i*length(x))=x;

end

```

6) Boğucu işaret algılama

```

function [geri_donus1,yazi]=jammer_detect(Y,esik,jammer,Toplam_isaret);

if(max(max(abs(Y)))>10)    %%% Boğucu işaret varsa

s=im2bw(abs(Y),esik);

[aa,bb]=size(s);

s_d=zeros(aa,bb); % şablon imge

for i=1:aa

for ii=1:bb

    if(s(i,ii)==1)

        s_d(i,ii)=Y(i,ii);

    end

end

end

X_sentez=istft(s_d,1);

olcut=max(real(X_sentez))/max(real(jammer));

%%%%%% TERS STFT si  %%%%%%%%%%%%%%%

geri_donus = (Toplam_isaret-X_sentez);

veri_donus=zeros(length(geri_donus),1);

geri_donus1 = real(geri_donus);

yazi=0;

end

if(max(max(abs(Y)))<10)

    geri_donus1 = real(Toplam_isaret);

    yazi=1;

```

end

7) Çok bileşenli çörp tipi boğucu işaret üreten program

```
function [s,c] = gen_signal_multi(N,phi,b,t_0);
```

```
Dx = sqrt(N);
```

```
T_s = 1/Dx;
```

```
T_s_h = T_s/2;
```

```
a_r = pi/9;
```

```
a = tan(phi.*pi/180);
```

```
s = zeros(1,2*N+1);
```

```
for i = 1:length(b)
```

```
for n = 1:2*N+1
```

```
    c(n) = (n-(N+1))*T_s_h;
```

```
    r(n) = ((a_r/pi)^0.25) * exp(-a_r*(c(n)-t_0(i))^2/2);
```

```
    x(n) = exp(j*pi*(a(i)*(c(n)-t_0(i))^2 + 2*b(i)*(c(n)-t_0(i)))) * r(n);
```

```
end;
```

```
s = s+x;
```

```
end;
```

```
s = s(:);
```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 05.04.1982

Doğum yeri Yozgat

Lise 1996–2000 İhsaniye Y.D.A. Lisesi

Lisans 2000–2004 Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004–2006 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Haberleşme Programı

Çalıştığı kurum 2005- YTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği,
Araştırma Görevlisi