



Enerji Verimli İletişim Sistemlerinin Tasarımı için Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Yaklaşımlar

Program Kodu: 3001

Proje No: 114E298

Proje Yürütücüsü:
Doç. Dr. Serhat ERKÜÇÜK

Araştırmacı:

Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

Bursiyerler:

Mehmet BAŞARAN

Ayşe Betül BÜYÜKŞAR

Safa ÇELİK

MART 2017
İSTANBUL



ÖNSÖZ

Enerji verimliliği konusu, telekomünikasyon sektörünün son yıllarda odaklandığı araştırma ve uygulama alanlarından birisidir. Kablosuz iletişimde ve mobil cihaz uygulamalarında son yıllarda yüksek veri hızlarına duyulan talebin artmasıyla iletişim sistemlerinin alıcı ve vericilerinde yüksek örnekleme hızlarına ihtiyaç duyulmuştur. Bu da özellikle alıcılarda oldukça fazla enerji harcanmasına neden olmuştur. Bu yüzden, Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Sensing, CS) teorisi telekomünikasyon uygulamalarında büyük ilgi görmüştür. Bu teori, işaretin seyrek bölgede tanımlanabildiği durumlarda Nyquist hızından çok daha düşük hızlarda örneklenen işaretin başarılı bir şekilde geri kazanılabileceği gerçeğine dayanır. Bu doğrultuda gelişen geniş bantlı spektrum algılama ve kanal kestirimi araştırma alanları, CS teorisinin iletişim araştırmalarında iki önemli uygulama alanı olmuştur. Bu projede CS tabanlı özgün yaklaşımlar sunularak spektrum algılama ve kanal kestirimi alanlarına katkı sağlanmıştır.

Projenin spektrum algılama ile ilgili sonuçları IEEE International Conference on Ultra-WideBand (ICUWB-2014) ve 7th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT-2015) konferanslarında sunulmuş ve IET Signal Processing dergisinde yayımlanmıştır. Projenin kanal kestirimi ile ilgili sonuçları IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom-2016) ve 13th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS-2016) konferanslarında sunulmuş ve kapsamlı sonuçlar dergi makalesi olarak hazırlanmaktadır. Ayrıca, projenin enerji verimliliği ve performans ödünleşimi ile ilgili sonuçları 24. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı'nda (SİU-2016) sunulmuştur.

Bu raporda sunulan çalışmalar, 114E298 numaralı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ	v
ÖZET	vi
ABSTRACT	viii
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ	4
2.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama.....	4
2.2 Seyrek Kanal Kestirimi	6
2.2.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Kanal Kestirimi.....	6
2.2.2 SAGE-MAP Tabanlı Kanal Kestirimi	8
2.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalar.....	10
3. GEREÇLER ve YÖNTEMLER.....	12
3.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama.....	12
3.1.1 Birincil Kullanıcı İşaret Modeli	12
3.1.2 Bayesian Sıkıştırılmış Algılama	13
3.1.3 İşaret Kestirim Performansı	15
3.1.4 İşaret Sezim Performansı	16
3.1.5 Hesaplama Süresi ve Karmaşıklık	19
3.2 Seyrek Kanal Kestirimi	20
3.2.1 TDS-OFDM Sistem Modeli	20
3.2.2 CS Tabanlı Yaklaşımlar	22
3.2.3 Bölümlemeli TDS-OFDM İşaret Modeli Yaklaşımı.....	22
3.2.4 SAGE-MAP Tabanlı Kanal Kestirimi için Sistem Modeli.....	23
3.2.5 SAGE-MAP Kanal Kestirimi.....	25
3.2.6 Algoritmanın İklendirilmesi	27
3.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalar.....	28
3.3.1 Taban Arayışı	29
3.3.2 Açgözlü Algoritmalar.....	29
3.3.3 Başarım Ölçütleri.....	32
4. BULGULAR.....	34
4.1 Spektrum Algılama Benzetim Sonuçları	34
4.1.1 Kestirim Performansı Sonuçları	34
4.1.2 Sezim Performansı Sonuçları	35
4.1.3 Pratik Uygulama: LTE DL OFDMA Sistemde Gerçeklenmesi	40
4.1.4 Hesaplama Süresinin Azaltılması	42
4.1.5 Spektrum Algılama Sonuçlarının Analizi	43



4.2 Kanal Kestirimi Benzetim Sonuçları	43
4.2.1 TDS-OFDM için Benzetim Sonuçları	43
4.2.2 TDS-OFDM Kanal Kestirimi Sonuçlarının Analizi.....	48
4.2.3 SAGE-MAP Tabanlı Benzetim Sonuçları	49
4.2.4 SAGE-MAP Kanal Kestirimi Sonuçlarının Analizi.....	52
4.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmaların Benzetim Sonuçları	52
4.3.1 Kestirim Performansı Sonuçları ve Hesaplama Süreleri	53
4.3.2 Algoritmaların Karşılaştırma Sonuçlarının Analizi	55
5. SONUÇLAR	56
5.1 Proje Katkılarının Özeti	56
5.2 Öneriler.....	57
KAYNAKLAR.....	58

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 3.1. Seyrek işaretin frekans bölgesi gösterilimi	13
Şekil 3.2. Geleneksel ve bölümlmeli TDS-OFDM sistem modelleri	23
Şekil 4.1. SNR={0, 10, 20}dB için sıkıştırma oranlarına (CR) göre kestirim performansları ...	35
Şekil 4.2. CR={0.25, 0.5, 0.75} için işaret gürültü oranlarına (SNR) göre kestirim performansları	35
Şekil 4.3. SNR=20dB'de CR=0.50 (üst kısım) ve CR=0.875 (alt kısım) için histogram ve pdf	36
Şekil 4.4. SNR=20dB'de enerji eşik seviyesine göre belirlenen doğru sezim performansları	37
Şekil 4.5. CR=0.50 ve SNR=0dB'de “before BCS” (üst kısım) ve “after BCS” (alt kısım) durumları için olasılık yoğunluk fonksiyonları	38
Şekil 4.6. Düşük SNR bölgesinde (-5, -10, -15dB) CR=0.375 (sol kısım) ve CR=0.75 (sağ kısım) için alıcı çalışma karakteristikleri	39
Şekil 4.7. SNR=20dB için LTE sistemlerin işaret geri oluşturma başarımları (sol kısım), SNR=-5dB ve CR=0.75 iken LTE sistemler için alıcının çalışma karakteristikleri (sağ kısım)	41
Şekil 4.8. $L = 205$ için çeşitli SNR değerlerinde kestirim başarımları	45
Şekil 4.9. $L = 150$ için çeşitli SNR değerlerinde kestirim başarımları	45
Şekil 4.10. Geleneksel ve bölümlmeli TDS-OFDM sistemlerinde kestirim başarımları	46
Şekil 4.11. BPSK modüli geleneksel TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları ...	47
Şekil 4.12. BPSK modüli bölümlmeli TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları.	47
Şekil 4.13. QPSK modüli bölümlmeli TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları	48
Şekil 4.14. Kanal katsayılarının başlangıç durumu kestirimi (zaman ve frekans bölgesinde)	50
Şekil 4.15. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımları $f_D=50$ Hz ve SNR=20 dB	51
Şekil 4.16. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımları $f_D=100$ Hz ve SNR=20 dB	51
Şekil 4.17. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımları $f_D=50$ Hz ve SNR=10 dB	51
Şekil 4.18. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımları $f_D=100$ Hz ve SNR=10 dB	52
Şekil 4.19. İşaret gürültü oranına göre algoritmaların kestirim başarımları	53
Şekil 4.20. Seyreklik seviyesine göre algoritmaların kestirim başarımları	54
Şekil 4.21. Ölçüm sayısına göre algoritmaların kestirim başarımları	54

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1. Algoritma 1: OFDM sistemleri için SAGE - MAP tabanlı seyrek kanal takibi.....	28
Tablo 3.2. Uyumlu arayış algoritması	30
Tablo 3.3. Dik uyumlu arayış algoritması.....	31
Tablo 3.4. Sıkıştırılmalı örneklenebilir uyumlu arayış algoritması	32
Tablo 4.1. $CR=50\%$ ve $P_f = 1\%$ iken “Before BCS” ve “After BCS” durumları için sezim olasılıkları	38
Tablo 4.2. Yakınsaklık hızı	42
Tablo 4.3. Brazil-B ve Brazil-D kanal modellerinin güç gecikme görünüşleri.....	44
Tablo 4.4. Benzetim parametreleri.....	49
Tablo 4.5. Algoritmaların ortalama koşma süresi (s).....	55

ÖZET

Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Sensing, CS) teorisi, işaretin seyrek bölgede tanımlanabildiği durumlarda Nyquist hızından çok daha düşük hızlarda örneklenen işaretin başarılı bir şekilde geri kazanılabileceği gerçeğine dayanır. Bu doğrultuda gelişen geniş bantlı spektrum algılama ve kanal kestirimi araştırma alanları, CS teorisinin iletişim araştırmalarında iki önemli uygulama alanı olmuştur.

Literatürde önerilmiş CS tabanlı spektrum algılama çalışmalarının birçoğu, enerji sezimini gerçekleştirebilmek için geniş bantlı birincil kullanıcının işaretini, alt-örneklenecek örneklerinden yararlanarak yeniden elde etmek üzerine yoğunlaşır. İşaretin yeniden elde edilmesi, alıcı karmaşıklığını ve hesaplama süresini arttırabilir ki bu da enerji verimliliğinin düşmesine neden olur. Diğer taraftan literatürde önerilmiş çeşitli CS tabanlı kanal kestirim yaklaşımları bulunmasına rağmen, yapılan çalışmaların birçoğu kanal seyrekliğinin ve kanal ortamı yapısının etkileriyle ilgilenmemiştir. Gerçekten de seyreklik ve kanal parametrelerinin dağılımı, kanal kestirim performansını etkileyen en önemli faktörlerdendir.

Bu durumları dikkate alarak, bu projede (i) geniş bantlı birincil işaretin varlığını, işaretin sıkıştırılmış örneklerinden yararlanarak kestirmeye çalışan CS tabanlı spektrum algılamanın gerçeklemesine, ve (ii) kanal seyrekliğinin ve kanal parametrelerinin etkilerini dikkate alan CS tabanlı kanal kestirim yöntemlerine odaklanılmıştır. CS tabanlı algılamada doğru sezme ve yanlış alarm analizi gerçekleştirmek ve seyreklik ön bilgisi kullanarak kanal kestirimi gerçekleştirmek mevcut durumu iyileştiren özgün yaklaşımlardır.

Spektrum algılamada Bayesian sıkıştırılmış algılama (Bayesian compressed sensing, BCS) tekniği geniş band spektrum algılama için uygulanmıştır. Birincil kullanıcının sezim performansı işaret kestirim hatası ile sezim olasılığı terimleriyle değerlendirilmiştir. Geleneksel taban arayışı (basis pursuit, BP) tekniğine ek olarak teorik alt sınırlar BCRB ve DL-MSE ile karşılaştırılmış ve üstünlüğü ortaya konulmuştur. *Kanal kestiriminde* seyrek ve sembolden sembole değişen kanallarda zamanda eşzamanlanmış OFDM (time domain synchronous OFDM, TDS-OFDM) sistemlerinin semboller arası girişim (inter-block-interference, IBI) içermeyen bölgeleri incelenerek kanal kestirim performansları iyileştirilmiştir. Seyrek ve anlık değişen kanallarda ise Uzak Değişimli Genelleştirilmiş Beklenti-En Büyük Sonsal Olasılık (Space Alternating Generalized Expectation Maximization-Maximum a Posteriori, SAGE-MAP) tabanlı algoritma geliştirilmiş ve kanal katsayılarının ve çoklu yolların anlık değişimlerinin başarıyla takip edildiği ortaya konulmuştur. Ayrıca, *enerji verimliliği açısından*, CS tabanlı algoritmalar (BP ve açgözlü



algoritmalar) teorik alt sınırlarla ve birbirleriyle karşılaştırılarak performans ve hesaplama süresi ödünleşimleri sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Sıkıştırılmış algılama, spektrum algılama, kanal kestirimi, enerji verimliliği, seyreklik

ABSTRACT

Compressed Sensing (CS) theory relies on the successful recovery of signals which are sampled at much lower than the Nyquist rate, if the signal can be represented in a sparse domain. Accordingly, wideband spectrum sensing and channel estimation areas have been the two major application areas of the CS theory in communications research.

Most of the spectrum sensing studies consider reconstructing the wideband primary user signal from its under-sampled samples so as to be able to perform energy detection. Accordingly, the reconstruction of the signal may increase the receiver complexity and computation time, which in turn may cause reduced energy efficiency. On the other hand, while there are various CS based channel estimation approaches proposed in the literature, most of the studies do not consider the effects of channel sparseness and channel environment. Indeed, channel sparseness and channel parameter distribution are among the major factors that affect the channel estimation performance.

Motivated by these conditions, this project has focused on the implementations of (i) CS based spectrum sensing that attempts to estimate the presence of a wideband primary signal from its compressed measurements, and (ii) CS based channel estimation that considers the effects of channel sparseness and channel parameters. Providing detection and false alarm analyses in CS based spectrum sensing, and performing channel estimation using channel parameter distribution and sparseness as prior information are novel approaches that improve the current studies.

In *spectrum sensing*, Bayesian Compressed Sensing (BCS) technique has been used for wideband spectrum sensing. The detection performance of the primary user has been studied in terms of signal estimation error and probability of detection. In addition to comparing with the conventional basis pursuit (BP) technique, the performance of BCS has been compared with the theoretical lower bounds of BCRB and DL-MSE and its superiority has been confirmed. In *channel estimation*, sparse and time-varying channels in a symbol duration have been considered for the inter-block-interference-free (IBI-free) regions of time-domain synchronous OFDM (TDS-OFDM) systems, and the channel estimation performance has been improved. For sparse and instantaneously changing channels, a Space Alternating Generalized Expectation Maximization-Maximum a Posteriori (SAGE-MAP) based algorithm has been developed, and the instantaneous change in multipath locations and channel coefficients has been successfully tracked. Also, in terms of *energy efficiency*, CS based algorithms (BP and



greedy algorithms) have been compared to each other and lower bounds, and the trade-off between performance and computation time has been presented.

Keywords: Compressed sensing, spectrum sensing, channel estimation, energy efficiency, sparsity



1. GİRİŞ

Uzun yıllardır iletişim sistemlerinin tasarımı için yürütülen çalışmalar, istenilen işaret gürültü oranında kabul edilebilir bir bit hata oranı performansı yakalamaya ve veri hızını arttırmaya yönelik olmuştur. Bu durum, kullanıcıların yüksek veri hızı ve yüksek kaliteli içerik (yüksek çözünürlük, vs.) talepleriyle uyum içerisinde. Ortaya çıkan yeni teknolojiler yüksek veri hızlarına ulaşmada başarılı olsa da, mobil cihazların pil ömrünün önemi günümüze kadar göz ardı edilmiştir. Son yıllarda mobil cihazların (diz üstü bilgisayarlar, akıllı telefonlar, vb.) daha yaygın kullanılmaya başlamasıyla, iletişim sistemlerinin tasarımında mobil cihazların pil ömrü önemli bir konu haline gelmiştir. Dahası, haberleşme ağlarındaki sistemlerin tüm işlem hacmindeki kayda değer artış, harcanan toplam enerji miktarını sistem tasarımı için çok önemli bir noktaya taşımıştır. Bu yüzden enerji verimli sistemlerin tasarımı yeni bir araştırma alanı olarak geniş çevrelerin ilgisini çekmiştir. İletişim sistemlerindeki enerji verimliliği, literatürde geçen diğer adıyla yeşil iletişim, ağ, ortam erişim denetimi ve fiziksel katmanlar açısından yeni sistem tasarımları olarak düşünülmüştür (Li vd., 2011). Ağ katmanı için hücre boyutunun (küçük hücreler, büyük hücreler, dağınık yerleşim, vb.) etkileri araştırılmıştır (Badic vd., 2009). Ortam erişim denetimi katmanı için enerji verimliliği düşünülerek eldeki kaynaklardan (güç, frekans bandı, vb.) en iyi şekilde yararlanabilmek amacıyla protokoller tasarlanmıştır (Meshkati vd., 2007). Fiziksel katman içinse enerji verimliliği sağlayabilmek için farklı iletim teknikleri düşünülmüştür (Cui vd., 2005; Gursoy, 2009). Bunlara ek olarak enerji verimliliği sağlanmasında kullanılan katmanlar arası optimizasyon tekniklerinin bir derlemesi (Miao vd., 2009)'da sunulmuştur.

Kablosuz bir cihazdaki enerji kaybının önemli etkenlerinden biri alıcı-verici kısmındaki yüksek hızlı örneklemedir. Yüksek veri hızlarına ulaşabilen geniş bantlı işaretleme ile haberleşirken, alıcı Nyquist örnekleme teoremine sadık kalarak yüksek örnekleme hızlarında çalışmak zorunda kalır. Bu durum, kablosuz cihazda hem enerji kaybına neden olur, hem de cihazın pil ömrünü kısaltır. Eğer cihaz herhangi bir bilgi kaybı olmadan Nyquist hızından daha düşük örnekleme hızıyla çalışabilirse, cihaz örnekleme işlemi açısından enerji verimli olacaktır. Nyquist hızından düşük bir hızda örneklemeyle rağmen bilginin tamamen geri kazanımı, (Candes vd., 2006) ve (Donoho, 2006)'da detaylı olarak sunulan Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Sensing, CS) teorisi ile mümkündür. CS teorisine göre bazı koşullar altında, işaret seçilen tabanda veya bölgede seyrek olarak tanımlanabilirse yalnızca az sayıda işaret gözlemi toplayarak (Nyquist hızının altına inerek) orijinal işareti geri kazanabilmek mümkündür (Bajwa vd., 2012). Bu teori iki temel haberleşme alanında büyük ilgi görmüştür: Spektrum algılama ve kanal kestirimi. Geniş bantlı spektrum algılama için genellikle işaretin frekans

bölgesi gösteriminin seyrek olduğu varsayılır ve CS teorisi bu alanlara uygulanabilir. Kanal kestiriminde ise bir işaret zaman veya frekans bölgesinde bazı kanal ve işaretleşme modelleri için seyrek olarak gösterilebilir.

Bu projede geniş bantlı birincil işaretin varlığını, işaretin sıkıştırılmış örneklerinden yararlanarak kestirmeye çalışan CS tabanlı spektrum algılamanın gerçekleştirilmesine, ve kanal seyrekliğinin ve kanal parametrelerinin etkilerini dikkate alan CS tabanlı kanal kestirim yöntemlerine odaklanılmıştır. Ayrıca CS tabanlı algoritmaların kestirim performansları ve hesaplama süreleri üzerine karşılaştırmalar yapılmıştır. Bu üç ana konu ile ilgili yapılan çalışmalar proje raporunda sırasıyla Literatür Özeti, Gereçler ve Yöntemler ve Bulgular bölümlerinde sunulmuştur. Proje raporunun diğer bölümlerinde detaylı bir şekilde sunulacak çalışmalar şu şekilde özetlenebilir:

- “Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama” konusu detaylı bir şekilde incelenerek geleneksel CS ve Bayesian CS yöntemleri ile frekans bandında seyrek olan işaretlerin kestirimi ve sezimi üzerine yoğunlaşılacaktır. Literatürdeki CS tabanlı spektrum algılama çalışmalarında işareti geri kazanma üzerine yoğunlaşmıştır, ancak işareti sezme üzerine bildirilen sonuçlar oldukça azdır. Raporda ilgili model, analiz ve benzetim sonuçları sunulacaktır.
- “Seyrek Kanal Kestirimi” konusu üzerine yoğunlaşarak hem zamanda eşzamanlanmış OFDM (time domain synchronous OFDM, TDS-OFDM) kanallarında geleneksel CS ve BCS tabanlı kanal kestirimi, hem de anlık değişen OFDM kanallarında Uzay Değişimli Genelleştirilmiş Beklenti-En Büyük Sonsal Olasılık (Space Alternating Generalized Expectation Maximization-Maximum a Posteriori, SAGE-MAP) tabanlı kanal kestirimi yöntemleri önerilmiş ve performansları incelenmiştir. TDS-OFDM kanallarında semboller arası girişim (inter-block-interference, IBI) içermeyen bölgelerin seyrekliğe ve performansa etkisinin incelenmesi ve anlık değişen OFDM kanallarında aynı anda kanal gecikmesi ve katsayı takibi yapılması açılarından çalışmanın sonuçları önemlidir.
- “Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmaların Karşılaştırılması” konusunda geleneksel Taban Arayışı (Basis Pursuit, BP) algoritması ile ağırlıklı algoritmalar teorik alt sınırlarla ve birbirleriyle karşılaştırılarak performans ve hesaplama süresi ödünleşimleri sunulacaktır. Karşılaştırmada işaret gürültü oranı, seyreklik ve ölçüm sayısı gibi önemli tasarım parametrelerinin incelenmesi algoritmaların gerçekleştirilmesi açılarından önemlidir.



- Raporun son bölümünde ise projede elde edilen sonuçlar özetlenecek ve bu çalışmaların geliştirilmesi ile ilgili öneriler sunulacaktır.

2. LİTERATÜR ÖZETİ

Bu bölümde sırasıyla Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama, Seyrek Kanal Kestirimi ve Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalarla ilgili literatür özeti, literatürdeki eksiklikler ve önerilen yenilikler sunulacaktır.

2.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama

Bilişsel radyolar, ikincil (lisanssız) kullanıcılar için uygun durumda bulunan (kullanımda olmayan) frekans bandlarından faydalanmak amacıyla tasarlanmıştır (Mitola ve Maguire, 1999). Kullanılmayan frekans bandları üzerinden haberleşebilmek için bilişsel radyolar ilk önce frekans spektrumunu algılamalı yani birincil kullanıcının kendine ayrılmış frekans bandını kullanıp kullanmadığına karar vermelidir. Geniş bir frekans aralığında kullanılmayan (boş) frekans bandlarının uygunluğunu denetleyebilmek için geniş band spektrum algılama çalışmaları gerçekleştirilmiştir (Quan vd., 2008; Zhou ve Man, 2012; Yucek ve Arslan, 2009). Geniş band spektrum algılama, geniş bir frekans aralığını kapladığından band genişliğindeki artış, alıcı yapısında sistemin enerji verimliliğini düşüren yüksek örnekleme hızlarını gerektirecektir.

Geniş band haberleşmede spektrum, tahsis edilen frekans bandlarının her zaman birincil kullanıcılar tarafından tümüyle kullanılmayacağından seyrek bir yapı gösterebilir. Spektrumun seyrek kullanıldığı düşünüldüğünde ise sıkıştırılmalı algılama (compressive sensing, CS) teorisi (Candes vd., 2006; Donoho, 2006) örnekleme hızının düşürülmesi için uygulanabilir ve birincil kullanıcının kendisine tahsis edilen frekans bandındaki varlığı veya yokluğu değerlendirilebilir. CS tabanlı yaklaşımlar ilgilenilen frekans bandındaki birincil kullanıcı işaretini, daha az sayıda gözlem yardımıyla (yani gerekli Nyquist hızının altına inerek) alınan işareti rastgele ölçüm matrisinin üzerine yansıtarak yüksek olasılıkla geri oluşturabilir. Geniş band haberleşmede, spektrumda birbirine dik sadece birkaç birincil kullanıcı işareti olduğu durumda alınan işaret frekans bölgesinde seyrek bir yapı sergiler. Bu durumda, CS tabanlı yaklaşımlar spektrum algılamaya uygulanabilir (Tian ve Giannakis, 2007).

Son yıllarda birçok CS tabanlı spektrum algılama çalışmaları sunulmuştur. Spektrum algılanması, CS yaklaşımıyla kullanıcıların frekans bandı kullanımındaki yerinin (frekans aralığının) iletim gücünün de belirlenmesiyle birlikte gerçekleştirilmiştir (Lagunas ve Najjar, 2014). Benzer şekilde, kullanıcıların güç profillerine ek olarak frekans bandındaki yerlerini de belirleyen beklenti ençoklama (expectation maximization) algoritması, işbirlikli spektrum algılamada uygulanmıştır (Huang vd., 2010). Blok yapıda olarak seyrek geniş band işaret

Bayesian sıkıştırılmış algılama (Bayesian compressed sensing, BCS) tekniği işaretteki sıfır olmayan katsayıları bulmak için uygun seçilen eşik değer uygulanarak azaltılmıştır (Sun vd., 2014). Aynı zamanda sezim olasılığı işaret gürültü oranına (signal-to-noise ratio, SNR) göre hesaplanmıştır. Min vd. (2014), (Sun vd., 2014)'teki çalışmaya benzer şekilde blok seyrek işareti CS tabanlı seyrek Bayesian öğrenme ile kestirmiştir. Farrag vd. (2014) dağıtılmış algılama matrisini geniş band işbirlikli CS tabanlı spektrum algılama için kullanmıştır. Hong (2010), hesaplama süresi, kestirim hatası ve tam bir geri oluşturma için gereken en az örnek sayısını hesaplamıştır ve taban arayışı (basis pursuit, BP), BCS ile yüksek çözünürlüklü BCS teknikleriyle karşılaştırmalı olarak sunmuştur. Tian ve Giannakis (2007), Lagunas ve Najjar (2014), Huang vd. (2010), Sun vd. (2014), Min vd. (2014), Farrag vd. (2014), Hong (2010) çalışmalarında ana ilgi, birincil kullanıcı işaretinin kestirilmesine yönelik olmuştur. Ancak genel spektrum algılama dizininde ana ilgi, işaretin net olarak kestirilmesinden ziyade birincil kullanıcı işaretin doğru bir şekilde sezilmesi üzerinedir. Bu yüzden, birincil kullanıcı işaretinin sezilmesi doğru bir şekilde analiz edilmeli ve çalışılmalıdır. Ayrıca bu konu CS tabanlı spektrum algılama dizininde pek düşünülmemiştir. Diğer yandan spektrum algılamaya doğrudan uygulanmasa da işaret sezilmesi ve sınıflandırılması için Bayesian tabanlı bazı yaklaşımlar vardır. Cao ve Lin (2014) işaret sezilmesi için CS kullanan bir Bayesian yaklaşımı sunmuştur. Bu çalışmada hata olasılığının genel ifadesi bilinen üretilme olasılıkları için alt ve üst sınırlar yardımıyla elde edilmiştir. Cao ve Lin (2015) seyrek işaret destek kümesinin ön bilgi (sıfır olmayan katsayılarının konumunun bilinmesi) yardımıyla işaretin kestirimine ek olarak sınıflandırılmasıyla birlikte sunmuştur. Cao ve Lin (2014) ile Cao ve Lin (2015) çalışmalarında yararlanılan yöntemlerin Bayesian olmasına (yani sadece herhangi bir ön bilgiden yararlanmasına) rağmen bu çalışmalarda seyrek işaret katsayılarının dağılımının ön bilgisini kullanan ve onları yinelemeli bir şekilde hesaplayan geleneksel BCS yöntemi (Ji vd., 2008) düşünülmemiştir. Üstelik sezim performanslarını tartışmalarına rağmen doğru sezme ve yanlış alarm olasılıkları arasındaki ödünleşimi (trade-off) ortaya koymamışlardır.

CS tabanlı spektrum algılama dizininde göz ardı edilen bir diğer önemli konu, doğru sezme ve yanlış alarm olasılıkları arasındaki ödünleşimin değerlendirilmesidir. Tüm spektrumda hiçbir kullanıcı aktif değilken CS tabanlı yaklaşım sezme işlemi gerçekleştirme ve gürültü seviyesine göre bandın kullanılıp kullanılmadığına karar vermelidir. Bu ödünleşim genel spektrum algılama dizininde çalışılmıştır (Yılmaz ve Erkucuk, 2013; Digham vd., 2007) fakat CS tabanlı spektrum algılama konusunda çalışılmamıştır. Son olarak, CS tabanlı spektrum algılama çalışmalarının sezme işlemi yerine sadece işaret (kullanıcı) kestirimiyle ilgilenmesine rağmen hata kestirim performansının tutarlılığı, en iyi durumda erişilebilecek alt sınır değerleriyle karşılaştırılmamıştır.

CS tabanlı spektrum algılama dizininde iyi tanımlanmamış konular düşünülerek BCS algoritması, birincil kullanıcı sezimi için uygulanmış ve birincil kullanıcı işaret kestirim ve sezim performansları detaylı olarak çalışılmıştır. Basaran vd. (2014) BCS yaklaşımını sadece erişilebilir kestirim performansını ölçmek için uygulamıştır ve benzetimler yardımıyla sezim performansını ortaya koymuştur. Ancak bu çalışmada yanlış alarm olasılığı düşünülmemiştir ve doğru sezim olasılığı analiz edilmemiştir. Bu doğrultuda proje kapsamında CS tabanlı spektrum algılama alanına yapılan katkı beş kümede toplanabilir:

i) BCS ve BP yaklaşımlarının işaret kestirim performansı, ortalama karesel hata (mean square error, MSE) ölçütü cinsinden ilgili teorik alt sınırlar Bayesian Cramer-Rao sınırı (Bayesian Cramer-Rao bound, BCRB) ve deterministik en alt ortalama karesel hata (deterministic lower MSE, DL-MSE) ile birlikte değerlendirilmiştir.

ii) Yüksek SNR altında, doğru sezim olasılığının analitik ifadesi türetilmiştir ve benzetimlerle doğrulanmıştır.

iii) Düşük SNR altında, doğru sezim ve yanlış alarm olasılıkları arasındaki ödünleşim benzetim çalışmaları yardımıyla sunulmuştur.

iv) Önerilen yöntemin pratik uygulamalara uygunluğunun ortaya konabilmesi amacıyla, uzun zamanlı evrim aşağı bağlantı dik frekans bölmeli çoklu erişim sistemi (long term evolution (LTE) downlink (DL) orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA)) ele alınmıştır. Kestirim ve sezim performansları farklı sistem parametreleri için sunulmuştur ve karşılaştırılmıştır.

v) Sezim açısından düşünüldüğünde, birincil işaretin ortalama enerjisine göre yeterli tekrarlama sayısının belirlenerek hesaplama süresinin azaltılması ve hala yakın sezim performansının elde edilebilmesi için öneriler sunulmuştur.

Bu katkılar Gereçler ve Yöntemler, ve Bulgular bölümlerinde detaylı olarak açıklanacaktır.

2.2 Seyrek Kanal Kestirimi

Sıkıştırılmış algılama tabanlı yaklaşımlar, kanalın ancak seyrek olduğu durumlarda kullanılabilir. Buna göre sıkıştırılmış algılama tabanlı yaklaşımların kullanılabileceği TDS-OFDM sistemler ve anlık değişen seyrek kanallarda gerçekleştirilen kanal kestirimi ile ilgili literatür çalışmaları takip eden iki alt bölümde açıklanmıştır.

2.2.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Kanal Kestirimi

Frekans seçici kanallardaki çok yollu sönmüleme etkisine karşı güçlülüğü ve yüksek izgesel verimlilik sağlama gibi özellikleriyle OFDM sistemler günümüz teknolojisinde oldukça önemli bir yer tutmaktadır ve Wi-Fi, LTE-Advanced, WiMAX, ADSL gibi birçok uygulamada yaygın

olarak kullanılan tekniktir. OFDM sistemlerde kanalın çok yollu sönümlenmeli yapısından kaynaklı semboller arası girişimi (inter-block-interference, IBI) engellemek için bir koruma bandı iletilmek istenen veriden önce ayrıca gönderilir. Bu koruma bandında bilinen geleneksel OFDM sistemleri için genellikle döngüsel önekler (cyclic prefix, CP) kullanılır. İletilen verinin bir kısmında alınan veri örneğinin döngüsel önek olarak kullanılması yerine zamanda eşzamanlanmış OFDM (time domain synchronous OFDM, TDS-OFDM) sözde gürültü (pseudo noise, PN) dizileri ise TDS-OFDM sistemlerde kullanılır (Recommendation ITU-R BT.1306-6, 2011). TDS-OFDM sistemler, sayısal karasal çoklu ortam yayın (digital terrestrial multimedia broadcasting, DTMB) standardında kullanılan bir teknolojidir ve Çin, Küba, Laos gibi ülkelerde kullanılmaktadır.

PN dizileri, önemli özilişki işlevine sahip olduğundan dolayı alıcıda eşzamanlamanın sağlanmasını ve dolayısıyla da bilinen frekans tabanındaki klasik kanal kestirim ve veri sezimi gerçekleştirilmesini zaman tabanında mümkün kılar (Dai vd., 2013a). Frekans tabanında sıklıkla kullanılan en küçük kareler (Least Squares, LS), en büyük olabilirlik (Maximum Likelihood, ML) ve en küçük ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) gibi kanal kestirim ve veri sezim tekniklerinden farklı olarak TDS-OFDM sistemlerdeki kanal kestirimi, IBI oluşmayan bölgedeki (IBI-serbest bölge) PN dizileri ve çok yollu kanal yapısı sayesinde gerçekleştirilebilir. Zaman tabanında alınan işaret, AWGN altında iletilen işaret ile kanalın konvolüsyonudur. Konvolüsyon matrisinde IBI içermeyen bölgeden çekilen alt matrisin kanala yansıtılmasıyla elde edilen alt örneklenmiş işaret, CS tabanlı kanal kestirim problemine rahatlıkla uygulanabilir hale gelir.

İşaret katsayılarındaki ön bilgi varsayımıyla zamanla değişen kanallarda dinamik CS tekniği TDS-OFDM sistemler için gerçekleştirilmiştir (Han vd., 2014). Uyarlanabilir eşzamanlı dik taban arayışı (adaptive simultaneous orthogonal matching pursuit, A-SOMP) yöntemi, her bir sembol bloğunun iletimi esnasında değişen kanal yapısı sebebiyle çoklu kanal yapılarını kestirmek için önerilmiştir (Dai vd., 2013b). Ayrıca önerilen yöntemin Cramer-Rao alt sınırına 256-QAM işaret kümeleri için bile yaklaştığı ve %30 izgesel verimlilik sağladığı gösterilmiştir. Brazil-D kanal modeli ortamında hızlı Bayesian taban arayışı (FBMP), OMP ve BCS başarımları ortaya karşılaştırılmalı olarak konmuştur (Fan vd., 2014).

Son dönemdeki bu alandaki çalışmalarda, girişimin oluşmadığı bölgenin genişliğinin kestirim performansına etkisi incelenmemiştir. Diğer bir ifadeyle, IBI-serbest bölgenin uzunluğu kullanılan sıkıştırma oranını ve dolayısıyla da enerji verimliliği ile kestirim başarımını etkiler. Buradaki çalışmada, geleneksel sıkıştırılmış algılama yöntemi BP ve BCS ile en iyi alt sınır

BCRB sonuçları TDS-OFDM sistemlerde Brazil-B and Brazil-D kanal modelleri (ITU Radiocommunication Study Groups, 2003) için değişen örnekleme frekansına göre elde edilmiştir. Ayrıca, sıkıştırma oranının kanal kestirim performansına etkisi benzetimlerle sunulmuştur.

Buna ek olarak zamanda hızlı değişen TDS-OFDM kanallarında, gönderilen işaretin her bir bileşeni farklı kanal yanıtına maruz kalacağından dolayı kanalın seyrekliğinden yararlanabilmek imkansız hale gelir. Dolayısıyla zamanda hızlı değişen kanalın kestirilmesi ancak kanalın çoklu yol bileşenlerinin zaman üzerinden nasıl değiştiğinin izlenmesiyle sağlanabilir. Zamanla hızlı değişen kanalın L -çoklu yolu, geniş anlamda durağan ilişkisiz saçılımlı (wide sense stationary uncorrelated scattering, WSSUS) Rayleigh sönümlmeli katsayılarla modellenmiştir. Kanalın hızlı değişen yanıtı sebebiyle, N_s gönderilen işaretin uzunluğunu göstermek üzere LN_s bilinmeyen katsayının kestirilmesi gerekir. Bilinmeyen sayısı gözlem sayısından yüksek olduğundan dolayı hızlı değişen kanal, uygun seçilen taban açılım modeli (discrete Legendre polynomial basis expansion model, DLP-BEM) kullanılarak uygun seçilen orthonormal taban işlevleriyle daha az sayıda katsayı ile ihmal edilebilecek kadar küçük bir modelleme hatası ile ifade edilebilir. Seçilen taban işlevleri ve IBI-serbest bölgedeki PN örnekleri sayesinde taban katsayıları, doğrusal en küçük ortalama karesel hata (linear minimum mean square error, LMMSE) ile kestirilir. Burada seyrek kanal kestirimi gerçekleştirilemediğinden bu sistemlerdeki enerji verimliliği, gözlem sayısından daha büyük sayıda bilinmeyen içeren kanal katsayılarının kestirilmesi problemi yerine sadece birkaç ($D = \{2, 3\}$) taban katsayısının kestirilmesine dönüştürülmesi yoluyla sağlanır. Ayrıca literatürde yer alan geleneksel TDS-OFDM sistemlerde genellikle sadece işaretin başında (koruma bandında) kullanılan PN dizilerinden dolayı, işaretin veri içeren geri kalan büyük bölümünde kanal yanıtı kestirilemeyeceğinden bu sistemlerde sistem başarımı sınırlı kalacaktır ve kaydadeğer olmayacaktır. Hızlı değişen kanallar için aynı iletim bloğunda verilerin bölümlenerek aralara PN dizilerinin yerleştirildiği yeni bir işaret modeli önerilmiştir. Bu sayede işaretin orta ve son bölümlerine denk gelen kanal yanıtının kestirilmesi mümkün hale gelmiştir. Böylece geleneksel sistem modeline göre de üstün başarımlar elde edilmesi beklenmektedir. Önerilen modelin detayları ve sonuçları ileriki bölümlerde sunulacaktır.

2.2.2 SAGE-MAP Tabanlı Kanal Kestirimi

Kablosuz haberleşme sistemleri frekans ve zamanda seçici kanallar üzerinden haberleşmeyi sağladığından dolayı alıcı sistemlerde kanal etkilerinin düzeltilmesi gerekir. Ayrıca yüksek hızlı araçlarda da yüksek veri hızı ile haberleşme talepleri araştırmacıları kanal değişimi hızlı kanallara karşı daha dayanıklı haberleşme sistemleri araştırmaya yönlendirmiştir. OFDM



tekniki spektrumu daha verimli kullandığı ve frekans seçici kanallara karşı daha dayanıklı tasarlanabildiğinden dolayı birçok kablosuz haberleşme standardı tarafından kabul edilmiştir. OFDM toplam kanalı alt kanallara bölerek frekans seçici kanalın her alt kanal için düz sönümlenmeli kanala dönüşmesini sağlar. Diğer taraftan OFDM sistemleri güvenilir bir haberleşme için sıkı bir zaman ve frekans eş zamanlamaya ihtiyaç duyar. Kanal etkilerinin alıcıda düzeltilebilmesi için birçok algoritma önerilmiştir.

Son çalışmalar göstermiştir ki kablosuz haberleşme kanalları seyrek yapıdadır. Diğer bir ifade ile kanal impuls yanıtı birkaç baskın ve rastgele konumlanmış impulslardan oluşmaktadır. Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Sensing, CS) tekniklerindeki son gelişmeler bazı durumlar altında seyrek yapıdaki sinyallerin kendi boyutlarından daha az sayıda gözlem ile geri elde edilebileceğini göstermiştir. Sonuç olarak, seyrek kanal yapısı daha enerji verimli ve daha az karmaşık algoritmalar tasarlamamızda yardım edebilir.

OFDM sistemleri için seyrek kanal kestirim algoritmaları literatürde önerilmiştir. Cotter ve Rao (2002) hareketli olmayan haberleşme sistemleri için MP algoritması tabanlı seyrek kanal kestirim algoritması önermiştir. Hareketli olmayan durumlar ele alındığından dolayı kanal katsayıları bir sembol süresi boyunca sabit varsayılmıştır ve bu çalışmada gözlem sayısı kanal boyutundan daha fazladır. Bu çalışmada ayrıca MP algoritması başarımları LS (Least Squares) algoritması başarımları ile kıyaslanmıştır. Tropp ve Gilbert (2007) seyrek bir sinyalin geri elde edilebilmesi için yeterli gözlem sayısı üzerine bir teorem sunmuştur. Önerilen teoremi destekleyici benzetim sonuçları eklenmiştir. Bir başka çalışmada, sıkıştırılmış algılama tabanlı yaklaşım ile seyrek çoklu yollu kanal tanımı yapılmış ve LS ve LASSO algoritmaları ile seyrek kanal kestirime ait bir benzetim sunulmuştur (Bajwa vd., 2010). Bu çalışmada da kanalın zamanla değişmediği durum ele alınmıştır. Diğer taraftan Senol (2015) çalışmasında hızlı değişen kanal seyrek yapıda düşünülmüş ve kanalın hızlı değişimi birkaç seyrek BEM (Basis Expansion Model) katsayısı ile modellenmiştir. Bu çalışmada SAGE algoritması kullanılarak seyrek BEM katsayıları kestirilmiş ve MP ilkendirme algoritması önerilmiştir. Vaswani (2008) çalışmasında AR (Autoregressive) modeli ile değişen kanal Kalman süzgeçleme ile takip edilmiş ve seyrek yapıdaki değişim CS algoritması ile kestirilmiştir. Filtreleme hatası belirlenen bir eşik değerini geçtiğinde seyrek yapıdaki değişiklikler DS (Dantzig Selector) algoritması ile tekrar kestirilmiştir. Fakat gerçek hayattaki sistemler için DS algoritması oldukça karmaşıktır.

Literatürdeki eksiklikler gözönünde bulundurularak, hızlı değişen ve frekans seçici çevreler için kanal seyreklik özelliği göz önüne alınarak kanal kestirim algoritması geliştirilmiştir. Kanal çoklu

yol katsayılarının zamanla değişimi AR süreci ile modellenmiştir. Ayrıca çoklu yol gecikmeleri her örnekleme anında takip edilmiştir. SAGE algoritması tabanlı algoritmalar iyi bir ikklendirmeye ihtiyaç duyarlar. Bu sebeple OMP algoritması tabanlı kestirim algoritması önerilerek başlangıç durumu gecikmeler ve katsayılar kestirilmiştir. Önerilen model anlık değişen seyrek kanalların kestirimi için önem taşımaktadır.

TDS-OFDM sistemleri için kanal kestirimi ve anlık değişen seyrek kanalların kestirimi ile ilgili sistem modelleri, yöntemler ve bulgular sonraki bölümlerde detaylı sunulacaktır.

2.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalar

Son yıllarda, özellikle haberleşme sistemlerinde alınan işaretin işlenmesinde tüm Nyquist örneklerinden yararlanmak yerine daha az örnek kullanan ve böylelikle alıcının devre karmaşıklığını azaltmasının yanında enerji verimliliği de sağlayan sıkıştırılmış algılama (compressed sensing, CS) (Candes vd., 2006; Donoho, 2006) tabanlı yöntemlere ilgi artmıştır. CS teorisi, seyrek olarak tanımlanabilen işaret veya görüntülerin alıcıya gelen örneklerinin tümünün kullanılması yerine, alınan işaretin bir rastgele ölçüm matrisi üzerine yansıtılarak daha az doğrusal ölçüm örnekleri yardımıyla yüksek olasılıkla geri oluşturulabileceğini söyler. Seyrek işaretlerin CS teorisi kullanılarak geri oluşturulması, alıcının daha az örnek işlemesi anlamına geleceğinden enerji verimli olarak çalışmasını yani daha düşük güç tüketmesini ve alıcı tasarımlarında devre karmaşıklığının azaltılmasını sağlar.

En temel sıkıştırılmış algılama yöntemleri arasında Taban Arayışı (Basis Pursuit, BP) (Chen vd., 1998), Uyumlu Arayış (Matching Pursuit, MP) (Mallat ve Zhang, 1993), Dik Uyumlu Arayış (Orthogonal Matching Pursuit, OMP) (Tropp ve Gilbert, 2007) ve Sıkıştırılmalı Örneklemeli Uyumlu Arayış (Compressive Sampling Matching Pursuit, CoSaMP) (Needell ve Tropp, 2009) algoritmaları bulunmaktadır. Taban arayışı yöntemi ℓ_1 -normuna göre küçültme (ℓ_1 -minimization) yapan bir dışbükey eniyileme yöntemidir. Uyumlu arayış algoritması, seyrek işareti artık (residual) vektörler oluşturarak yinelemeli olarak geri oluşturur ve açgözlü (greedy) olarak adlandırılan yöntemlerin en temel olanıdır. Dik uyumlu arayış ise uyumlu arayış yöntemine diklik prensibinin uygulanmasıyla daha da geliştirilen bir yinelemeli algoritmadır. Sıkıştırılmalı örneklemeli uyumlu arayış yöntemi benzer düşüncelerle ortaya çıkarılmış, CS teorisi ile uyumlu arayış yönteminden birlikte yararlanan bir geri oluşturma yöntemidir.

Seyrek işaret geri oluşturma başarımı seyreklik seviyesi, sıkıştırma oranı (kullanılan ölçüm sayısı ile doğru orantılı olarak değişen) ve iletişim ortamındaki gürültü gücüne bağlı olarak değişen işaret gürültü oranı (IGO) gibi etkenlere bağlıdır. Karakus ve Gurbuz (2011)



çalışmasında OMP, CoSaMP, Yinelemeli Sert Eşikleme (Iterative Hard Thresholding, IHT) ve Lipschitz Yinelemeli Sert Eşikleme (Lipschitz Iterative Hard Thresholding, LIHT) algoritmalarının farklı test ortamlarında başarımlarını karşılaştırılması yapılmıştır. Bu çalışmada ise Karakus ve Gurbuz (2011) çalışmasından farklı olarak gürültüyle bozulmuş örnekler için OMP ve CoSaMP ile birlikte BP ve MP'nin de seyreklik ve ölçüm sayısı parametreleri altında başarımları ve algoritmaların hesaplama karmaşıklıkları verilmiştir. Ayrıca, kestirim başarımlarının ulaşabileceği en iyi seviyeyi gösteren teorik alt sınırlar da başarımlarıyla bir arada sunulmuştur. Bu çalışma, sistem başarımını etkileyen koşullara göre seçilebilecek en uygun geri oluşturma yöntemini veya yöntemlerini belirlemek için karşılaştırmalı sonuçlar sunmakta ve önerilerde bulunmaktadır.

3. GEREÇLER ve YÖNTEMLER

Bu bölümde sırasıyla Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama, Seyrek Kanal Kestirimi ve Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalarla ilgili sistem modelleri, gereçler, yöntemler ve analizler sunulacaktır.

3.1 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama

3.1.1 Birincil Kullanıcı İşaret Modeli

Birincil kullanıcının işaret modeli, frekans bölgesinde seyrekliği sağladığı kabulü altında CS yöntemi ile birlikte ele alınacaktır. Zaman bölgesinde alıcıya gelen işaret Gauss gürültüsü altında

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{w}_t + \mathbf{n}_t \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilmekte olup burada $\mathbf{w}_t \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ birincil kullanıcının işaretini, $\mathbf{n}_t \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (additive white Gaussian noise, AWGN) simgelemektedir. \mathbf{w}_t , birbiriyle çakışmayan bantlarda dik frekans bölmeli çoğullamalı (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) işaretlerden oluşur. Sadece birkaç aktif OFDM sisteminin frekans bölgesi bandını kullandığı durumda alınan işaret de seyrek yapıda olur. Bu varsayım altında, zaman bölgesinde alınan işaret, rastgele ölçüm matrisi $\mathbf{A} \in \mathfrak{R}^{N \times M}$ üzerine yansıtılarak alt-Nyquist hızlarına erişilerek sıkıştırılmış gözlem vektörü, $\mathbf{r} \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$,

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{r}_t = \mathbf{A}(\mathbf{w}_t + \mathbf{n}_t) = \mathbf{A}\mathbf{w}_t + \mathbf{A}\mathbf{n}_t \quad (3.2)$$

şeklinde elde edilir ve $N < M$ olmak üzere N , gözlem sayısını göstermektedir.

İlgilenilen işaretin frekans bölgesinde seyreklik göstermesinden dolayı işareti frekans bileşenleriyle belirtmek spektrum algılama açısından gereklidir. Bu doğrultuda alınan işaret

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{w} + \mathbf{A}\mathbf{n}_t \quad (3.3)$$

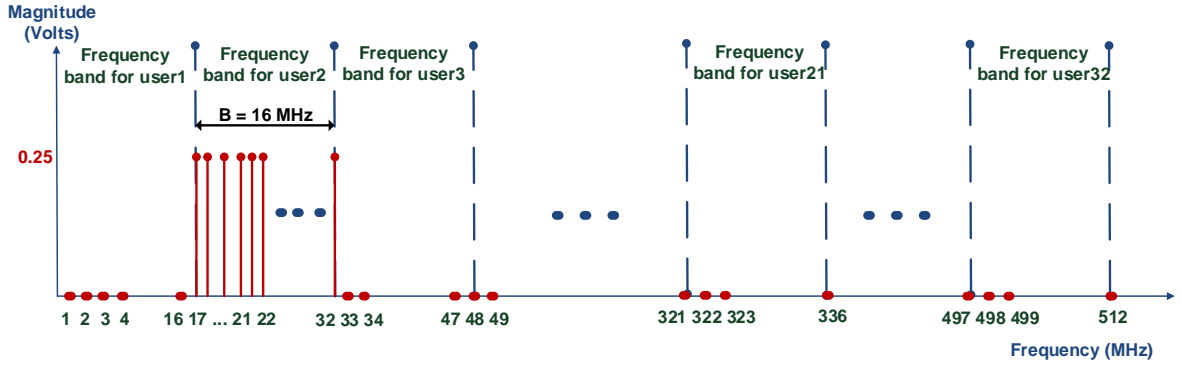
şeklinde de ifade edilebilir ve burada \mathbf{F}^{-1} ters ayırık Fourier dönüşümüdür. \mathbf{w} ise \mathbf{w}_t zaman bölgesi işaretinin frekans bölgesi yanıtıdır. $\mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}$ matrisi, frekans bölgesinden zaman bölgesine bir dönüştürücü matris gibi görülebilir ve Φ ile belirtilebilir. Benzer şekilde $\mathbf{A}\mathbf{n}_t$, elemanları sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı olan bir AWGN'ye karşılık gelmektedir ve \mathbf{n} ile gösterilebilir. Dolayısıyla alınan işaret $\mathbf{r} = \Phi\mathbf{w} + \mathbf{n}$ haline dönüşür.

CS tabanlı spektrum algılama çalışmalarının birçoğunda sadece kestirim performansı üzerinde durulmuştur ve daha da önemli olan işaret sezim performansları da ayrıca düşünülmelidir. Buradan yola çıkarak alınan işareti aşağıdaki şekilde işaret var/yok hipotezleri altında

$$\mathbf{r} = \begin{cases} \mathbf{n}, & \mathcal{H}_0 \\ \Phi \mathbf{w} + \mathbf{n}, & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (3.4)$$

şeklinde tanımlanabilir ve burada \mathcal{H}_0 birincil kullanıcının yokluğunu (ortamda var olmadığını), \mathcal{H}_1 ise birincil kullanıcının varlığını göstermektedir.

Seyrek işaret \mathbf{w} 'nin betimlenmesinde şu model düşünülmüştür: Frekans spektrumu, M/L uzunluklu herbiri birbirine dik L adet band içerir. Herbir kullanıcı B bandgenişlikli spektrumu kullanır. Frekans bölgesi eşdeğer işaret $\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_k \dots \mathbf{w}_L]^T$ ile tanımlanabilir ve burada $\mathbf{w}_k = [w_{(k-1)(\frac{M}{L})+1} \dots w_{k(\frac{M}{L})}]$ olmak üzere bir veya birkaç band aynı anda servis verebilir. Birincil kullanıcılara ait işaret modeli Şekil 3.1'de $M = 512, L = 32$ için resmedilmiştir. Burada, ikinci bandda 16 MHz bandgenişliğinde haberleşen sadece tek aktif kullanıcı yer almaktadır.



Şekil 3.1. Seyrek işaretin frekans bölgesi gösterilimi

3.1.2 Bayesian Sıkıştırılmış Algılama

BCS yöntemi (Ji vd., 2008), ilgilenilen işaret hakkında bir ön bilgi kullanmasının avantajını yakalar. Geleneksel CS yönteminde bilinmeyen sadece kestirilecek olan birincil kullanıcı işareti iken BCS yönteminde ise birincil kullanıcı işaretine ek olarak işarettaki katsayıları kontrol eden hiperparametre vektörü β ve gürültü kestirimini belirten α 'dır.

İlgilenilen (kestirilmek istenen) işaretin tüm bilinmeyenleri üzerinden tam sonsal dağılım

$$p(\mathbf{w}, \beta, \alpha | \mathbf{r}) = p(\mathbf{w} | \mathbf{r}, \beta, \alpha) p(\beta, \alpha | \mathbf{r}) \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir. Tam sonsal dağılımın bileşenlerini incelemeye geçmeden önce gürültü bileşenlerinin Gauss dağılımlı kabul edildiği varsayımı altında alınan sıkıştırılmış işaretin dağılımı

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{w}, \alpha) = \prod_{i=1}^N \mathcal{N}(\Phi \mathbf{w}, \sigma^2) = (2\pi\sigma^2)^{-N/2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{r} - \Phi \mathbf{w}\|_2^2\right) \quad (3.6)$$

ifadesiyle verilmektedir. Diğer yandan, işaret bileşenleri, ön bilginin dağılımına bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. İşaret bileşenleri koşullu dağılımla

$$p(\mathbf{w}|\boldsymbol{\beta}) = \prod_{i=1}^M \mathcal{N}(w_i|0, \beta_i^{-1}) = \prod_{i=1}^M (2\pi\beta_i^{-1})^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{\beta_i w_i^2}{2}\right) \quad (3.7)$$

şeklinde tanımlanır (Ji vd., 2008).

Hiperparametrelerin belirlenebilmesi için tam sonsal dağılım detaylı incelenmelidir. Tam sonsal dağılımın ilk terimi Bayes kuralı ile şöyle yazılabilir:

$$p(\mathbf{w}|\mathbf{r}, \boldsymbol{\beta}, \alpha) = \frac{p(\mathbf{r}|\mathbf{w}, \alpha) p(\mathbf{w}|\boldsymbol{\beta})}{p(\mathbf{r}|\boldsymbol{\beta}, \alpha)}. \quad (3.8)$$

Yukarıda verilen dağılım ortalaması $\boldsymbol{\mu}$, varyansı $\boldsymbol{\Sigma}$ olan Gauss dağılımına sahiptir ve

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\mu} &= \alpha \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{\Phi}^T \mathbf{r} \\ \boldsymbol{\Sigma} &= (\text{diag}(\boldsymbol{\beta}) + \alpha \boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi})^{-1}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Bilinmeyen hiperparametrelerin kestirimi ise tam sonsal dağılımın ikinci çarpanı yardımıyla elde edilir. Bu ise II. tür maksimum olabilirlikli prosedürün ilgili vektör makinalarını (relevance vector machines, RVM) çalıştırmasıyla gerçekleşir (Tipping, 2001). Bayes teoremi göz önüne alınarak, uygun olarak seçilen hiperparametreler için $p(\boldsymbol{\beta}, \alpha|\mathbf{r})$ dağılımının $p(\mathbf{r}|\boldsymbol{\beta}, \alpha)$ dağılımı ile orantılı olduğu gösterilmiştir. Bu yüzden, marjinal olabilirlik fonksiyonu dağılımı bilinen değerler üzerinden şu şekilde hesaplanır (Ji vd., 2008):

$$p(\mathbf{r}|\boldsymbol{\beta}, \alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\mathbf{r}|\mathbf{w}, \alpha) p(\mathbf{w}|\boldsymbol{\beta}) d\mathbf{w}. \quad (3.10)$$

Marjinal olabilirlik fonksiyonunu maksimize etmek için önce logaritmasını alıp (Fletcher, 2009) sonra hiperparametreler üzerinden ayrı ayrı türevini alıp sıfıra eşitleyerek hiperparametrelerin güncelleme değerleri (her tekrarlama sırasında)

$$\begin{aligned} \beta_m^{new} &= \frac{1 - \beta_m \Sigma_{mm}}{\mu_m^2} \\ \alpha^{new} &= \frac{M - \sum_{m=1}^M (1 - \beta_m \Sigma_{mm})}{\|\mathbf{r} - \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\mu}\|_2^2} \end{aligned} \quad (3.11)$$

halinde elde edilmekte olup Σ_{mm} kovaryans matrisinin m . köşegen elementini ve μ_m ise m . sonsal ortalama değerdir. Tekrarlama sürecinin sonunda bilinmeyen işaret ise şu şekilde elde edilir:

$$\hat{\mathbf{w}} = \boldsymbol{\mu}. \quad (3.12)$$

Seyreklik koşulu frekans bölgesinde sağlandığı sürece (Basaran vd., 2015), CS ve BCS yaklaşımları sıkıştırılmış gözlemlerden birincil kullanıcı işaretini geri oluşturmak için kullanılabilir. Ön bilgiden yararlanması sebebiyle CS yaklaşımından daha karmaşık bir yapıya sahip BCS yönteminin sunulmasından sonra geleneksel CS yaklaşımı olan BP yöntemi kısaca açıklanacaktır. Kestirilen birincil kullanıcı işareti (Candes ve Wakin, 2008)

$$\hat{\mathbf{w}} = \arg \min \|\mathbf{w}\|_1 \quad \|\Phi \mathbf{w} - \mathbf{r}\|_2 \leq \epsilon \text{ koşulu altında} \quad (3.13)$$

ile elde edilir ve burada $\epsilon \geq \|\mathbf{n}\|_2$ en yüksek gürültü gücünü simgelemektedir.

3.1.3 İşaret Kestirim Performansı

Bu bölümde, işaret kestirim performansını ölçebilmek için başarımlar kriterleri detaylı olarak açıklanacaktır.

Birincil kullanıcının haberleşme kanalındaki varlığını değerlendirebilmek için, işareti net olarak kestirmek oldukça önemlidir. Bu doğrultuda, BCS yöntemi ve geleneksel CS yöntemi kullanılarak her iki kestirimci için kestirimde yapılan hata (MSE) ve bu hatanın istenilen düzeyde olup olmadığını anlamak için de sıklıkla kullanılan hata kestiriminde erişilebilecek en alt seviyeyi veren BCRB ve DL-MSE değerleri sunulacaktır.

Birincil işaretin kestiriminin ortalama karesel hatası

$$MSE = E\{\|\mathbf{w} - \hat{\mathbf{w}}\|_2^2\} = E\{\sum_{i=1}^M (w_i - \hat{w}_i)^2\} \quad (3.14)$$

şeklinde hesaplanmakta ve burada $\hat{\mathbf{w}}$ kestirilen birincil kullanıcıya ait işarettir. BCS ve BP yöntemlerinin MSE performansları yukarıdaki denklemdaki formül kullanılarak ölçülecektir. BCS için alt sınırı veren BCRB

$$BCRB = K \left(N\gamma_{SC} + \frac{1}{\sigma_i^2} \right)^{-1} \quad (3.15)$$

denklemleri ile verilmektedir (Zayyani vd., 2009) ve K , γ_{SC} , σ_i^2 sırasıyla spektrumdaki sıfır değerinden farklı değer alan bileşen sayısını, herbir alt taşıyıcı üzerine düşen işaret gürültü oranını ve i . alt taşıyıcının ön bilgisinin varyansını belirtmektedir. Diğer taraftan, geleneksel CS (BP) yöntemi için alt sınırı veren DL-MSE (Basaran vd., 2014)

$$DL - MSE = \frac{K}{N\gamma_{SC}} \quad (3.16)$$

ifadesi ile verilmektedir. Yukarıdaki ifadede BCRB ifadesinden farklı olarak ön bilgi varyansı eklenmediğinden BCRB alt sınırının DL-MSE sınırından daha aşağıda çıkacağını göstermektedir. Kestirim performans sonuçları nümerik ve bilgisayar benzetimleriyle ilgili bölümde sunulacaktır.

3.1.4 İşaret Sezim Performansı

Spektrum algılamada, işareti net olarak tamamen kestirmek yerine işareti sezmek (yani varlığına/yokluğuna karar vermek) daha önemlidir. Net kestirim yerine, tahsis edilen bandın kullanım durumuna doğru bir şekilde karar vermek daha kaydadeğer bir çalışmadır. Bu amaçla, kestirilmiş işaret örneklerinde enerji sezici kullanarak işaret sezim performansını detaylı olarak açıklayacağız.

İşaret sezim performansı, kestirilen işaret enerjisinin belirli bir eşik enerji seviyesi ile kıyaslanmasıyla belirlenir. Bu sebepten dolayı kestirilen işaretin enerji dağılımını modelleyebilmek her açıdan önemlidir. Bu yüzden, bu dağılımı karakterize eden ortalama değer ve varyans değerlerinin türetilmesi gereklidir. Bu durum, nümerik ve benzetim sonuçlarının açıklandığı bölümde gösterileceği gibi yüksek SNR bölgesi için geçerli olurken, düşük SNR bölgesi için ise benzetimler yardımıyla yanlış alarm ve doğru sezme olasılıkları arasındaki ödünleşimin açıklanmasıyla sunulacaktır. Bu sonuçları sunmadan önce, başlangıç olarak doğru sezme, yanlış alarm ve algılayamama olasılıkları tanımlanacaktır.

Doğru Sezme, Yanlış Alarm ve Algılayamama Olasılıkları

l . bandı kullanan birincil kullanıcının doğru sezme olasılığı

$$P_{d,l} = \Pr[\hat{\epsilon}_l \geq \lambda \mid l. \text{band kullanımda iken}] \quad (3.17)$$

ile verilmekte olup λ , enerji eşik değerini, $\hat{\epsilon}_l = \hat{\mathbf{w}}_l^T \hat{\mathbf{w}}_l$ ise l . bandda kestirilen enerji değerini göstermektedir. Diğer yandan, frekans bandı aktif kullanımda değil iken, l . bandda birincil kullanıcıya ait yanlış alarm olasılığı aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$P_{f,l} = \Pr[\hat{\epsilon}_l \geq \lambda \mid l. \text{band kullanımda değil iken}]. \quad (3.18)$$

Doğru sezme olasılığının tamamlayıcısı olarak algılayamama (birincil kullanıcı haberleşirken onu sezmemek/haberleşmiyor sanmak) olasılığı da tanımlanmalıdır ve şu şekilde ifade edilir:

$$P_{md,l} = \Pr[\hat{\epsilon}_l < \lambda \mid l. \text{band kullanımda iken}]. \quad (3.19)$$

Doğru sezme olasılığını analitik olarak ifade edebilmek için kestirilen işaretin enerjisi modellenmeli ve enerji eşik değeri ile kıyaslanmalıdır. Kestirilen işaretin bileşenleri kanaldaki Gauss gürültüsünden dolayı Gauss dağılımlı olur ve Gauss dağılımlı bileşen karelerinin toplamı gamma dağılımlı hale gelir.

Kestirilen işaretin enerjisini belirleyebilmek için, kestirimde yapılan hata değerinin her zaman kestirimde erişilebilecek en iyi hata performansını veren alt sınır değerden yüksek olacağı gerçeğinden hareket ederek

$$E[\hat{\epsilon}] - 2E\left[\sum_{i=1}^M \widehat{w}_i w_i\right] + E[\epsilon] \geq \text{BCRB} \quad (3.20)$$

Eşitsizliği yazılabilir ki burada eşitsizliğin sol tarafı kestirimde elde edilen MSE değerini belirtmekte olup $\hat{\epsilon} = \sum_{i=1}^M \widehat{w}_i^2$, kestirilen işaret enerjisini simgelerken $\epsilon = \sum_{i=1}^M w_i^2$ ise iletilen işaret enerjisini simgelemektedir. Yukarıdaki eşitsizliği takip ederek kestirilen işaret enerjisinin ortalama, $\mu_{\hat{\epsilon}}$ ve varyans, $\sigma_{\hat{\epsilon}}^2$ değerleri

$$\begin{aligned} \mu_{\hat{\epsilon}} &= E[\hat{\epsilon}] \geq \text{BCRB} - E[\epsilon] + 2E\left[\sum_{i=1}^M \widehat{w}_i w_i\right] \\ \sigma_{\hat{\epsilon}}^2 &= E[\hat{\epsilon}^2] - \mu_{\hat{\epsilon}}^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

şeklinde türetilir. Böylece işaretin enerjisi hakkında bilinen ve bilinmeyen parametreler cinsinden bilgi sahibi olunmuştur. Bu bilgiler, izleyen iki alt bölümde belirli yakınsaklık yaklaşımlarıyla bilinen parametrelerle yazılmaya çalışılacaktır.

Yüksek İşaret-Gürültü Oranı Altında Sezim Performansı

Yüksek SNR varsayımı altında kestirilen enerji değerleri dağılım parametreleri için iki farklı yaklaşım düşünülebilir. İki, yüksek SNR değerinin oldukça düşük gürültü gücüne karşılık gelmesinden dolayı, MSE değerinin düşmesi ve BCRB alt sınırına yaklaşması beklenmektedir. Bu yüzden de ortalama değer kestirimi, (3.21) denklemindeki eşitsizliğin sağ tarafındaki ifadeye erişir. İkincisi ise yüksek SNR değerinde kestirilen işaret değerlerinin gerçek işaret değerlerine çok yaklaşacağıdır ($w_i \approx \widehat{w}_i$). Dolayısıyla bu varsayımdan hareketle, iletilen işaret enerjisinin normalize birim değer olarak belirlendiğini de göz önüne alarak kestirilen işaretin enerji ortalaması

$$\mu_{\hat{\epsilon}} = 1 - \text{BCRB} = 1 - K \left(N\gamma_{SC} + \frac{1}{\sigma_i^2} \right)^{-1} \quad (3.22)$$

ifadesiyle türetilmiştir ve benzer yaklaşımla kestirilen işaret enerjisinin varyansı

$$\sigma_{\hat{\epsilon}}^2 = E[\hat{\epsilon}^2] - \mu_{\hat{\epsilon}}^2 = E[\hat{\epsilon}^2] - \left[1 - K \left(N\gamma_{SC} + \frac{1}{\sigma_i^2} \right)^{-1} \right]^2 \quad (3.23)$$

ifadesiyle türetilmiş olup buradaki tek bilinmeyen $E[\hat{\epsilon}^2]$ terimini matematiksel olarak ifade etmenin oldukça güç olmasından dolayı ancak kestirilen enerji değerlerinin karesinin ortalamasının alınmasıyla yaklaşık olarak belirlenebilmektedir (Basaran vd., 2016).

Birincil kullanıcıya ait ortalama ve varyans değerlerinin türetilmesinden sonra artık bu işarete ait enerji değerlerinin olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, pdf) türetilir ve bu sayede doğru sezme olasılıkları, enerji değerlerinin olasılık yoğunluk fonksiyonunun integralinin alınmasıyla birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, cdf) elde

edilebilir. Daha sonra da cdf yardımıyla seçilen enerji eşik seviyesine göre değişen doğru sezme olasılığı matematiksel olarak tanımlanabilir.

Gauss dağılımlı kestirilen işaret örneklerinin karelerinin toplamı gamma dağılımlıdır (Proakis, 2001). Gamma dağılımı, şekil parametresi, k ve ölçek parametresi, θ ile

$$f(\varepsilon; k, \theta) = \frac{1}{\theta^k \Gamma(k)} \varepsilon^{k-1} e^{-\varepsilon/\theta}, \quad \varepsilon > 0 \quad (3.24)$$

ifadesiyle tanımlanır ve burada gamma fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilir:

$$\Gamma(t) = \int_0^{\infty} \varepsilon^{t-1} e^{-\varepsilon} d\varepsilon. \quad (3.25)$$

Gamma pdf ifadesini teorik olarak ifade edebilmek için, türetilen ortalama ve varyans değerlerinin gamma dağılım parametreleri cinsinden yazılabilmesi gereklidir. Yani bu değerlerin, şekil ve ölçek parametreleri türünden belirlenmesi önemlidir. Gamma dağılımının ortalama ve varyans değerleri basit matematiksel işlemlerin ardından (Hogg ve Craig, 1978)

$$\begin{aligned} \mu_\gamma &= k\theta \\ \sigma_\gamma^2 &= k\theta^2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

olarak elde edilir. Bu denklemler yardımı ile de şekil ve ölçek parametreleri

$$\begin{aligned} k &= \mu_\varepsilon^2 / \sigma_\varepsilon^2 \\ \theta &= \sigma_\varepsilon^2 / \mu_\varepsilon \end{aligned} \quad (3.27)$$

olarak yazılır. Burada, $\mu_\varepsilon = \mu_\gamma$ ve $\sigma_\varepsilon^2 = \sigma_\gamma^2$ olduğu unutulmamalıdır. Buradan hareketle, (3.24) denkleminde şekil ve ölçek parametreleri yerine ortalama ve varyans değerleri yazılarak pdf ifadesi bilinen parametreler cinsinden tanımlanmış olur (Basaran vd., 2016).

Doğru sezme olasılığını ve yanlış alarm olasılıklarını analitik olarak türetebilmek için pdf ifadesinin belirlenen eşik değere göre integrali alınmalıdır. Bu yüzden, cdf fonksiyonunu aşağıdaki gibi tanımlamak yerinde olacaktır (Proakis, 2001):

$$F(\varepsilon; k, \theta) = \int_0^\varepsilon f(u; k, \theta) du = \gamma(k, \varepsilon/\theta) / \Gamma(k). \quad (3.28)$$

Burada $\gamma(k, \varepsilon/\theta)$ düşük tamamlanmamış gamma fonksiyonunu tanımlar ve aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$\gamma\left(k, \frac{\varepsilon}{\theta}\right) = \int_0^{\varepsilon/\theta} u^{k-1} e^{-u} du. \quad (3.29)$$

Pdf ifadesinde gerçekleştirilen işlemlere benzer şekilde cdf fonksiyonu da ortalama değer ve varyans değerleri ile ifade edilebilir (Basaran vd., 2016):

$$P_{d,l} = 1 - \int_0^\lambda f(u, \mu_\varepsilon, \sigma_\varepsilon^2) du = 1 - \frac{\gamma\left(\frac{\mu_\varepsilon^2}{\sigma_\varepsilon^2}, \lambda \mu_\varepsilon / \sigma_\varepsilon^2\right)}{\Gamma\left(\frac{\mu_\varepsilon^2}{\sigma_\varepsilon^2}\right)}. \quad (3.30)$$

Düşük İşaret-Gürültü Oranı Altında Sezim Performansı

Bir önceki alt bölümde, doğru sezme olasılığının kapalı form çözümü yüksek SNR bölgesi için türetilmiştir. Yine yüksek SNR bölgesinde, herhangi bir sıfırdan farklı doğru sezme olasılığı için yanlış alarm olasılığı sıfır olacaktır. Bu yüzden, doğru sezme ve yanlış alarm olasılıkları arasındaki ödünleşim gözlenemeyecektir. Diğer taraftan, düşük SNR bölgesinde BCRB değerine kestirimcinin erişememesinden dolayı kapalı form çözüm elde etmek olanaksızdır. Bunun yanında, doğru sezim ve yanlış alarm arasındaki ödünleşim, düşük SNR bölgesi için gözlenebilir durumda olduğu halde CS tabanlı spektrum algılama dizininde belirgin bir şekilde tartışılmamış ve araştırılmamıştır. Ayrıca, düşük SNR bölgesinde yanlış alarm olasılığının belli bir değerde sabit tutulmasıyla sezim performansının nasıl iyileştirilebildiği ilgili benzetim sonuçları bölümünde değerlendirilecektir.

3.1.5 Hesaplama Süresi ve Karmaşıklık

Bu bölümde, geleneksel CS (BP) ve BCS yöntemlerinin hesaplamsal karmaşıklık ve hesaplama süresi kısaca açıklanacaktır.

BP yönteminin hesaplamsal karmaşıklığı, birincil kullanıcı işaretinin uzunluğu ile orantılıdır ve kübik karmaşıklık olarak $\mathcal{O}(M^3)$ ifade edilir. Bu yöntemde, rastgele ölçüm matrisindeki tüm taban vektörleri minimizasyon sürecinde kullanılır (Baraniuk, 2007). Diğer taraftan BCS yönteminde RVM yoluyla kestirim sürecinde, ilgilenilen işarettaki sıfırlara karşılık gelen taban vektörlerinin atılmasından dolayı hesaplamsal karmaşıklığı, tekrarlamalar sonucunda geriye kalan taban vektör sayısı ile orantılı olarak $\mathcal{O}(MK^2)$ ifadesiyle verilir ve doğrusal çarpanlı karesel karmaşıklık olarak adlandırılır (Ji vd., 2008). Böylece işarettaki sıfırdan farklı bileşen sayısı K , her zaman işaretin uzunluğundan M , küçük olacağından dolayı BCS yöntemi hesaplamsal karmaşıklık bakımından BP yöntemine göre daha az karmaşıktır (Ozgor vd., 2015) ve ayrıca daha düşük karmaşıklığa sahip yöntemin hesaplama süresi de beklenileceği üzere daha kısa sürecektir.

İkinci olarak da akla gelen bir diğer husus, tekrarlamalı sürecin ne zaman sonlanacağıdır. İterasyon sürecinde, spektrum katsayı değerleri bir noktadan sonra artık önemsiz sayılabilecek seviyelerde çok küçük değerlerle değişmeye başlarlar. Bu noktada da, hiperparametre değerlerinin her iterasyonda güncellenen değerleri arasında bir durdurma ölçütü konularak

kestirim için yeterli tekrarlar sayıları da ayrıca sıkıştırma oranı (compression ratio, CR), SNR gibi değerlerin değişimine göre hesaplanabilir. Durdurma ölçütü olarak fark değeri, δ , (Fletcher, 2009)

$$\delta = \sum_{i=1}^M |\beta_i^{n+1} - \beta_i^n| \quad (3.31)$$

olarak tanımlanır ve burada β_i^{n+1} ve β_i^n sırasıyla $n + 1$. ve n . iterasyonlarda i . ön bilgiye ait ters varyans kestirim değerlerini simgelemektedir. Fark değeri, iterasyonları durdurmak için belirlenen bir eşik değerden, δ_{th} , küçük olduğunda tekrarlamalı süreç sonlanacaktır. Spektrumdaki birincil kullanıcı işareti ait taban vektörler ön bilginin gücü çok düşük olduğunda yani sıfıra oldukça yaklaştığında atılacaktır. Buradan, ilgili taban vektöre karşılık gelen işaretin katsayısının sıfır değerini aldığı anlaşılmaktadır. Benzer şekilde ön bilgi kaydeder seviyelerde ise (ihmal edilmeyecek değerlerde ise) bu durum, spektrumdaki ilgili katsayının aslında sıfırdan farklı bir değere karşılık düştüğünü göstermektedir. Son olarak kestirim aşamasına geldiğimizde, işaret katsayılarının net kestiriminin önemli olduğunu biliyoruz. Ayrıca, işareti sezim aşamasını düşündüğümüzde ise işaretin varlığına/yokluğuna karar verirken işaretin yeterli bir enerji değerini daha düşük sayıda tekrarla mayla yakalaması sebebiyle tam mükemmel kestirim yerine (sonsuz sayıda tekrarla ma gerekli) daha az sayıda tekrarla mayla hem karmaşıklığı hem de hesaplama süresini düşürebiliriz.

Önerilen sıkıştırılmış algılama tabanlı spektrum algılamanın işaret kestirimi, işaret sezimi, hesaplama süresi ve karmaşıklık ile ilgili performans sonuçları Bulgular bölümünde değerlendirilecektir.

3.2 Seyrek Kanal Kestirimi

Bu alt bölümde seyrek kanal yapısına ait iki farklı durum için kanal kestirimi gerçekleştirilecektir. İlk olarak zamanda seyrek olan ve sembolden sembole değişen kanal modelinde çalışan TDS-OFDM sistemleri için sıkıştırılmış algılama tabanlı yaklaşımlar ve yeni PN dizisi yaklaşımları incelenmiştir. İkinci olarak ise OFDM sistemleri için seyrek ve AR (Autoregressive) model ile gösterilen anlık değişen kanalların kestiriminde SAGE-MAP (Space Alternating Generalized Expectation Maximization-Maximum a Posteriori - Uzay Değişimli Genelleştirilmiş Beklenti-En Büyük Sonsal Olasılık) tabanlı algoritma önerilmiş ve incelenmiştir.

3.2.1 TDS-OFDM Sistem Modeli

TDS-OFDM sembolü bir PN dizisi ve OFDM verisinden oluşur. PN dizisi, OFDM verisinin döngüsel öneki olarak da görülebilir. Veriyi semboller arası girişimden korumak için koruma

bandının çok yollu kanalın en yüksek gecikme değerinden daha büyük olması gerekir. OFDM veri bloğundan önce IBI-serbest bölgenin kullanımı kestirim başarımı kaybına neden olur.

i . iletim bloğuna ait PN dizisi

$$\mathbf{c}_i = [c_{i,0}, c_{i,1}, \dots, c_{i,M-1}]^T \quad (3.32)$$

şeklinde tanımlanırken i . iletim bloğuna ait OFDM veri bloğu

$$\mathbf{x}_i = [x_{i,0}, x_{i,1}, \dots, x_{i,N-1}]^T \quad (3.33)$$

şeklinde tanımlandığı durumda i . iletim bloğuna ait iletilen dizi aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\mathbf{s}_i = [s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,M+N-1}]^T = [\mathbf{c}_i^T \ \mathbf{x}_i^T]^T. \quad (3.34)$$

TDS-OFDM alıcıda mükemmel eşzamanlama varsayımı altında koruma bandında alınan PN dizisi

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{\Psi}_i \mathbf{h}_i + \tilde{\mathbf{n}}_i \quad (3.35)$$

şeklinde ifade edilebilir ve burada $\mathbf{h}_i = [h_{i,0}, h_{i,1}, \dots, h_{i,L-1}]^T$ çok yollu kanal yapısını, $\tilde{\mathbf{n}}_i$ AWGN'yi belirtmektedir ve konvolusyon matrisi

$$\mathbf{\Psi}_i = \begin{bmatrix} c_{i,0} & x_{i-1,N-1} & x_{i-1,N-2} & \dots & x_{i-1,N-L+1} \\ c_{i,1} & c_{i,0} & x_{i-1,N-1} & \dots & x_{i-1,N-L+2} \\ c_{i,2} & c_{i,1} & c_{i,0} & \dots & x_{i-1,N-L+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{i,L-1} & c_{i,L-2} & c_{i,L-3} & \dots & c_{i,0} \\ c_{i,L} & c_{i,L-1} & c_{i,L-2} & \dots & c_{i,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{i,M-1} & c_{i,M-2} & c_{i,M-3} & \dots & c_{i,M-L} \end{bmatrix}$$

şeklinde tanımlanır.

Buradaki konvolusyon matrisinde, bir önceki iletilen OFDM veri bloğu iletim yapıldığı andaki TDS-OFDM sembolüne girişim yapmaktadır. Alıcı sadece PN dizisini bildiğinden dolayı $\mathbf{\Psi}_i$ matrisinin son $R = M - L + 1$ satırı göz önüne alınarak yeni bir alt matris oluşturulur ve şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{\Phi}_i = \begin{bmatrix} c_{i,L-1} & c_{i,L-2} & c_{i,L-3} & \dots & c_{i,0} \\ c_{i,L} & c_{i,L-1} & c_{i,L-2} & \dots & c_{i,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{i,M-1} & c_{i,M-2} & c_{i,M-3} & \dots & c_{i,M-L} \end{bmatrix}.$$

Dolayısıyla IBI-serbest bölge yardımıyla alınan işaret şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{r}_i = \Phi_i \mathbf{h}_i + \mathbf{n}_i. \quad (3.36)$$

Alt matris yardımıyla elde edilen daha düşük örnekle alınan işaretin zaman tabanında kanal seyrekliğinden de yararlanılarak CS tabanlı yaklaşımlarla (BP ve BCS) TDS-OFDM sistemlerde kanal kestirimi gerçekleştirilebilir.

3.2.2 CS Tabanlı Yaklaşımlar

Alt bölüm 3.1.2.'de sunulan BP ve BCS yöntemlerinin TDS-OFDM sistemlerinde kanal kestirimine uygulanması uygundur. BP ve BCS'in TDS-OFDM kanal kestiriminde çok kullanılmamasının yanı sıra, özellikle IBI-serbest bölgesinin uzunluğunun kanal kestirime etkisi literatürde incelenememiştir. Burada IBI-serbest bölgesinin uzunluğunun belirlenmesi ile oluşan seyrekliğin CS tabanlı kanal kestirime etkisi incelenmiş ve bir sonraki alt bölümde benzetim sonuçları sunulmuştur. Kanal kestirim başarımını ölçmek için alt bölüm 3.1.3'te sunulan başarımlar kriterleri dikkate alınmıştır.

3.2.3 Bölümlenmeli TDS-OFDM İşaret Modeli Yaklaşımı

Zamanla hızlı değişen kanallarda TDS-OFDM sistem başarımını iyileştirmek için bilinen geleneksel işaret modeli yerine OFDM verisini parçalara bölerek aralarına PN dizilerinin yerleştirildiği işaret modeli önerilmiştir. Bu yolla PN dizilerinin koruma bandında kullanıldığı geleneksel işaret modelinde olduğu gibi kanalın ilk kısmındaki kanal katsayılarının belirlenmesine ek olarak kanalın orta ve son kısımlarından da bilgi alınarak kanal değişimi daha başarılı bir şekilde izlenmiştir. Böylece kanal kestirimi ve dolayısıyla da simge sezim başarımları, geleneksel sistem başarımlarına üstünlük sağlayacaktır. Geleneksel ve bölümlenmeli TDS-OFDM sistem modeli Şekil 3.2'de verilmiştir. İletim bloğunda kullanılan PN dizileri özdeşdir. Şekil 3.2.a'da sadece ardışık üç TDS-OFDM iletim bloğunun yer aldığı gönderilen TDS-OFDM işaret iletim akışı gösterilmiştir. Zamanla değişen kanalın çok yollu yapısı sebebiyle iletim bloğunun $L - 1$ bileşeni bir önceki iletim bloğunun veri örnekleriyle bozulur. Simgeler arası karşılıklı blok girişimi (IBI) oluşur. Koruma bandının geri kalan $R = M - L + 1$ bileşeni ise IBI-serbest bölgeyi oluşturur. Diğer yandan, iletim bloğu modeli Şekil 3.2.b'de önerildiği gibi sistem başarımını arttırmak için değiştirilmiştir. Önerilen sistem modeli, verinin $Q = 4$ parçaya ayrıldığı şekliyle şöyle tanımlanmıştır:

$$\mathbf{s} = [\mathbf{c}^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{d}_1^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{d}_2^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{d}_3^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{d}_4^T, \mathbf{c}^T, \mathbf{c}^T]^T \quad (3.37)$$

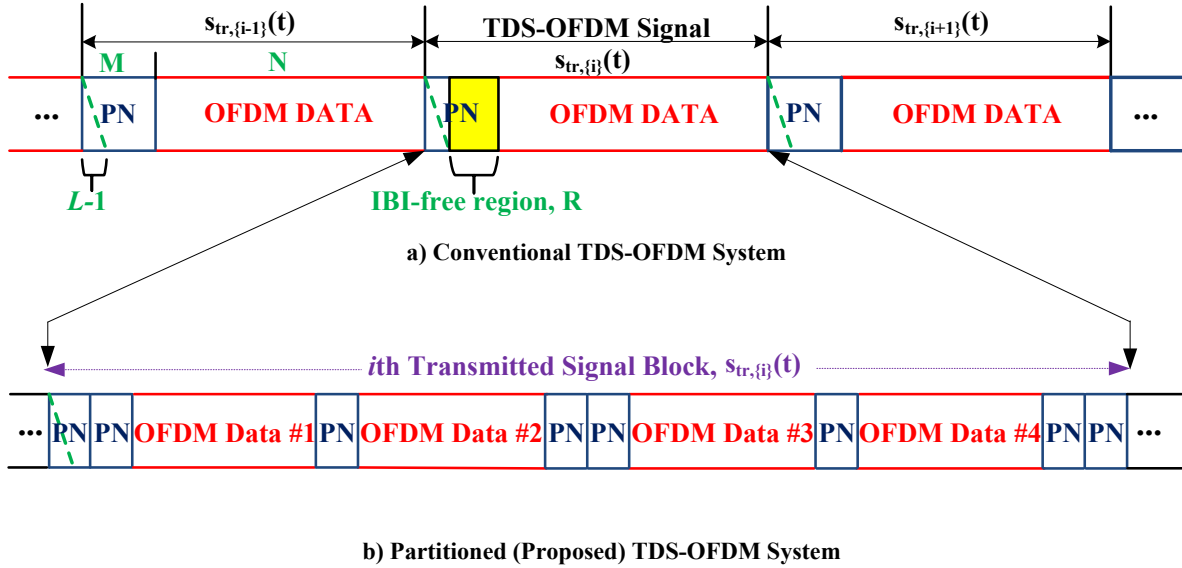
ve burada

$$\mathbf{c} = [c[0], c[1], \dots, c[N_c - 1]]^T \quad (3.38)$$

$$\mathbf{d}_q = [d[(q - 1)N/Q], d[(q - 1)N/Q + 1], \dots, d[qN/Q]]^T \quad q = 1, 2, \dots, Q. \quad (3.39)$$

Bölümlenmeli yapıda oluşan koruma bandının $N_c = 0.5M/Q$ PN dizisi uzunluğunu belirtmek üzere $2N_c$ 'ye azaltıldığı ve $2N_c \geq L$ koşulunun iletilen veri bloğunun IBI'dan korunması için sağlandığı görülmektedir.

Bölümlenmeli yapı için konvolüsyon matrisi, önerilen işaret modelinde IBI-serbest bölgelerin yerleşimine göre yeniden düzenlenecektir. IBI-serbest bölgelerden yararlanılarak, IBI-serbest PN örnekleri kanal kestirimi için göz önüne alınacaktır. Yine benzer şekilde sadece bilinen PN dizisi örneklerinin oluşturduğu alt-matrisle elde edilecek alt örneklenmiş gözlemler yardımıyla LMMSE tekniği, kanal kestirimi için uygulanacaktır. Kanal kestirimi tamamlandıktan sonra doğrusal alt örneklenmiş gözlem modelinden kestirilen kanal katsayıları ile yeniden yazılan iletim matrisine çarpım olarak gelen veri simgelerinin oluşturduğu işaret vektörünün LMMSE kestirimini takiben simge sezimi elde edilecektir.



Şekil 3.2. Geleneksel ve bölümlenmeli TDS-OFDM sistem modelleri

3.2.4 SAGE-MAP Tabanlı Kanal Kestirimi için Sistem Modeli

Anlık değişen kanallarda (hem çoklu yolun hem de kanal katsayısının anlık değişebildiği durumlarda) tüm alt taşıyıcılardan pilot sembol gönderilen N alt taşıyıcıya sahip OFDM sistemleri üzerinde çalışılmıştır. Tüm taşıyıcılardan bilinen veriler gönderildiği durumda bile N örnek gözlem ve $(N + 1)L$ bilinmeyen l . çoklu yola ait n . örnekleme zamanındaki kanal katsayıları $\alpha^l[n]$ ve l . çoklu yola ait gecikmeler $\eta^{(l)}$ bulunmaktadır. Burada zaman örnekleri $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ve çoklu yollar $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$ ile gösterilmiştir. L burada çoklu yol sayısını belirtmektedir. Bu çalışmada $\alpha^l[n]$ ayrık zamanlı kanal katsayılarının her örnekleme anında değiştiği $\eta^{(l)}$ gecikmelerinin blok uzunluğunca sabit olduğu varsayılmıştır.

Ayrık zamanlı OFDM sinyalinin ifadesi aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d[k] e^{i\frac{2\pi}{N}nk} \quad (3.40)$$

Burada $d[k]$ k . alt taşıyıcıdan gönderilen sayısal modüleli OFDM veri sembollerini göstermektedir. Bir OFDM sembol süresi $T_{sym} = N.T_s$ ve T_s burada örnekleme periyodunu göstermektedir. OFDM sistemlerinde semboller arası girişimi (Intersymbol Interference - ISI) çevrimsel ön ek (Cyclic Prefix - CP) OFDM sembolünün önüne eklenir. Bu sayede kanalın çoklu yol gecikmelerinden kaynaklanan bozulmalar önlenmiş olur. Alınan sinyal (3.40) denkleminde verilen OFDM sinyali ile kanal impuls cevabının (Channel Impulse Response - CIR) katlamalı toplamıdır. Ayrık zamanlı kanal impuls cevabı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir $h[n, \eta] = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha^{(l)}[n] \delta[n - \eta^{(l)}]$. (3.41)

Kablosuz haberleşme kanalları modellenirken literatür çalışmalarında genellikle normalize çoklu yol gecikmeleri ($\eta^{(l)}$) lerin tamsayı değerler olduğu kabul edilmektedir. Diğer bir ifade ile çoklu yol gecikmelerinin tam örnekleme anlarında olduğu varsayılır.

Çevrimsel ön ek uzunluğu (T_{cp}) kanal en büyük gecikme yayılımı τ_{max} dan daha büyük olacak şekilde ayarlanır ve çoklu yol gecikmeleri çevrimsel ön ek uzunluğunca eşit olasılıklı (uniform) dağılmaktadır. Matematiksel olarak $\eta^{(l)} \in [0, N_{cp} - 1]$ ve $T_{cp} = N_{cp} T_s$ olmak üzere $\eta^{(l)}$ l . çoklu yola ait normalize yol gecikmesini göstermektedir ve N_{cp} aralığındadır.

(3.40) ve (3.41)'deki denklemler yardımı ile CP kaldırılmış ayrık zamanlı alınan işaret

$$\begin{aligned} r[n] &= \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h[n, \eta] s[n - \eta] + w[n] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d[k] e^{i\frac{2\pi}{N}(n-\eta^{(l)})k} \alpha^{(l)}[n] + w[n] \\ &= \mathbf{c}^H[n] \mathbf{a}[n] + w[n] \end{aligned} \quad (3.42)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada

$$\mathbf{c}^H[n] = \mathcal{F}^{-1}[n] \mathbf{D} \boldsymbol{\phi}$$

$$\mathcal{F}^{-1}[n] = \frac{1}{N} \left[e^{i\frac{2\pi}{N}(-\frac{N}{2})n}, \dots, e^{i\frac{2\pi}{N}(\frac{N}{2}-1)n} \right]$$

$$\boldsymbol{\phi} = [\boldsymbol{\phi}^{(0)}, \boldsymbol{\phi}^{(1)}, \dots, \boldsymbol{\phi}^{(N_{cp}-1)}]$$

$$\boldsymbol{\varphi}^{(0)} = [e^{-i\frac{2\pi}{N}(-\frac{N}{2})\eta^{(0)}}, \dots, e^{-i\frac{2\pi}{N}(\frac{N}{2}-1)\eta^{(0)}}] \quad (3.43)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} \left\{ d[k] \Big|_{k=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} \right\}$$

ifadeleri ile tanımlanan vektör ve matrisler kullanılmıştır.

Kısaca açıklarsak $\boldsymbol{\alpha}[n]_{N_{cp} \times 1}$ L – seyrek kanal katsayıları vektörünü, $w[n] \sim CN(0,1)$ toplamsal karmaşık Gauss gürültüsünü ve $u^{(l)}[n] \sim CN(0,1)$ AR sürecinin sürücü gürültüsünü (driving noise) göstermektedir. AR sürecinin katsayıları a ve $b^{(l)}$ sürecin değişimini modellemektedirler ve kanal katsayılarının öz ilişki fonksiyonundan yararlanılarak bulunabilirler. Çoklu yol öz ilişki fonksiyonu Jakes' spektrumuna bağlı olarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \rho^{(l)}[n - n'] &= E\{\alpha^{(l)}[n]\alpha^{(l)*}[n']\} \\ &= \Omega^{(l)} J_0(2\pi f_D T_s (n - n')) \end{aligned} \quad (3.44)$$

$\eta^{(l)}$ bilindiği durumdaki l . çoklu yola ait kanal gücü

$$\Omega^{(l)} |\eta^{(l)}| = \frac{\lambda}{(1-e^{-\lambda})^L} e^{-\lambda \frac{\eta^{(l)}}{N_{cp}}} \quad \lambda \geq 0, \quad (3.45)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. (3.45) denkleminde λ çoklu yol gücünün azalma sabitini ve f_D en büyük Doppler frekansını göstermektedir. Senol vd. (2012) çalışmasında olduğu gibi Yule Walker denklemleri ve denklem (3.44)'de verilen Jakes' özilişki fonksiyonu yardımıyla AR sürecinin a ve $b^{(l)}$ katsayıları aşağıdaki şekilde belirlenmektedir.

$$a = J_0(2\pi f_D T_s (n - n'))$$

$$b^{(l)} = \sqrt{\Omega^{(l)} (1 - J_0(2\pi f_D T_s))} \quad (3.46)$$

3.2.5 SAGE-MAP Kanal Kestirimi

Çoklu yol gecikmelerinin bilindiği durumda kanal katsayılarının takibi Kalman süzgeçleme ile kolaylıkla yapılabilmektedir. Fakat çoklu yol gecikmelerinin bilinmediği durumda Kalman süzgeçleme yaklaşımı uygulanamamaktadır. Bu çalışmada, (Senol vd., 2012) ve (Senol, 2015) çalışmalarındaki gibi seyrek kanal katsayılarını sırayla bulan SAGE algoritması tabanlı bir yaklaşım önerilmiştir. SAGE algoritması ilk olarak (Fessler ve Hero, 1994) çalışmasında önerilmiştir ve EM algoritmasından daha hızlı optimum değerlere yakınsamaktadır. Ayrıca, SAGE algoritması hesaplama karmaşıklığı açısından gerçek sistemlere uygulaması daha uygundur. SAGE algoritması EM algoritması gibi tüm parametre setini birden güncellemek yerine parametre setini alt uzaylara bölerek sırayla güncellemektedir. Bilinmeyen parametre

setinde alt uzaylardan biri güncellenirken diğer tüm bilinmeyen parametreler sabit tutulmakta ve sırayla tüm alt uzaylar sırayla güncellenmektedir. Bilinmeyen parametrelerin gözlem üzerinden bağımlılığı “güvenilir saklı veri” (admissible hidden data - χ) tanımını ortaya çıkarmaktadır. SAGE-MAP algoritması ilk olarak Senol vd. (2012) çalışmasında yüksek hızlı OFDM sistemleri için önerilmiş ve LTE ve WİMAX sistemleri için benzetimler yapılmıştır.

Fessler ve Hero (1994) çalışmasında alt uzayların seçiminin algoritma performansının yakınsamasında çok önemli olduğu açıklanmıştır. Yaptığımız çalışmada bilinmeyen parametre seti ve alt uzaylar aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$\theta[n] = \{\alpha[n], \eta\}$$

$$\theta^{(l)}[n] = \{\alpha^{(l)}[n], \eta^{(l)}\} \quad (3.47)$$

Burada $\theta[n]$ terimi bilinmeyen parametre setini ve $\theta^{(l)}[n]$ terimi l . alt uzayı göstermektedir. (Senol vd., 2012)’de SAGE – MAP algoritması OFDM sistemlerine uygulanmıştır. Bu çalışma AR süreç bilgisi ve gözlem yardımı ile kanal katsayılarını ve gecikmelerini beraber kestirmeyi hedeflemektedir. SAGE – MAP algoritması beklenen değer alma ve en büyük değer alma adımlarından oluşmaktadır. Sırasıyla, beklenen değer alma adımı

$$Q(\theta^{(l)}[n]|\theta^{(l)}[n]) = E \left[\log p \left(\theta^{(l)}[n], \chi_n^{(l)} | \overline{\theta^{(l)}}^{[i_n]}[n] \right) | r_n, \theta^{[i_n]}[n] \right] \quad (3.48)$$

ve en büyük değer alma adımı

$$\theta^{[i_n+1]}[n] = \underset{\theta^{(l)}[n]}{\operatorname{argmax}} Q(\theta^{(l)}[n]|\theta^{[i_n]}[n]) \quad (3.49)$$

$$\overline{\theta^{(l)}}^{[i_n+1]}[n] = \overline{\theta^{(l)}}^{[i_n]}[n] = \begin{cases} \alpha^{(l)[i_n+1]}[n] = \alpha^{(l)[i_n]}[n] \\ \eta^{(l)[i_n+1]} = \eta^{(l)[i_n+1]} \end{cases}$$

şeklinde verilebilir. Sonuç olarak kanal katsayıları ve gecikmeler sıra ile aşağıda verilen ifadeler yardımı ile bulunabilir.

$$\alpha^{(l)[i_n+1]}[n] = \left(\frac{1}{\|b^{(l)}\|^2} + \frac{\|c_{\eta^{(l)}}\|^2}{\sigma_w^2} \right)^{-1} \left(\frac{c_{\eta^{(l)}} \chi^{(l)[i_n]}[n]}{\sigma_w^2} + \frac{a \alpha^{(l)[i_n]}[n-1]}{\|b^{(l)}\|^2} \right) \quad (3.50)$$

$$\eta^{(l)[i_n+1]} = \underset{\eta^{(l)}}{\operatorname{argmax}} G^{(l)[i_n]}[\eta^{(l)}] \quad (3.51)$$

Buradaki $G^{(l)[i_n]}[\eta^{(l)}]$ maliyet fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilmektedir.

$$G^{(l)[i_n]}[\eta^{(l)}] = - \frac{\|\alpha^{(l)[i_n+1]}[n] - a \alpha^{(l)[i_n]}[n-1]\|^2}{\|b^{(l)}\|^2} - \log \left(\|b^{(l)}\|^2 \right) + \sum_{m=0}^n \left(2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha^{*(l)[i_n+1]}[m] c_{\eta^{(l)}}[m] \chi^{(l)[i_n]}[m]}{\sigma_w^2} \right\} - \frac{\|c_{\eta^{(l)}}^*[m] \alpha^{(l)[i_n+1]}[m]\|^2}{\sigma_w^2} \right). \quad (3.52)$$

“Güvenilir beklenen veri”nin beklenen değeri aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$\widehat{\chi^{(l)[n]}}[n] = r[n] - \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq l}}^{L-1} c_{\eta^{(l')}}^*[n] \alpha^{(l')[n]}[n]. \quad (3.53)$$

3.2.6 Algoritmanın İklendirilmesi

SAGE algoritmasının hata başarımı iklendirme başarımına oldukça bağlıdır. Bu sebeple algoritmayı başlatmadan önce başlangıç parametrelerinin düzgün bir şekilde kestirilebilmesi için iklendirme algoritmasına ihtiyaç vardır. Kanal katsayıları seyrek yapıda olduğundan dolayı seyrek yakınsama algoritmalarından OMP algoritması başlangıç koşullarının kestirimi için kullanılabilir. OMP algoritması gerçek problemlere uygulanabilir olması ve diğer seyrek sinyal kestirimi yöntemlerine göre daha hızlı olduğundan dolayı birçok seyrek sinyal kestirimi uygulamalarında tercih edilmektedir. (Elad, 2010)'da verilen referans kitapta OMP algoritması özetlenmiştir. OMP algoritmasının kullanılabilmesi için alınan sinyal değerlerinin başlangıç kanal katsayıları cinsinden ifade edilebilmesi gerekmektedir. Bu sebeple AR süreci ile tanımlanan ilişkiden yararlanarak n . andaki kanal katsayıları başlangıç durumundaki kanal katsayıları cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\alpha^{(l)}[n] = a^{n+1} \alpha^{(l)}[-1] + \sum_{k=0}^n a^k b^{(l)} u[n-k] \quad (3.54)$$

Alınan sinyal örnekleri (3.54) denkleminde yararlanarak başlangıç kanal katsayılarına bağlı olarak ifade edilebilir. Dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta, tüm sembol boyunca alınan sinyal örneklerini başlangıç koşullarına bağlı olarak ifade etmek başarımda çok büyük bir iyileşmeye sebep olmamaktadır. Bu sebeple M adet gözlem değeri başlangıç koşullarını kestirim için kullanılmıştır:

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}\mathbf{a}[-1] + \mathbf{v}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{C}^H \odot (\mathbf{a} \otimes \mathbf{1}_{1 \times N_{cp}})$$

$$\mathbf{r} = [r[0], r[1], \dots, r[M-1]]^T$$

$$\mathbf{C}^H = [\mathbf{c}[0], \mathbf{c}[1], \dots, \mathbf{c}[M-1]]^H$$

$$\mathbf{a} = [a^1, a^2, \dots, a^M]^T. \quad (3.55)$$

Burada \mathbf{D} sözlük matrisi $M \times N_{cp}$ ve \mathbf{v} kanal gürültüsünü ve sürücü gürültüyü içeren toplamsal bir gürültüdür. \mathbf{v} gürültüsünün ortalama ve varyans bilgileri OMP algoritması için gerekli değildir. Önerilen algoritmanın adımları Tablo 3.1'de verilmiştir. Algoritma ilk çalıştırıldığı anda ilk M gözlem örneği OMP algoritmasında kullanılarak başlangıç durumundaki katsayı ve gecikme değerleri bulunur. Tropp ve Gilbert (2007) çalışmasında çoklu yol sayısının bilindiği varsayılmıştır. Fakat bu çalışmada OMP algoritmasının durdurma kriteri olarak enerji eşiği

kullanılmıştır. İklendirme adımının ardından her gözlem örneği için algoritma sıra ile kanal katsayıları ve gecikmeleri birlikte kestirilir. Her SAGE–MAP iterasyonunda tüm biriktirilen “güvenilir saklı veri” bilgileri ile her çoklu yol katsayısı ve gecikmesi güncellenir.

Tablo 3.1. Algoritma 1: OFDM sistemleri için SAGE - MAP tabanlı seyrek kanal takibi

<p>Giriş: alınan sinyal örnekleri $r[n]$, f_D, SNR</p> <p>Çıkış: takip edilen $\alpha^l[n]$ ve $\eta^{(l)}$</p> <ul style="list-style-type: none"> • OMP algoritması ile iklendirme <p>for $n = 1$ den N ye kadar</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ $\alpha^{(l)[i_n=0]}[n] = a \alpha^{(l)[i_n=i_{max}]}[n - 1]$ ▪ $\eta^{(l)[i_n=0]} = \eta^{(l)[i_n=max]}$ ▪ $C_{\eta^{(l)[i_n]}}^H[n]$ ve $\chi^{(l)[i_n]}[n]$ değerleri hesaplanır. <p>for SAGE – MAP iterasyonları</p> <p>for $l = 0$ den $L - 1$ e kadar</p> <p>for $\eta^{(l)} = 0$ dan $N_{cp} - 1$ e kadar</p> <ul style="list-style-type: none"> • Denklem (3.43), (3.45) ve (3.46)'dan $\Omega^{(l)}$, $b^{(l)}$ ve $C_{\eta^{(l)}}^H[n]$ bulunur. • Denklem (3.50)'den $\alpha^{(l)[i_n]}[n]$ bulunur. • Maliyet fonksiyonu $G^{(l)[i_n]}[\eta^{(l)}]$ denklem (3.52)'den hesaplanır. <p>end</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ (3.52) ile verilen maliyet fonksiyonunun en büyük değeri olan $\eta^{(l)[i_{n+1}]}$ bulunur. ▪ $\Omega^{(l)}$, $b^{(l)}$ ve $C_{\eta^{(l)}}^H[n]$ tekrar bulunur. ▪ (3.50)'den $\alpha^{(l)[i_{n+1}]}[n]$ bulunur. <p>end</p> <ul style="list-style-type: none"> • Denklem (3.53) yardımıyla tüm biriktirilen $\chi^{(l)[i_n]}[n]$ değerleri güncellenir. <p>end</p> <p>end</p>
--

Seyrek kanal kestirimi ile ilgili performans sonuçları Bulgular bölümünde değerlendirilecektir.

3.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmalar

Herhangi bir $s \in \mathfrak{R}^N$ işareti Ψ tabanında

$$\mathbf{s} = \sum_{i=1}^N x_i \psi_i \text{ veya } \mathbf{s} = \Psi \mathbf{x} \quad (3.56)$$

biçiminde yazılabilir. Burada, $\{\psi_i\}_{i=1}^N$, \mathfrak{R}^N uzayında N taban vektörü kümesini ve $\Psi \in \mathfrak{R}^{N \times N}$ taban vektörlerinin oluşturduğu taban matrisini göstermektedir. $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^N$, $x_i = \langle s, \psi_i \rangle$ 'lerden oluşan iç çarpım vektörünü belirtmektedir. $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ vektörü $K \ll N$ koşulu altında K

tane sıfır olmayan elemana sahip ve $M < N$ olmak üzere ölçüm matrisi $\Phi \in \mathbb{R}^{M \times N}$ olsun. Φ matrisinin satır vektörlerinin Ψ matrisinin sütun vektörleriyle ilişkisiz olduğunu varsayalım. s vektörü ölçüm matrisi Φ üzerine yansıtılarak daha az örnekli bir grup ölçüm $y \in \mathbb{R}^N$ elde edilebilir (işareti bozan gürültü gibi başka bir işaretin olmadığı durum):

$$y = \Phi \Psi x \quad (3.57)$$

olur. Gerçekçi sistemlerde, ortamda toplamsal beyaz Gauss gürültüsü iletilen işaret bozmaktadır. Bunun sonucunda, $n \in \mathbb{R}^M$ gürültü vektörü olmak üzere sıkıştırılmış ölçüm vektörü

$$y = \Phi x + n \quad (3.58)$$

şeklinde elde edilir. Burada, problem çözümündeki genellik bozulmadan, literatürdeki diğer çalışmalarda olduğu gibi $\Phi = I$ varsayılmıştır. Sistem modelinin tanımlanmasından sonra seyrek işaret, eldeki ölçümlerden yararlanarak geri oluşturan yöntemler alt bölümlerde detaylı bir şekilde anlatılacaktır.

3.3.1 Taban Arayışı

Taban Arayışı, doğrusal olmayan programlama ile çözülemeyen problemlerde dışbükey eniyileme yöntemini kullanır. Dışbükey eniyileme yaklaşımlarındaki temel amaç, ℓ_0 -norm problemini daha işlenebilir hale getirmektir. Bunun için daha açık bir yaklaşım olan ℓ_2 -norm kullanılabilir. Fakat ℓ_2 -norm kullanımı da açık bir yaklaşım olmasına rağmen seyrek değildir ve sistemin hata başarımı oldukça kötüdür.

En bilinen dışbükey eniyileme yaklaşımı ℓ_0 -norm yerine ℓ_1 -norm kullanılmasıdır. Chen vd. (1998) çalışmalarında ℓ_1 -normunun lineer programlamayla çözümünü sunmuştur:

$$\hat{x} = \arg \min_x \|x\|_1 \quad (\|y - \Phi x\|_2 \leq \epsilon \text{ koşuluyla}). \quad (3.59)$$

3.3.2 Açgözlü Algoritmalar

Taban arayışı gibi dışbükey eniyileme tabanlı algoritmalar hesaplama açısından zor ve karmaşıktır. Bu sorunu çözmek için dışbükey eniyileme tabanlı olmayan açgözlü alternatif algoritmalar önerilmiştir. Bu geri oluşturma algoritmaları yerel olarak en iyi karar yoluyla yinelemeli olarak en uygun işaret yaklaşımını vermeye çalışır ve eniyileme tabanlı yöntemlere göre daha basit ve hızlıdır.

Uyumlu Arayış

Açgözlü algoritmalar arasında en eskisi olarak bilinen Uyumlu Arayış algoritması, işaret kestirimini eniyilemek için ölçüm matrisi Φ 'nin sütunları olan φ_i vektörlerinde ölçüm vektörü

y'nin seyrek gösterilimlerini yinelemeli olarak bulmaya çalışır. Yöntem Tablo 3.2'de verilmektedir. Algoritmanın ilk adımı vekil (proxy) tayin etmektir. Üretilen vekil, her bir φ_i vektörünün artık vektörüyle korelasyonudur ve seyrek x vektörünün kaba bir kestirimidir. Vekil değerini maksimum yapan indis değeri λ ile her bir yinelemede seyrek x vektörü ve artık vektör güncellenir. Durma kriteri gerçekleşinceye kadar algoritma tekrar eder. Uyumlu arayış algoritmasını eksik kılan durum, eğer alınan işaret sözlük üzerinde tam olarak seyrek ifade edilmezse, her bir yinelemede büyük artık değerleri üretileceğinden algoritma aynı öğeleri toplayarak sona erebilir. Bu durum yakınsama garantisinin olmadığı anlamına gelir.

Tablo 3.2. Uyumlu arayış algoritması

Giriş Değişkenleri: y, Φ
Tanımlanacaklar: ϵ, τ
Başlangıç Değerleri: $\hat{x}_0 = 0, r_0 = y, t = 1$
doğru iken döngüsü
$\lambda_t = \arg \max_{i=1, \dots, N} \frac{\langle r_{t-1}, \varphi_i \rangle}{\ \varphi_i\ _2}$
$\hat{x}_{\lambda_t} = \hat{x}_{\lambda_t} + \frac{\langle r_{t-1}, \varphi_{\lambda_t} \rangle}{\ \varphi_{\lambda_t}\ _2^2}$
$r_t = r_{t-1} - \frac{\langle r_{t-1}, \varphi_{\lambda_t} \rangle}{\ \varphi_{\lambda_t}\ _2^2} \varphi_{\lambda_t}$
$t = t + 1$
eğer döngüsü
$\ r_t\ _2 < \epsilon \text{ veya } t = \tau \text{ ise}$
eğer döngüsünü sonlandır
doğru iken döngüsünü sonlandır
Çıkış Değişkeni: \hat{x}

Dik Uyumlu Arayış

Dik Uyumlu Arayış algoritması, Uyumlu Arayış algoritmasının gelişmiş bir hali olarak, hali hazırda bulunmuş olan bileşenler hakkında bilgiye dayanarak seyrek x vektörünün kestirimini sağlar. Yöntem Tablo 3.3'te verilmektedir. Seyrek x işaretinin kestirimi, Λ kümesindeki indis değerlerine denk düşen ölçüm matrisi Φ 'nin sütunları üzerine ölçüm vektörü y 'nin dik olarak izdüşümüyle her bir yinelemede güncellenir. Bu adım, OMP'nin bir sonraki yinelemede asla aynı bileşeni toplamayacağı anlamına gelir.

Tablo 3.3. Dik uyumlu arayış algoritması

Giriş Değişkenleri: y, Φ
Tanımlanacaklar: ϵ, τ
Başlangıç Değerleri: $\hat{x}_0 = 0, r_0 = y, t = 1$
doğru iken döngüsü
$\lambda_t = \arg \max_{i=1, \dots, N} \langle r_{t-1}, \varphi_i \rangle $ $\Lambda_t = \Lambda_{t-1} \cup \{\lambda_t\}$ $\hat{x}_t = \Phi_{\Lambda_t}^\dagger y$ $r_t = y - \Phi \hat{x}_t$ $t = t + 1$
eğer döngüsü
$\ r_t\ _2 < \epsilon \text{ veya } t = \tau \text{ ise}$
eğer döngüsünü sonlandır
doğru iken döngüsünü sonlandır
Çıkış Değişkeni: \hat{x}

Sıkıştırılmalı Örneklemeli Uyumlu Arayış

Bir diğer önemli açgözlü algoritma olan Sıkıştırılmalı Örneklemeli Uyumlu Arayış, OMP algoritmasının yeni bir formu olarak önerilen bir geri oluşturma tekniğidir. Yöntem Tablo 3.4'te verilmektedir.

Needell ve Tropp (2009) çalışmalarında gösterdiği üzere, $\Phi \in \mathbb{R}^{M \times N}$ sınırlı eşölçüm sabiti (restricted isometry constant, RIC) $\delta_{2K} \leq c$ olan ölçüm matrisi ve $y \in \mathbb{R}^M$ gürültülü ölçüm vektörü olsun. Bir doğruluk parametresi η için, CoSaMP algoritması (3.59)'u sağlayan K -seyrek \hat{x} vektörünü

$$\|x - \hat{x}\|_2 \leq C \cdot \max\left\{\eta, \frac{1}{\sqrt{K}}\|x - x_{K/2}\| + \|n\|_2\right\} \quad (3.60)$$

sağlayacak şekilde geri oluşturur ve burada $x_{K/2}$, seyrek x vektörünün en iyi $K/2$ -seyrek yaklaşımıdır.

Tablo 3.4. Sıkıştırımlı örnekleme uyumlu arayış algoritması

Giriş Değişkenleri: y, Φ, K
Tanımlanacaklar: ϵ, τ
Başlangıç Değerleri: $\hat{x}_0 = 0, r_0 = y, \Lambda_0 = \emptyset, t = 1$

doğru iken döngüsü

$$z_t = |\Phi^T v_{t-1}|$$

$$\Omega_t = \text{supp}(z_t, 2K)$$

$$\Lambda_t = \Lambda_{t-1} \cup \Omega_t$$

$$b_t = \Phi_{\Lambda_t}^\dagger y$$

$$\hat{x}_t = (b_t, K)$$

$$r_t = y - \Phi_{\Lambda_t} \hat{x}_t$$

$$t = t + 1$$

eğer döngüsü

$$\|r_t\|_2 < \epsilon \text{ veya } t = \tau \text{ ise}$$

eğer döngüsünü sonlandır

doğru iken döngüsünü sonlandır

Çıkış Değişkeni: \hat{x}

Sıkıştırılmış örnekleme uyumlu arayış algoritmasının en önemli özelliği her yinelemede seyreklik değerinin iki katı kadar en güçlü destek kümesini seçmesi ve hesaplamaları bu destek kümesi üzerinden sürdürmesidir. Bu durum, algoritmanın daha kısa sürede seyrek yaklaşımı vereceğini açıklar. Algoritmanın eksik yanı ise seyreklik değeri ön bilgisine ihtiyaç duymasıdır.

3.3.3 Başarım Ölçütleri

Bu bölümde, geri oluşturma başarımlarının nasıl ölçüleceği ve kıyaslanacağı alt sınırlar anlatılacaktır.

Ortalama Karesel Hata

Algoritma başarımlarının ölçülmesinde ortalama karesel hata (Mean Squared Error, MSE) kullanılır ve vektörünü

$$OKH = \frac{\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}\|_2^2}{\|\mathbf{x}\|_2^2} \quad (3.61)$$

ifadesiyle tanımlanır.

Teorik Alt Sınır Değerleri

Seyrek sinyal geri oluşturma için yukarıda verilen algoritmalar gibi birçok farklı yöntem kullanılabilir. Değişik şartlarda hangi algoritmanın başarımlı açısından daha verimli olduğunu anlamak için bazı alt sınır değerleri tanımlanmıştır. Bu alt sınırlardan biri de Cramer-Rao Alt Sınırı (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)'dir. Seyrek işaret kestirim hata varyansı Fisher bilgi matrisinin tersiyle sınırlandırılır. Seyrek işareti geri oluşturmada CRLB, Carbonelli vd. (2007) çalışmalarında belirtildiği gibi elde edilir:

$$\text{CRLB} = \sigma_n^2 \text{trace}\{(\Phi_K^T \Phi_K)^{-1}\} \quad (3.62)$$

Bu denklemden, σ_n^2 toplamsal beyaz Gauss gürültüsü varyansını belirtir ve $\Phi_K \in \mathbb{R}^{M \times K}$ seyrek \mathbf{x} vektörünün sıfır olmayan K tane elemanının indislerinin Φ matrisinin ilgili indis değerlerine karşılık gelen sütunlarının sırasıyla dizilmesiyle elde edilen bir alt matristir.

CRLB hesabında $K \times K$ alt matrisin tersi işlemi kolay olmayan bir işlem olduğundan, Bajwa vd. (2010) çalışmalarında (4.7)'nin bir yaklaşımı olarak Deterministik En Alt Ortalama Kare Hata (Deterministic Lower-Mean Square Error, DL-MSE) vermiştir. DL-MSE seyrek işaret kestirilirken sıfır olmayan elemanların yerlerinin bilindiğini varsayar ve IGO, işaret gürültü oranını belirtmek üzere

$$\text{DL-MSE} = \frac{K}{M} \frac{1}{\text{IGO}} \quad (3.63)$$

ifadesi ile gösterilir.

Bulgular bölümünde, sıkıştırılmış algılama tabanlı algoritmaların kestirim performansları ve hesaplama süreleri değişik senaryolar için karşılaştırılacaktır.

4. BULGULAR

Bu bölümde sırasıyla Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Spektrum Algılama, Seyrek Kanal Kestirimi ve Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmaların Karşılaştırılması ilgili benzetim sonuçları sunulacaktır.

4.1 Spektrum Algılama Benzetim Sonuçları

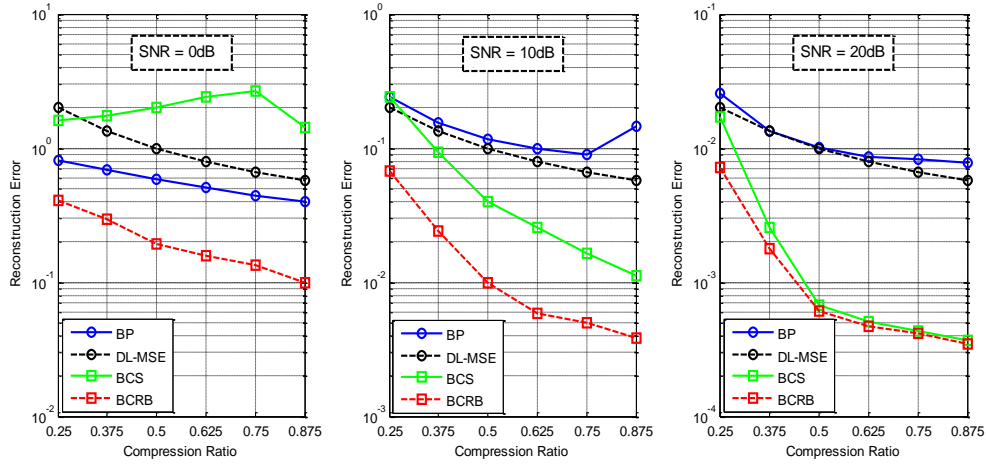
Bu alt bölümde, BP ve BCS yöntemlerinden elde edilen katkılar, işaretin kestirim hatası, alıcı çalışma karakteristiği (receiver operating characteristic, ROC) ve tekrarlama sürecindeki yakınsama hızı terimleriyle sunulacaktır.

Bilgisayar benzetimlerinde frekans bölgesi işaret gösterilimi, her biri 16 örnekli $L = 32$ dik OFDM işareti içeren $M = 512$ örnekli düz spektrumdan meydana gelmektedir. İşarettaki sıfırdan farklı bileşen sayısının (K) işaret uzunluğuna (M) bölünmesi olarak adlandırılan seyreklik oranı $16/512 = 1/32$ olarak seçilmiştir. Diğer bir ifadeyle aynı anda olası tüm bandlardan ($L = 32$) sadece birinin aktif olarak kullanıldığı durum incelenmiştir. Alıcı tarafında kullanılan sıkıştırma oranları (N/M) ise $CR=\{0.25, 0.375, 0.5, 0.625, 0.75, 0.875\}$ olarak seçilmiştir. Frekans bölgesindeki işaret enerjisi birim enerjiye normalize edilmiştir.

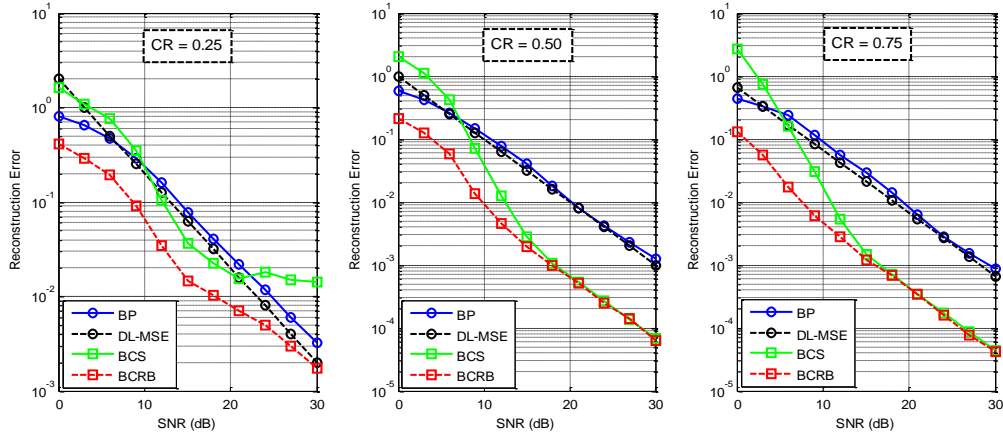
4.1.1 Kestirim Performansı Sonuçları

Kestirim performansları, BCS ve BP yöntemlerinin MSE eğrileri ile ilgili kestirimcilere karşılık gelen sırasıyla BCRB ve DL-MSE alt sınır eğrileriyle birlikte değerlendirilecektir.

Şekil 4.1'de $SNR=\{0, 10, 20\}$ dB altında çeşitli sıkıştırma oranlarına göre BCS ve BP yöntemlerinin MSE performansları elde edilmiştir ve teorik alt sınır eğrileri BCRB ve DL-MSE sonuçları da eklenmiştir. Düşük SNR bölgesi için ($SNR=0$ dB), BCS kestirim performansının (Şekil 4.1, BCS eğrisi) BP kestirim performansından (Şekil 4.1, BP eğrisi) daha kötü olduğu gözlemlenmektedir. Düşük SNR bölgesinde daha kötü çıkan BCS performansı parametrelerin kestirimindeki tutarsızlıktan kaynaklanmaktadır. Diğer yandan orta ve yüksek SNR bölgesi için ise ($SNR=\{10, 20\}$ dB) ön bilgiyi işaret modelinde kullanan BCS yönteminin beklenildiği gibi kaydeder bir şekilde daha üstün performans sağladığı görülmektedir. Üstelik, teorik katkıların elde edilmesinde kabul edilen varsayımın doğruluğu, BCS performansının yüksek SNR bölgesinde ($SNR=20$ dB ve %50 ve daha yüksek sıkıştırma oranlarında) BCRB değerine erişmesiyle teyit edilmiş olur. Diğer taraftan, orta ve yüksek SNR bölgesinde DL-MSE eğrisinin BP için alt sınır olduğu da gözlemlenmektedir.



Şekil 4.1. SNR={0, 10, 20}dB için sıkıştırma oranlarına (CR) göre kestirim performansları



Şekil 4.2. CR={0.25, 0.5, 0.75} için işaret gürlüğü oranlarına (SNR) göre kestirim performansları

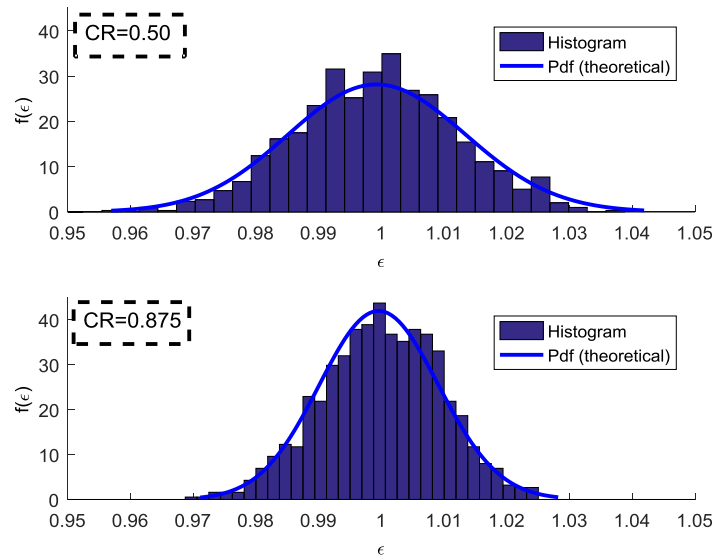
Benzer şekilde Şekil 4.2'de çeşitli SNR değerleri için sabit tutulan CR={0.25, 0.5, 0.75} sıkıştırma oranlarında BCS ve BP kestirim performansları sunulmaktadır. Sıkıştırma oranlarının artırılmasıyla beraber kestirim performansının iyileşerek hatanın düştüğü ve BCRB ile DL-MSE alt sınırlarına yaklaştıkları beklenildiği gibi görülmektedir. Ayrıca, orta ve yüksek SNR bölgesi için %50 CR kullanılarak elde edilen performansların, BCS yönteminin BCRB'ye erişmesinden dolayı yeterli olduğu görülmekte ve bu performans değerlerinin neredeyse %75 CR kullanıldığı durumdaki performanslarla aynı olmasından dolayı daha az örnek kullanan düşük CR kullanımının daha verimli olduğu çıkarılmaktadır. Bu yüzden, alıcıda aynı zamanda enerji verimliliği de sağlayan yüksek CR yerine %50 CR seçilerek spektrumdaki birincil kullanıcıların algılanması gerçekleştirilebilir.

4.1.2 Sezim Performansı Sonuçları

Sezim performansının değerlendirilmesi amacıyla her bir birincil kullanıcıya ait işaret enerji değerleri hesaplanmıştır ve (3.17) denkleminde verildiği gibi farklı SNR ve CR altında enerji

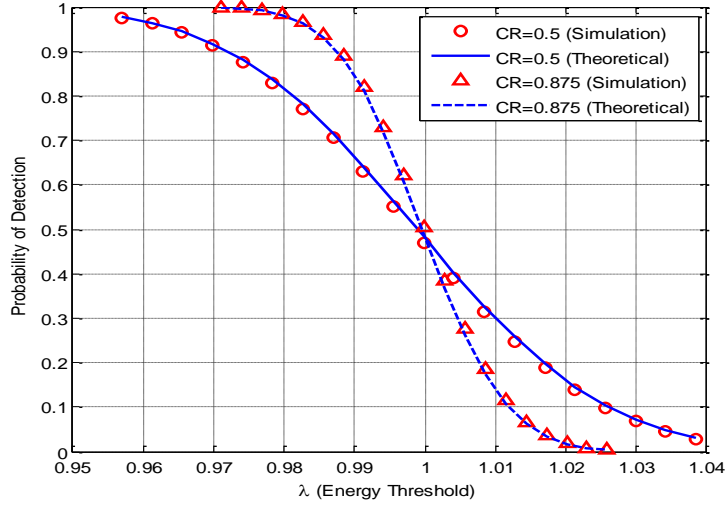
eşik seviyelerine göre kıyaslanmıştır. Sezim performansı yüksek ve düşük SNR bölgesinde ayrı ayrı incelenmiştir. İlk olarak kestirilen enerji değerlerinin gamma pdf ile modellenebildiği yüksek SNR bölgesi ele alınmıştır. Bu bölgedeki performans kıyaslaması uygun seçilecek eşik değere göre analitik olarak sezim performansının hesaplanabileceğinden dolayı oldukça önemlidir. Seçilen herhangi bir eşik değeri için bu bölgede yanlış alarm olasılığının sıfır olacağına dikkat etmek gerekir ve bu sayede sadece sezim performansları önemli hale gelir. Düşük SNR bölgesi için ise benzetim sonuçları algılayamama ve yanlış alarm olasılığı arasındaki ödünleşimi detaylı olarak gösterecektir.

Kestirilen işaret enerjisine ait histogram değerleri benzetimlerle elde edilmiştir ve olasılık yoğunluk fonksiyonları Şekil 4.3'te $CR=\{0.50, 0.875\}$ için $SNR=20dB$ olduğu durumda analitik olarak gösterilmiştir. Gamma dağılımlı olasılık yoğunluk fonksiyonunun belirlenmesi için şekil ve ölçek parametrelerinin bilinmesi gereklidir. Gamma dağılımını belirleyen parametreler kestirilen işaret enerjisinin ortalama ve varyans değerleri yardımıyla belirlenir. Bu doğrultuda, yüksek SNR bölgesi için teorik pdf ifadesi, türetilen denklemlerden yola çıkılarak kestirilen ortalama ve varyans değerleri yardımıyla elde edilir. Yüksek SNR ve yüksek CR altında enerji dağılımını (enerji histogramı) teorik pdf ile birebir uyuşmaktadır. Beklendiği gibi kestirilen işaret enerjisinin ortalama değeri normalize enerji değeri ($=1$) etrafında toplandığı ve kestirilen enerji varyans değerlerinin ise $CR=0.875$ durumu için alıcı kısmında daha fazla örnek kullanımından dolayı daha düşük olduğu (yani daha iyi bir kestirim elde edildiği) gösterilmiştir. Ayrıca kestirilen işaret enerjisinin olasılık yoğunluk fonksiyonunun K, N, γ_{SC} ve σ_i^2 (yani BCRB ifadesine bağlı olarak) değerleri hakkında ön bilgi sahibi olunmasıyla elde edilebileceği de göz önüne alınmalıdır. Burada, bu yaklaşım sadece $SNR \geq 15dB$ ve $CR \geq 0.50$ özel durumu için geçerlidir.



Şekil 4.3. $SNR=20dB$ 'de $CR=0.50$ (üst kısım) ve $CR=0.875$ (alt kısım) için histogram ve pdf

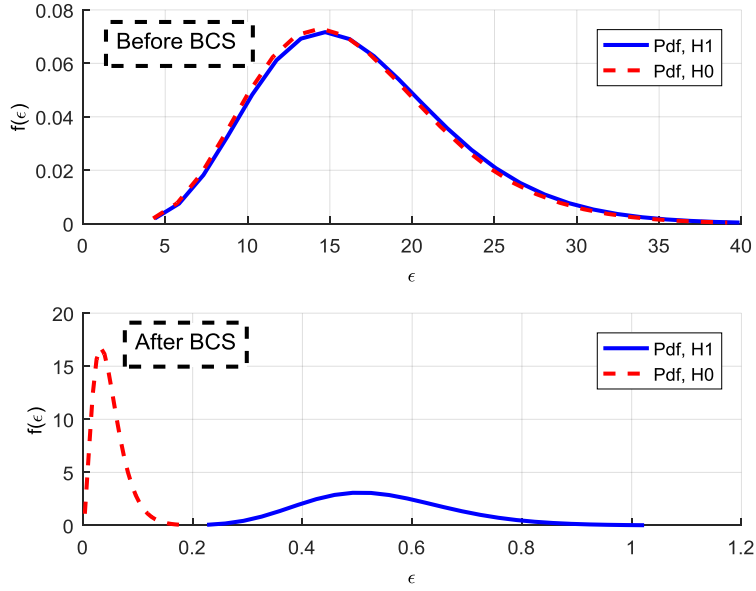
Şekil 4.4'te yüksek SNR bölgesinde arzu edilen doğru işaret sezim performansına ulaşmak için ona uygun olacak şekilde eşik seviyesinin nasıl seçileceğini gösterilmiştir.



Şekil 4.4. SNR=20dB'de enerji eşik seviyesine göre belirlenen doğru sezim performansları

Düşük ve orta SNR bölgelerinde, doğru sezme ve yanlış alarm olasılığı arasındaki ilişkiyi gözlemleyebilecek şekilde herhangi bir analitik model kurmak kolay değildir. Diğer yandan da geleneksel CS tabanlı spektrum algılama dizininde yanlış alarm olasılığı çoğunlukla göz ardı edilmiştir ve genelde sadece işaret kestirim performansları sunulmaktadır. İzleyen paragrafta BCS yönteminin doğru sezme ve yanlış alarm olasılık sonuçları, bilgisayar benzetimleri yardımıyla sistem parametrelerinin etkisiyle birlikte anlatılacaktır.

Şekil 4.5'te enerji değerlerinin olasılık yoğunluk fonksiyonları BCS uygulanmadan önce yani herhangi bir sıkıştırma algoritması kullanılmadığı durumda (before BCS) ve BCS uygulandıktan sonra (after BCS) \mathcal{H}_0 ve \mathcal{H}_1 hipotezleri için CR=%50 ve SNR=0dB koşullarında gösterilmiştir. Burada "before BCS" durumu, enerji seziminin \mathcal{H}_0 ve \mathcal{H}_1 hipotezleri için herhangi bir sıkıştırma algoritması kullanılmadan gerçekleştirildiği anlamına gelirken "after BCS" durumu ise enerji seziminin işareti ve gürültüyü birbirinden ayıran BCS yönteminin uygulanmasıyla gerçekleştirildiği anlamına gelmektedir. "before BCS" durumu için ilgili bandda biriken işaret enerjisinin değişim aralığı \mathcal{H}_0 ve \mathcal{H}_1 hipotezleri için sırasıyla [3.92, 40.2] ve [3.2, 39.27] olurken "after BCS" durumu için ise sırasıyla [0, 0.19] ve [0.22 1.04] olmuştur. Bu gözlemden hareketle, enerji eşik seviyesinin $0.19 \leq \lambda \leq 0.22$ aralığında seçilmesiyle yanlış alarm olasılığı istenilen değeri sıfır olarak sonuçlanırken istenilen doğru sezme olasılığı da %100 olarak sonuçlanacaktır.



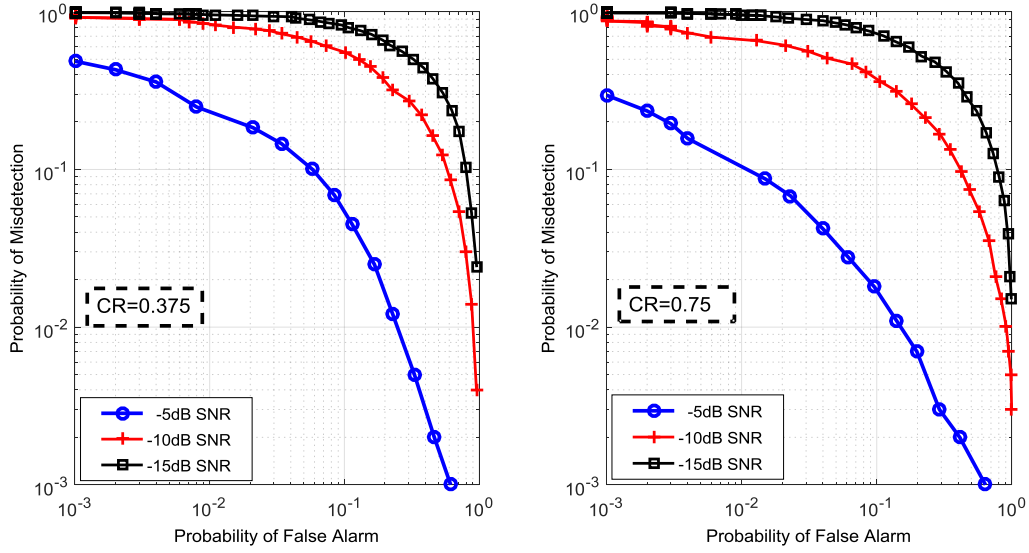
Şekil 4.5. CR=0.50 ve SNR=0dB’de “before BCS” (üst kısım) ve “after BCS” (alt kısım) durumları için olasılık yoğunluk fonksiyonları

Tablo 4.1’de \mathcal{H}_0 ve \mathcal{H}_1 hipotezleri için biriken enerji değerleri SNR={-10,-5,0,5,10}dB iken hem “before BCS” hem de “after BCS” durumları için sunulmuştur. Üstelik yanlış alarm olasılığının $P_f = \%1$ ’e sabitlendiğinde ve (3.18) denklemi kullanılarak bu eşitliği veren enerji eşik değeri belirlenmiştir ve ayrıca bu enerji eşik seviyesinde elde edilen doğru sezme olasılığı sonuçları sunulmuştur. “before BCS” durumunda neredeyse ilgili tüm SNR değerleri düşünüldüğünde P_d değerinin oldukça düşük olduğu gösterilmiştir. Diğer yandan BCS uygulandıktan sonra yani “after BCS” durumunda SNR \geq 0dB ve $P_f = \%1$ için $P_d = \%100$ olarak sonuçlanmıştır. Bu yüzden tüm SNR değerleri için BCS yönteminin sezim performansını kaydedeğer bir şekilde geliştirdiği anlaşılmaktadır. Düşük SNR bölgesindeki sonuçlara gelince BCS uygulandıktan sonra doğru sezim (veya algılayamama) ile yanlış alarm olasılıkları arasında bir ödünleşim oluşmaktadır.

Tablo 4.1. CR=%50 ve $P_f = \%1$ iken “Before BCS” ve “After BCS” durumları için sezim olasılıkları

SNR	“Before BCS”			“After BCS”		
	Biriken Enerji Aralığı (J)	Eşik Değer (λ)	P_d %	Biriken Enerji Aralığı (J)	Eşik Değer (λ)	P_d %
-10 dB	37.7 - 377 - \mathcal{H}_1 36.2 - 414 - \mathcal{H}_0	347	0.9	0.13 - 3.14 - \mathcal{H}_1 0.02 - 1.95 - \mathcal{H}_0	1.33	20

-5 dB	13 - 120 - \mathcal{H}_1 11.4 - 131 - \mathcal{H}_0	109.8	0.9	0.11 - 1.47 - \mathcal{H}_1 0 - 0.55 - \mathcal{H}_0	0.42	80
0 dB	3.2 - 39.27 - \mathcal{H}_1 3.92 - 40.2 - \mathcal{H}_0	32.8	1.3	0.22 - 1.04 - \mathcal{H}_1 0 - 0.19 - \mathcal{H}_0	0.13	100
5 dB	1.36 - 14.5 - \mathcal{H}_1 1.14 - 13.1 - \mathcal{H}_0	11	1.8	0.34 - 1.03 - \mathcal{H}_1 0 - 0.06 - \mathcal{H}_0	0.04	100
10 dB	0.34 - 6.32 - \mathcal{H}_1 0.25 - 4.6 - \mathcal{H}_0	3.06	26	0.78 - 1.12 - \mathcal{H}_1 0 - 0.02 - \mathcal{H}_0	0.005	100



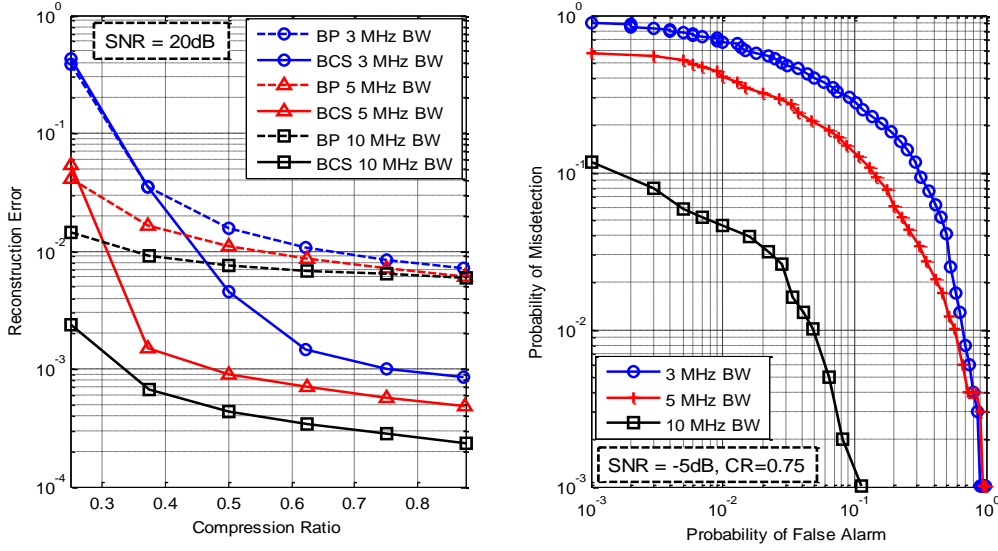
Şekil 4.6. Düşük SNR bölgesinde (-5, -10, -15dB) CR=0.375 (sol kısım) ve CR=0.75 (sağ kısım) için alıcı çalışma karakteristikleri

Şekil 4.6'da alıcı çalışma karakteristikleri düşük SNR bölgesinde (-5, -10, -15dB) sırasıyla CR={0.375, 0.75} için elde edilmiştir. Şekil 4.6'daki sol kısımda, CR=0.375 kullanılarak yanlış alarm olasılığı $P_f = 0.01$ değerine sabit tutulduğunda, SNR={-5, -10, -15dB} için algılayamama olasılıkları sırasıyla $P_{md} = \{0.27, 0.83, 0.95\}$ olarak gerçekleşmektedir ki bu durum güvenli haberleşme için kabul edilemez değerlerdir. Şekil 4.6'daki sağ kısımda ise aynı koşullar altında ise CR=0.75 kullanıldığında algılayamama olasılıkları $P_{md} = \{0.13, 0.66, 0.95\}$ olarak elde edilmektedir. Özellikle düşük SNR bölgesi göz önüne alındığında, yanlış alarm olasılığından biraz ödünleşilebilir ve bu sayede de algılayamama olasılığı düşürülebilir. Genel olarak sezim performansı, SNR ve sıkıştırma oranının artırılmasıyla iyileştirilebilir.

4.1.3 Pratik Uygulama: LTE DL OFDMA Sistemde Gerçeklenmesi

Bu bölümde, sıkıştırılmış algılama tabanlı yaklaşımlarla spektrum algılama, LTE DL OFDMA sistemlerde gerçekleştirilecektir (3GPP TR 25.814, 2006; 3GPP TS 36.211, 2008). Bu sistem, frekans bölgesinde spektrumu birbirine dik olacak şekilde alt bandlara ayırarak birincil kullanıcılara tahsis eder ve aynı zamanda çoklu erişime olanak tanır. Her bir alt band, fiziksel kaynak bloğu olarak adlandırılır ve bir kullanıcıya tahsis edilir. İletim band genişlikleri {1.08, 2.7, 4.5, 9, 13.5, 18} MHz olan ve koruma bandı eklenerek sırasıyla {1.4, 3, 5, 10, 15, 20} MHz kanal band genişliğini kullanan 6 farklı LTE DL OFDMA türü vardır. İletim band genişlikleri göz önüne alındığında bu sistemlerin sırasıyla {6, 15, 25, 50, 75, 100} fiziksel kaynak bloğunu aynı anda desteklediği ve her bir kullanıcıya frekans bölgesinde 15 kHz aralıklı toplam 12 ardışık alttaşıyıcıyı tahsis ettiği görülmektedir (3GPP TR 25.814, 2006; 3GPP TS 36.211, 2008). Fiziksel kaynak bloğu sayısı, bahsedilen haberleşme sisteminin aynı anda destekleyebileceği en yüksek birincil kullanıcı sayısına karşılık gelmektedir.

Sistem başarımının ortaya konması amacıyla {3, 5, 10} MHz kanal band genişliği durumları için LTE DL OFDMA sistemlerde geri oluşturma ve sezme başarımları bilgisayar benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. Daha önceden elde edilen OFDM işaretleme ortamındaki varsayımlara denk olarak, sadece bir kullanıcının herhangi bir anda birim enerji ile haberleştiği kabul edilmiştir. Seçilen ilgili haberleşme ortamları için kullanılan fiziksel kaynak bloğu sayıları sırasıyla {15, 25, 50} olmaktadır ve dolayısıyla haberleşme ortamındaki seyreklik oranları sırasıyla {1/15, 1/25, 1/50} olarak sonuçlanır (örneğin 15 kullanıcıdan sadece bir tanesinin aktif olmasından dolayı). Geri oluşturma ve işaret sezim başarımlarının kıyaslanabilmesi amacıyla hem yüksek SNR hem de düşük SNR bölgelerinde çeşitli CR ve SNR değerleri koşulmuştur.



Şekil 4.7. SNR=20dB için LTE sistemlerin işaret geri oluşturma başarımları (sol kısım), SNR=-5dB ve CR=0.75 iken LTE sistemler için alıcının çalışma karakteristikleri (sağ kısım)

Şekil 4.7'nin sol kısmındaki benzetimde 20dB SNR altında çeşitli sıkıştırma oranlarına göre değişen geri oluşturma başarımları çizdirilmiştir. CR=0.75 seçildiğinde BCS MSE sonuçlarının LTE'de {3,5,10} MHz kanal band genişliği durumları için sırasıyla $\{10^{-3}, 6 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-4}\}$ olarak sonuçlandığı görülmektedir. Bu işaretleme modellerinden en seyrek işaretleme modeli olan 10 MHz band genişliği (olası 50 kullanıcıdan sadece birinin aktif olduğu durum) seçildiğinde 3 ve 5 MHz bandgenişliği durumuna göre daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Ayrıca aynı CR ve SNR koşulları altında, BP MSE sonuçlarının yaklaşık 10^{-2} mertebelerinde olduğu ve kaydadeğer bir şekilde değişmediği de görülmektedir. Bu çizimde son olarak kestirim başarımının en iyi seviyesini gösteren BCRB sınırlarına $CR \geq 0.5$ koşulunda tüm durumlar için sıkı bir şekilde yaklaşılmıştır ancak şeklin belirginliğinin bozulmaması için ek olarak çizdirilmemiştir.

Şekil 4.7'nin sağ kısmındaki benzetimlerde, işaret sezim başarımları SNR=-5dB ve CR=0.75 seçilerek yanlış alarm ile algılayamama olasılıkları arasındaki ödünleşimi ortaya koyması açısından çizdirilmiştir. Yanlış alarm olasılığı $P_f = \%1$ seçildiğinde karşı gelen algılayamama olasılıklarının LTE'de {3,5,10} MHz kanal band genişliği durumları için sırasıyla $P_{md} = \{0.67, 0.40, 0.05\}$ olduğu görülmektedir. 10 MHz kanal band genişlikli LTE DL OFDMA sisteminin tüm işaret sezim performansı, daha düşük seyreklik oranına sahip olması sayesinde (1/50'ye eşit değerleri 1/25 ve 1/15 iken) diğer düşük band genişliği durumlarına göre daha üstün başarımlar sağlamaktadır.

4.1.4 Hesaplama Süresinin Azaltılması

BCS yönteminin yakınsaklık hızı, çeşitli CR ve SNR altında $\delta < \delta_{th}$ koşulunu sağlayan yeterli tekrarlar sayısının belirlenmesiyle ölçülecektir. Üstelik, eşik değeri seçiminin sezim performansına etkisi Tablo 4.2'de incelenmiştir.

Tablo 4.2. Yakınsaklık hızı

SNR	δ_{th}	Yeterli Tekrarlar Sayısı			Beklenen Enerji Değeri		
		CR=%25	CR=%50	CR=%75	CR=%25	CR=%50	CR=%75
0 dB	1	22	28	50	0.3109	0.5445	0.8424
	0.1	26	33	56			
	0.01	30	37	63			
	0.001	34	42	70			
10 dB	1	19	17	12	0.6353	0.9480	0.9883
	0.1	22	19	13			
	0.01	25	21	15			
	0.001	28	23	16			
20 dB	1	6	4	3	0.9597	0.9996	0.9994
	0.1	6	4	3			
	0.01	7	4	3			
	0.001	8	5	4			

Eğer eşik seviyesi düşük tutulursa, koşulu sağlamak için gerekli tekrarlar sayısı artacaktır. CR sabit tutulduğunda ise SNR arttıkça tekrarlar sayısı beklenildiği gibi düşecektir. Benzer şekilde, orta ve yüksek SNR bölgesinde, CR artırılarak yeterli tekrarlar sayısı düşürülebilir. Düşük SNR bölgesinde, CR arttıkça işaret gücündeki gürültü etkisinden dolayı yeterli tekrarlar sayısı da artmaktadır. Bu sonuç ayrıca, Şekil 4.1'de SNR=0dB için verilen sonuçlarla da örtüşmektedir. Diğer taraftan, eşik seviyesinin tüm değerleri için beklenen enerji değerinin değişmediği görülmektedir. Bu yüzden, hesaplama süresini arttıran eşik seviyesini düşük tutma durumuna gerek kalmamaktadır. Sezim performansları açısından değerlendirildiğinde, azaltılmış tekrarlar sayısı ile eşik seviyesini yüksek tutarak aynı

beklenen enerji değerini yakalamak mümkün hale gelmektedir. Özetle, düşük SNR bölgesi haricinde SNR ve CR arttırılarak ön bilginin gücü hızlı yakınsamaktadır ve sezim performansı için eşik seviyesi, yeterli tekraralama sayısını azaltacak şekilde seçilebilmektedir.

4.1.5 Spektrum Algılama Sonuçlarının Analizi

Bu bölümde BCS tekniğinin geniş band spektrum algılamaya uygulanması düşünülmüştür. Birincil kullanıcının sezim performansı işaret kestirim hatası ile sezim olasılığı terimleriyle değerlendirilmiştir ve BP tekniğine ek olarak teorik alt sınırlar BCRB ve DL-MSE ile karşılaştırılmıştır. Benzetim ve analitik sonuçlar, yüksek sıkıştırma oranlarında orta ve yüksek SNR bölgesinde BCS yönteminin BP yöntemine üstünlük sağladığını göstermiştir. Üstelik uygun seçilen sıkıştırma oranında yüksek SNR bölgesi için en iyi kestirim performansını veren BCRB değerlerine erişilmiştir. İşaret sezim performansı yüksek SNR bölgesinde değişen enerji eşik seviyesine göre elde edilmiştir ve düşük SNR bölgesinde ise ROC eğrileriyle değerlendirilmiştir. Sadece spektrumdaki sıfırdan farklı katsayıların sayısı, gözlem miktarı, alt taşıyıcı başına düşen SNR ve ön bilgi varyansının (yani sadece BCRB bilgisiyle) bilinmesiyle yüksek SNR için sezim olasılığı doğrudan hesaplanabilir. Düşük SNR bölgesinde sezim olasılığı ve yanlış alarm olasılığı arasındaki ödünleşim ise SNR ve sıkıştırma oranına bağlı olarak değişmektedir ve sistem gerçekleşmesi için birlikte düşünülmelidir. Üstelik BCS tekniğinin hesaplama süresi, sezim performansından ödün verilmeden yüksek eşik değer kullanılarak azaltılmıştır. Önerilen sezim yaklaşımının pratik uygulaması olarak model, LTE DL OFDMA sistemlere birincil kullanıcının sezimi için başarıyla uygulanmıştır.

4.2 Kanal Kestirimi Benzetim Sonuçları

Bu alt bölümde sırasıyla TDS-OFDM sistemleri için kanal kestirimi sonuçları ve SAGE-MAP tabanlı seyrek kanal kestirim sonuçları sunulacaktır.

4.2.1 TDS-OFDM için Benzetim Sonuçları

Bu alt bölümde, değişen IBI-serbest bölge uzunlukları için TDS-OFDM sistemlerdeki BP ve BCS teknikleriyle geri oluşturulan kanal kestirim başarımları incelenmiştir. Ayrıca zamanla hızlı değişen kanallar için geleneksel TDS-OFDM sistemlerinin PN dizi yapısı ile önerilen bölümlenmeli PN dizi yapısının kanal kestirim ve simge sezim başarımları da sunulmuştur. Geleneksel sistemlerde genellikle, PN rastgele ikili bit dizilerinin bir türü olan M-dizisi TDS-OFDM sistemlerde koruma bandında iletilir. Koruma bandında alınan PN dizisi bir önceki OFDM veri sembolünün bileşenleriyle bozulduğu için sadece IBI-serbest bölge sayesinde

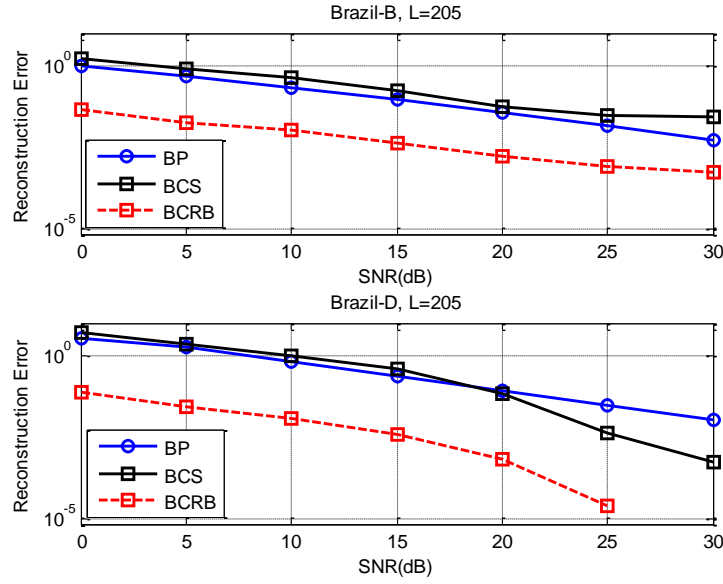
boyutu küçültülerek elde edilen işaretten, daha az örnekleme CS tabanlı yaklaşımlarla yüksek boyutlu kanal bilgisi alıcıda geri oluşturulabilir.

Benzetimlerde M-dizisi uzunluğu $M=255$ olarak seçilmiştir. Tablo 4.3'te güç gecikme görünümü verilen sürekli zamanlı Brazil-B ve Brazil-D kanal modelleri, örnekleme periyodu değerlerine göre değişen ayrık zamanlı denk kanal modelleri olarak benzetilmiştir. Brazil-B kanalının maksimum aşırı gecikmesi $12.7 \mu s$ olduğundan dolayı örnekleme periyodunun $T_{s1} = 61.9 ns$ seçilmesiyle kanal uzunluğu $L = 205$ olurken örnekleme periyodunun $T_{s2} = 84.6 ns$ 'ye yükseltilmesiyle $L = 150$ olarak elde edilir. Benzer şekilde Brazil-D kanal modelinde maksimum aşırı kanal gecikmesi $5.93 \mu s$ olduğu için örnekleme periyodu $T_{s1} = 28.9 ns$ olarak seçildiğinde kanal uzunluğu $L = 205$ olurken örnekleme periyodunun $T_{s2} = 39.5 ns$ 'ye yükseltilmesiyle kanal uzunluğu $L = 150$ olur. $L = 205$ durumunda alıcıda elde edilen sıkıştırma oranının $(R = 255 - 205 + 1)/(L = 205) \approx \%25$ olduğu ve $L = 150$ durumunda ise $(R = 255 - 150 + 1)/(L = 150) \approx \%70$ olduğu görülmektedir.

Tablo 4.3. Brazil-B ve Brazil-D kanal modellerinin güç gecikme görünümüleri

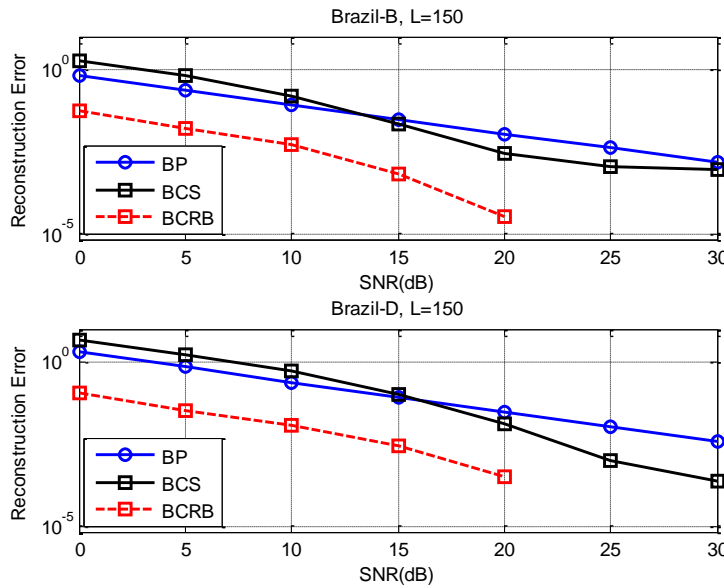
Brazil-B						
Delay (μs)	0	0.30	3.50	4.40	9.50	12.7
Power (dB)	0	-12	-4	-7	-15	-22
Brazil-D						
Delay (μs)	0	0.30	3.50	4.40	9.50	12.7
Power (dB)	0	-12	-4	-7	-15	-22

Şekil 4.8'de kestirim başarımları MSE ve BCRB terimleriyle çeşitli SNR değerleri altında $L = 205$ için Brazil-B ve Brazil-D kanallarda çizdirilmiştir. Bu kanal uzunluğu değerinde Brazil-B kanalında kullanılan bu durum için gözlem sayısının yetersiz kalması sebebiyle (düşük sıkıştırma oranından kaynaklanan) BP başarımının BCS başarımından üstün olduğu gösterilmiştir. Diğer yandan aynı koşullar altında Brazil-D kanalında 20 dB'den büyük SNR değerlerinde ön bilgiden faydalanan BCS'in BP'den daha iyi hata başarımı sağladığı görülmektedir.



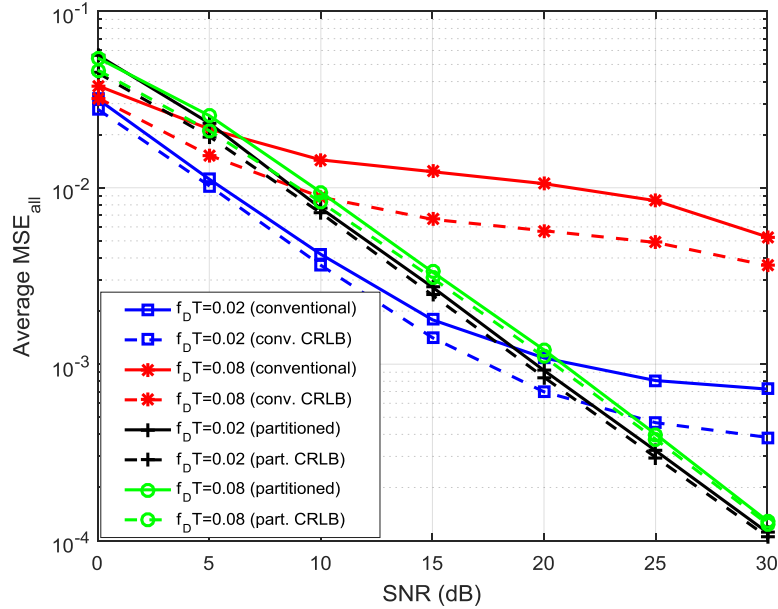
Şekil 4.8. $L = 205$ için çeşitli SNR değerlerinde kestirim başarımları

Şekil 4.9'da örnekleme periyodunun değiştirilerek ayırık zamanlı denk seyrek çok yollu kanalın uzunluğunun $L = 150$ 'ye ayarlanmasıyla IBI-serbest bölgenin uzunluğunun arttığı durumda kanal kestirim başarımları çizdirilmiştir. Bu durum, sıkıştırma oranının artmasını ve dolayısıyla başarımların artmasını sağlar. Bir önceki duruma göre daha fazla örnekleme işlem yaptığından 15 dB'den büyük SNR değerlerinde BCS, BP'ye göre daha üstün başarımlar sağlamaya başlar.



Şekil 4.9. $L = 150$ için çeşitli SNR değerlerinde kestirim başarımları

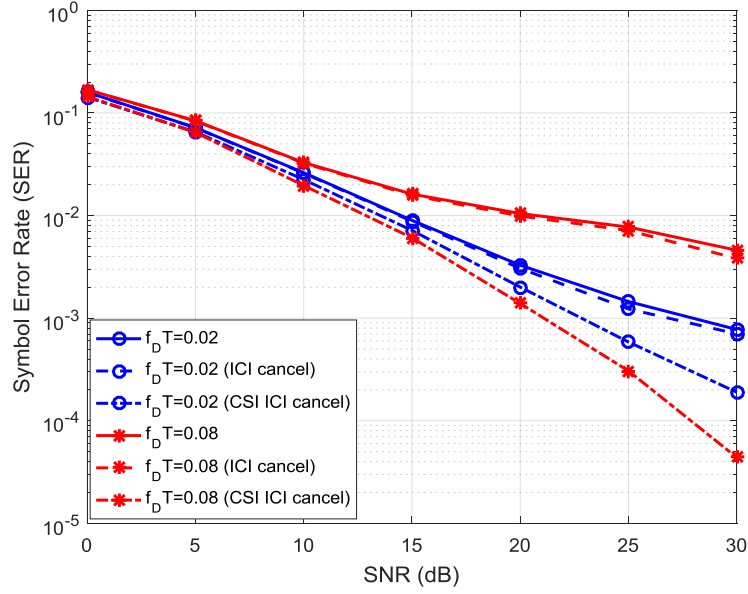
BCS ve BP yöntemlerinin kanal kestirim performanslarının karşılaştırılmasından sonra, önerilen bölümlenmeli TDS-OFDM işaret modeli ile geleneksel işaret modelinin kullanımını içeren performans karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir. Zamanla hızlı değişen TDS-OFDM kanallarında geleneksel ve bölümlenmeli sistemlerin kestirim başarımları $v = 120 \text{ km/h}$ (normalize Doppler frekansı $f_D T = 0.02$) ve $v = 480 \text{ km/h}$ ($f_D T = 0.08$) hızları için BPSK modülasyonunda veri uzunluğu $N = 256$, toplam PN uzunluğu $M = 32$ ve çoklu yol kanal boyutu $L = 3$ için Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Ayrıca karşılık gelen teorik alt sınırlar başarımlar kıyaslanabilmesi için eklenmiştir. Geleneksel sistemlerde SNR artsa bile kestirim başarımları sınırlı kalmıştır. Ancak önerilen sistem, SNR artışına göre sürekli iyileşen bir başarımlar sergilemiştir ve en iyi kestirim seviyelerine erişmiştir. Aynı zamanda düşük hızlar için kestirim başarımları yüksek hızlarda meydana gelen dikgenliğin bozulması durumundan dolayı yüksek hızlara göre daima iyi sonuçlanmıştır.



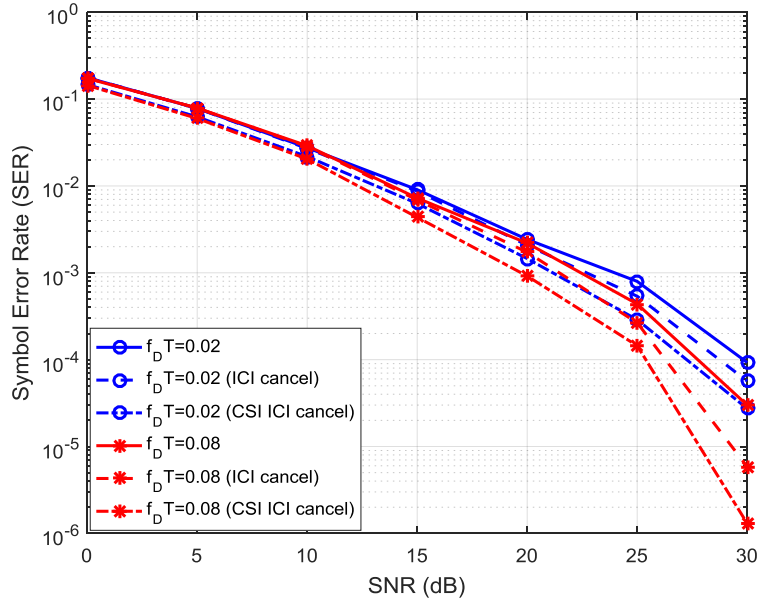
Şekil 4.10. Geleneksel ve bölümlenmeli TDS-OFDM sistemlerinde kestirim başarımları

Şekil 4.11 ve 4.12'de geleneksel ve önerilen bölümlenmeli TDS-OFDM sistemlerinde BPSK modüleli işaretin veri sezim başarımları gösterilmektedir. Düşük SNR bölgesinde başarımlar benzer seviyede iken, SNR 20 dB'den sonra önerilen modelin geleneksel modele üstünlüğü gözlemlenmektedir. Şekil 4.12'de görüldüğü üzere önerilen modele ek olarak kanallar arası girişimi (inter-channel-interference, ICI) yok eden algoritmanın uygulanmasıyla simge hata oranı (symbol error rate, SER) başarımlarında $f_D T = 0.02$ ve $f_D T = 0.08$ için sırasıyla 1dB ve 2dB başarımlar kazançları elde edilmiştir. Doppler hızı arttıkça hızlı değişen kanalın zamanda çeşitleme sağlamasından dolayı SER başarımlarında iyileşme gözlemlenmiştir. Özellikle

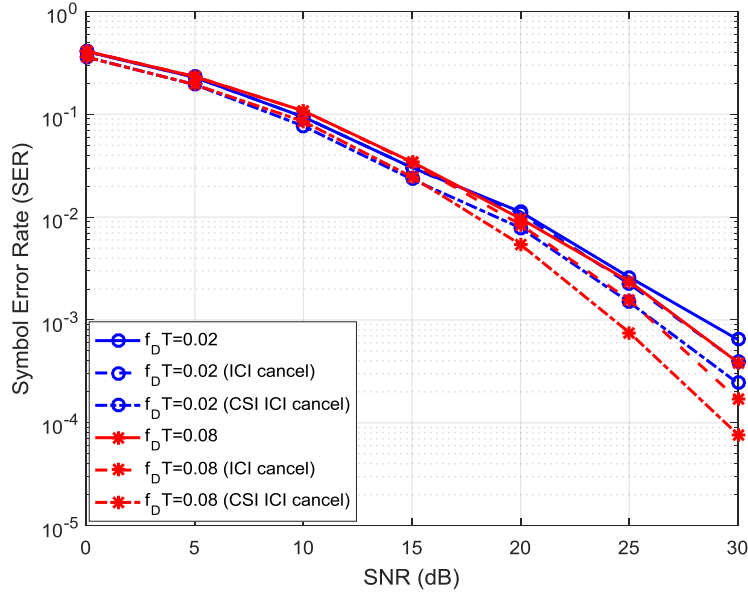
$f_D T = 0.08$ durumunda önerilen sistemin SER başarımları alıcının kanal durum bilgisine (channel state information, CSI) sahip olduğu en iyi seviyeye oldukça yaklaşmıştır.



Şekil 4.11. BPSK modüli geleneksel TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları



Şekil 4.12. BPSK modüli bölümlenmeli TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları



Şekil 4.13. QPSK modüledi bölümlmeli TDS-OFDM sistemlerinin simge sezim başarımları

Şekil 4.13'te önerilen TDS-OFDM sistemlerinde dik faz kaydırmalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) modüledi işaretin veri sezim başarımları gösterilmektedir. Modülasyon derecesinin artmasıyla birlikte BPSK'ya göre yaklaşık 10 kat başarımlı kötüleşmesi gözlemlenmiştir ancak Şekil 4.12 için yapılan yorumlar (önerilen sistemin kazancı, vb.) hala geçerlidir.

4.2.2 TDS-OFDM Kanal Kestirimi Sonuçlarının Analizi

Bu alt bölümde, öncelikle IBI-serbest bölge uzunluğunun CS tabanlı kanal kestirim performansına etkisi incelenmiştir. BP ve BCS tekniklerinin kestirim hatası performansları Brazil-B ve Brazil-D kanallarında iki farklı IBI-serbest bölge uzunluğu için benzetimlerle elde edilmiştir. OFDM veri girişimi olmadan sadece PN bilgisinden yararlanılarak kestirim performansları IBI-serbest bölgenin uzunluğunun artırılması karşılığında iyileştirilebilir. Bu çalışmanın sonuçlarından TDS-OFDM sistemlerindeki kanal kestirim performansının iyileştirilebilmesi amacıyla yararlanılabilir. Çalışma ayrıca zamanla hızlı değişen kanallar düşünülerek genişletilmiştir. Bilinen ve sıklıkla kullanılan TDS-OFDM sistemlerinin geleneksel yapısı yerine yeni bir bölümlmeli sistem modeli önerilmiştir. Önerilen sistem modelinin, geleneksel sistem modeline hem kestirim hem de veri sezim başarımları açısından üstünlük sağladığı görülmüştür. Gerçekleştirilen çalışma, zamanla hızlı değişen ortamlarda elde edilen bu sonuçların gerçek dünyada hızlı trenlerde gezgin birimin kolaylıkla karasal yayın alabilmesi açısından pratik kullanımı mümkün hale getireceği için oldukça önemlidir.

4.2.3 SAGE-MAP Tabanlı Benzetim Sonuçları

Anlık değişen OFDM kanallarında önerilen algoritmanın başarımlarını sunarken öncelikle ilklendirme algoritması için bir gerçekleştirme sonucu sunulmuş daha sonra kanal katsayılarının takip edilmesine ait sonuçlar eklenmiştir. Benzetim parametreleri Tablo 4.4'te verilmiştir.

Tablo 4.4. Benzetim parametreleri

Alt taşıyıcı sayısı (M)	1024
Çevrimsel önek süresi (T_{cp})	$128 T_s$
Band genişliği	5 kHz
En büyük Doppler frekansı (f_D)	50 – 100 Hz
Modülasyon türü	QPSK
İklendirme algoritması için kullanılan gözlem sayısı	64
SAGE iterasyon sayısı	3
Sembol Gürültü Oranı	10 – 20 dB

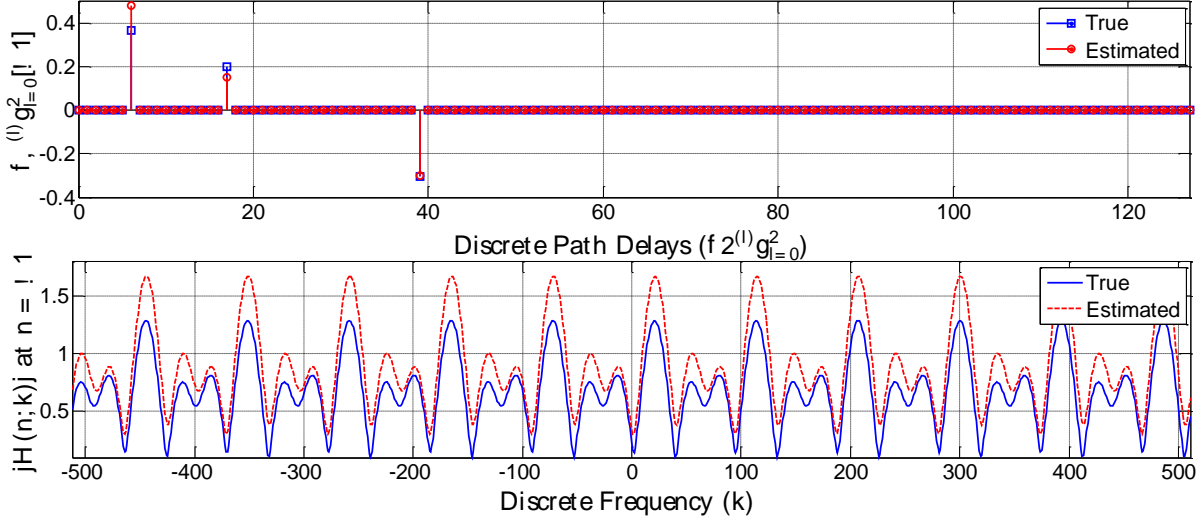
Önerilen algoritma alınan sinyal örneklerinin yanı sıra Doppler frekansı ve sinyal gürültü oranı bilgisine de ihtiyaç duymaktadır. AR sürece ait katsayılar belirlendikten sonra OMP algoritması ile başlangıç durum kanal katsayıları ve çoklu yol gecikme pozisyonları bulunur. Ardından önerilen SAGE – MAP takip algoritması her çoklu yol için sıra ile kanal katsayıları ve gecikme pozisyonları bulunur. Önerilen algoritmanın avantajlarından bir de kanal katsayılarının ve gecikmelerinin gerçek zamanlı olarak her örnekleme anı için güncelleme yapmasıdır.

Öncelikle, “iklendirme benzetim sonuçları” sunulacaktır. Burada, $H[n, k]$ n . örnekleme anında her alt taşıyıcının karşılaştığı kanal frekans cevabını göstermektedir ve verilen şekilde ifade edilmektedir:

$$\mathbf{H}[n, k] = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-i\frac{2\pi}{N}k\eta^{(l)}} \alpha^{(l)}[n] \quad (4.1)$$

Kestirilen ayırık kanal frekans cevabı $\hat{H}[n, k]$ bulunurken $\alpha^{(l)}[n] = \alpha^{(l)[\widehat{l_{max}}]}[n]$ ve $\eta^{(l)} = \eta^{(l)[\widehat{l_{max}}]}$ denklemleri ile kestirilen kanal değerleri kullanılır. Başlangıç durumundaki kanal

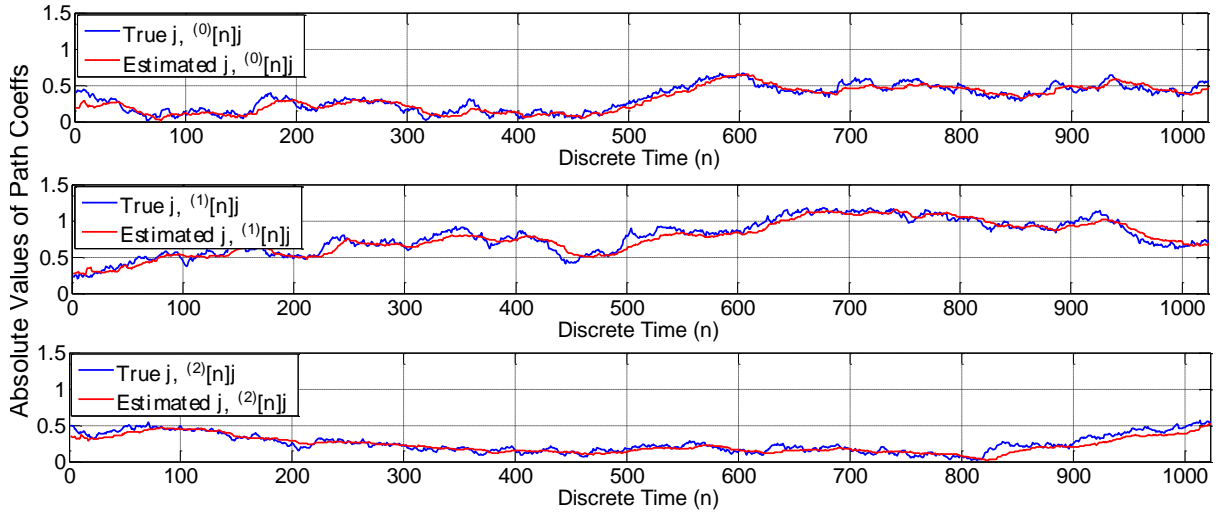
impuls cevabı ve kanal frekans cevabı Şekil 4.14'te 50 Hz Doppler frekansı ve 20 dB sinyal gürültü oranı altında kestirimine ait benzetim sonuçları sunulmuştur.



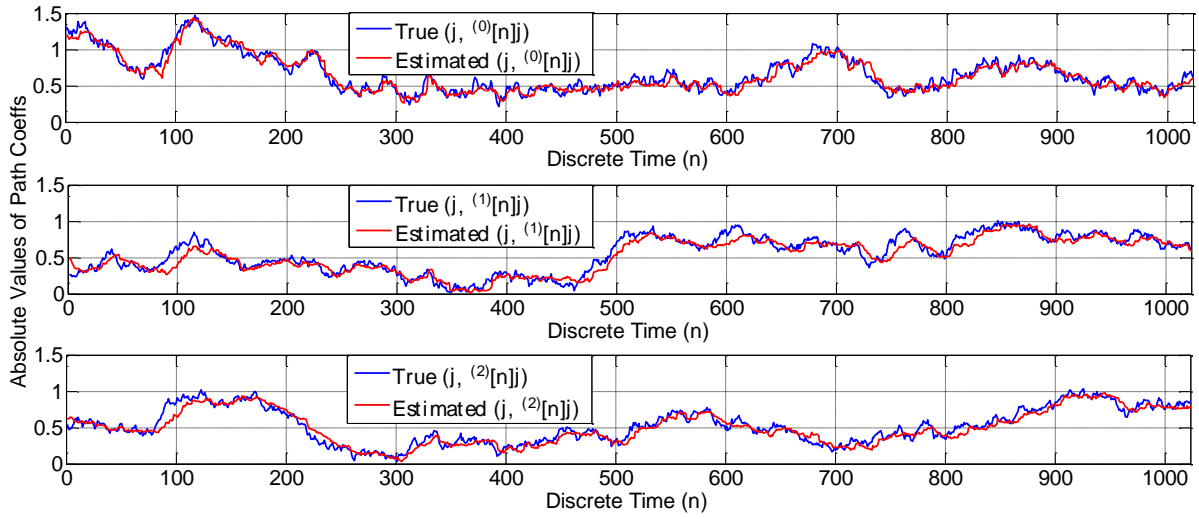
Şekil 4.14. Kanal katsayılarının başlangıç durumu kestirimi (zaman ve frekans bölgesinde)

İklendirme algoritmasında daha fazla gözlem örneği kullanmak ve Doppler frekansını düşürmek iklendirme algoritmasının başarımını artırır.

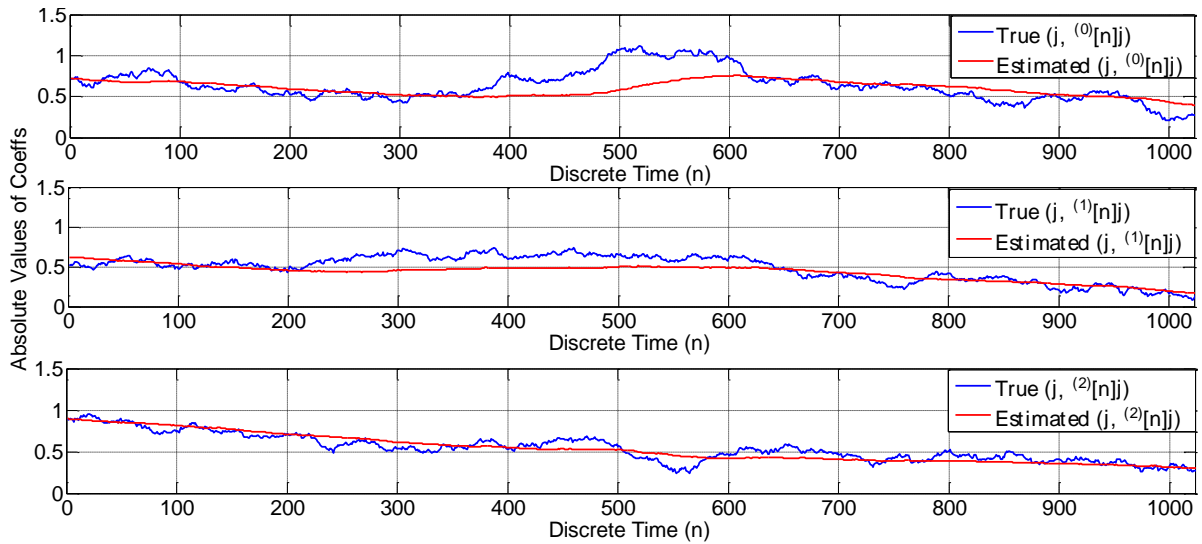
İklendirme benzetim sonuçlarından sonra SAGE-MAP algoritması benzetim sonuçları üzerinde durulacaktır. 3 çoklu yola sahip kanalın kestirim ve takip başarımına ait benzetim sonuçları Şekil 4.15–4.18'de farklı sinyal gürültü oranı ve Doppler frekansı altında sunulmuştur. Şekillerden görüleceği üzere kanal katsayıları bir OFDM sembolü süresince her örnekleme anı için başarılı bir şekilde takip edilebilmiştir. Düşük sinyal gürültü oranında başarımın düştüğü görülmektedir. Ayrıca iklendirme algoritmasındaki yanlış kestirimleri algoritma ilerlerken ortadan kalktığı ve algoritmanın üretilen kanal parametrelerine yaklaştığı görülmüştür.



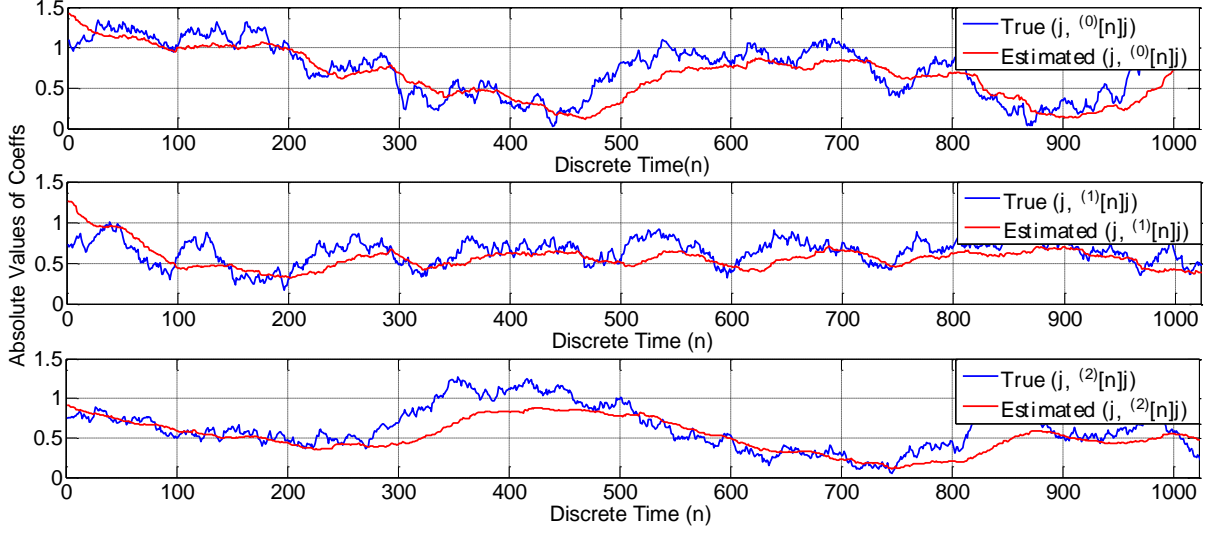
Şekil 4.15. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımı $f_D=50$ Hz ve SNR=20 dB



Şekil 4.16. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımı $f_D=100$ Hz ve SNR=20 dB



Şekil 4.17. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımı $f_D=50$ Hz ve SNR=10 dB



Şekil 4.18. SAGE-MAP algoritması kanal takip başarımı $f_D=100$ Hz ve SNR=10 dB

4.2.4 SAGE-MAP Kanal Kestirimi Sonuçlarının Analizi

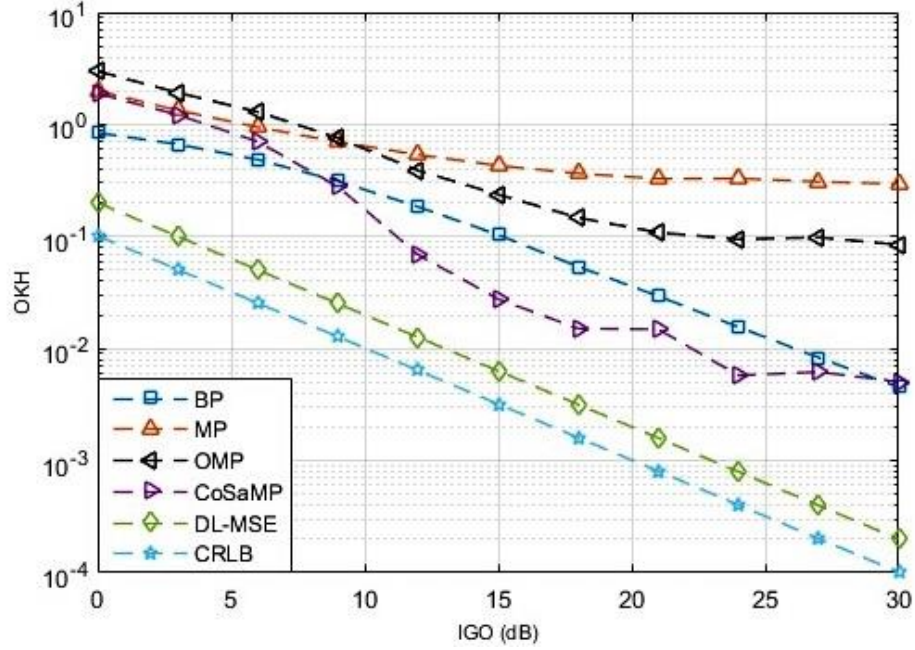
Bu alt bölümde, iteratif olarak kanal katsayılarını ve gecikmelerini kestiren SAGE-MAP tabanlı kanal kestirim algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritma seyrek yapıdaki AR süreci ile anlık değişen sinyallerin takibi için bir çözüm sunmaktadır. Bilgimiz dahilinde, anlık değişen kanallarda (hem çoklu yol, hem de kanal katsayısı) kanal takibi çalışması yoktur. Ayrıca bu çalışmada tamamen pilot sembolleri kullanılarak kanal takip yaklaşımı önerildiğinden bit hata oranı yerine yalnızca kestirimci performansı sunulabilmektedir. Diğer taraftan, bu çalışmada çoklu yol gecikmeleri de kestirildiğinden dolayı ilerleyen çalışmalarda algoritma değişen kanal gecikmelerini takip edebilecek şekilde geliştirilebilir. Ayrıca normalize çoklu yol gecikmelerinin tamsayı olmadığı durumlar ve pilot sembol yardımcı sembol kestirimi için algoritma Kalman yapısına göre çok daha uygulanabilir yapıdadır. Gelecek çalışmalarda, ortalama karesel hata (Mean Square Error MSE) başarımları analiz edilecektir. Ek olarak, karmaşıklık analizi yapılarak karmaşıklık azaltmaya yönelik çalışmalar yapılacaktır.

4.3 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmaların Benzetim Sonuçları

Bu alt bölümde, çeşitli CS tabanlı algoritmaların kestirim performansları ve hesaplama süreleri üzerine çalışılmıştır. Bilgisayar benzetimlerinde başarımlar eğrileri için algoritmalar 1000 kere test edilmiştir ve bu değerler üzerinden ortalamalar elde edilmiştir. K , M ve N sırasıyla sıfır olmayan eleman sayısını, ölçüm sayısını ve seyrek işaretin uzunluğunu göstermek üzere, işaret gürültü oranına göre değişen başarımlar için $K = 20$, $M = 100$ ve $N = 250$ alınmıştır. Seyreklik oranına (K/N) göre değişen başarımlar için IGO = 20 dB, $M = 100$ ve $N = 250$ alınmıştır. Sıkıştırma oranına (M/N) göre değişen başarımlar

performansları için $IGO = 20$ dB, $K = 20$ ve $N = 250$ alınmıştır. Kullanılan seyrek işaretlerde sıfır olmayan eleman başına birim enerji düşmektedir.

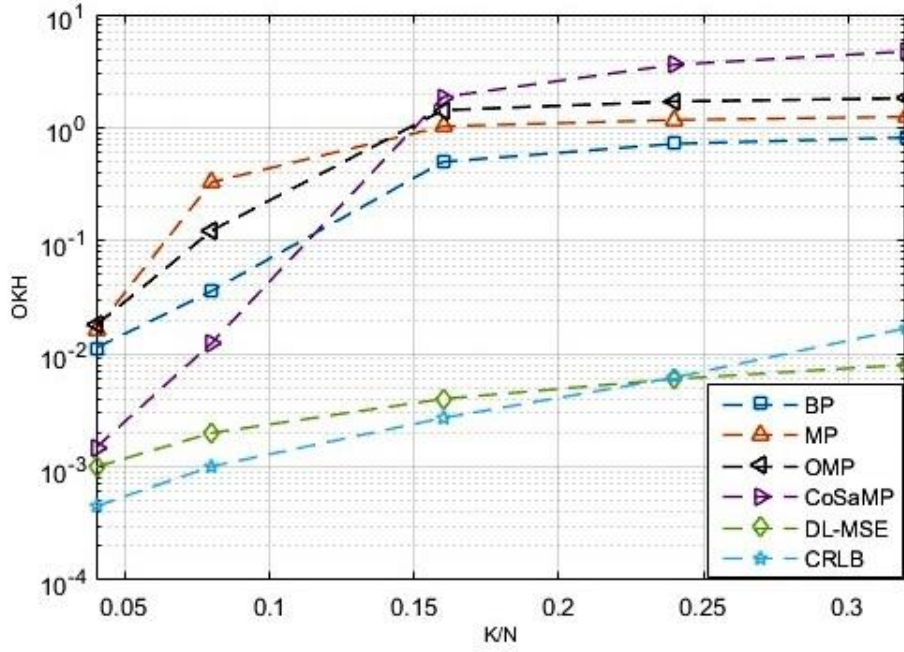
4.3.1 Kestirim Performansı Sonuçları ve Hesaplama Süreleri



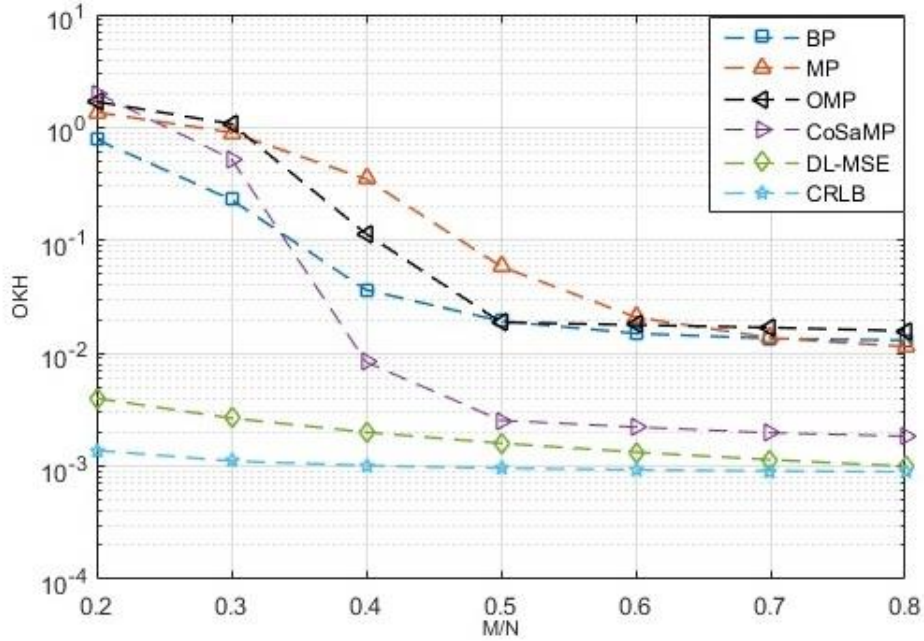
Şekil 4.19. İşaret gürültü oranına göre algoritmaların kestirim başarımları

Şekil 4.19'da seyrekliğin ve ölçüm sayısının sabit tutulduğu durumda ($K = 20$, $M = 100$) algoritma performanslarının IGO ile değişimi gösterilmektedir. Düşük IGO değerlerinde ([0-9]dB) BP algoritması diğer algoritmalara oranla daha iyi performans vermiştir. Yine düşük IGO değerlerinde MP, OMP'ye nispeten daha iyi sonuç verirken IGO'nun artmasıyla birlikte tersi durum gözlenmiştir. Genel olarak orta ve yüksek IGO bölgesinde [10-30]dB değerleri için CoSaMP algoritmasının en iyi performansı gösterdiği görülmektedir. Teorik alt sınırlara en çok yaklaşan CoSaMP olmuştur.

Seyrek işareti geri oluşturmada bir diğer önemli parametre seyrekliktir. Şekil 4.20'de $IGO = 20$ dB, $M = 100$ seçilmiş ve seyrekliğin etkisi incelenmiştir. Şekil 4.20'de görüldüğü üzere seyreklik seviyesinin artmasıyla bütün algoritmaların başarımlarında azalma söz konusudur. İşaretin daha seyrek olduğu durumlarda ise CoSaMP diğer algoritmalara göre daha iyi sonuç vermiştir. Buradan hareketle, seyrekliğe karşı en fazla hassasiyet gösteren algoritmanın CoSaMP olduğu söylenebilir.



Şekil 4.20. Seyreklik seviyesine göre algoritmaların kestirim başarımı



Şekil 4.21. Ölçüm sayısına göre algoritmaların kestirim başarımı

Şekil 4.21'de ölçüm sayısının algoritma hata başarımları üzerindeki etkisi gösterilmektedir. Ölçüm sayısının çok az olduğu durumlar için BP algoritmasının başarımının daha iyi sonuç verdiği görülür. Ölçüm sayısının belli bir değere ulaşmasına kadar genel olarak bütün algoritmaların başarımlarında iyileşmeler gözlenmektedir ve yine artan ölçüm sayısı ile beraber en iyi başarımları göreceli olarak CoSaMP algoritmasının verdiği söylenebilir. Ayrıca,

CoSaMP yönteminin sıkıştırma oranının %50 ve fazlası olduğu durumlar için alt sınırlara oldukça yaklaştığı yani iyi bir kestirim sağladığı görülmektedir.

Bir algoritmanın koşma süresi, hesaplama karmaşıklığı ile doğru orantılıdır ve algoritmaların hızları açısından kaba bir tahmin sunar. Tablo 4.5'ten görüldüğü üzere dışbükey eniyileme tabanlı BP algoritmasının yakınsaması için geçen süre açgözlü algoritmalara göre çok daha fazladır. MP algoritmasının OMP'den daha kısa sürede sonuç vermesinin nedeni, MP'nin herbir yinelemede korelasyondan elde edilen son indis değerine denk düşen yer için kestirim yapmaya çalışmasıdır. OMP ise her yinelemede son seçilen indis kümesi üzerinden kestirim yapar. Diğer yandan, aynı IGO değerlerinde en hızlı çalışan algoritmanın CoSaMP olduğu, artan IGO değerinin beklendiği gibi hesaplama süresini azalttığı da gözlemlenmektedir.

Tablo 4.5. Algoritmaların ortalama koşma süresi (s)

IGO (dB)	BP	MP	OMP	CoSaMP
0	0.77	0.03	0.04	0.020
15	0.57	0.03	0.04	0.004
30	0.25	0.02	0.03	0.004

4.3.2 Algoritmaların Karşılaştırma Sonuçlarının Analizi

Bu alt bölümde literatürde bulunan seyrek işaret geri oluşturma için önerilmiş temel yöntemlerden BP, MP, OMP ve CoSaMP algoritmalarının seyreklik, ölçüm sayısı ve IGO parametrelerine göre karşılaştırılması yapılmıştır. Verilen sabit seyreklik ve ölçüm sayısına göre IGO etkisi altında düşük işaret gürültü oranları için açgözlü algoritmalar BP algoritmasının verdiği performansa göre geride kalmıştır. IGO'nun artmasıyla CoSaMP algoritması en iyi sonucu vermiştir. Bu da orta ve yüksek IGO için hesaplama açısından karmaşık olan BP yerine CoSaMP'ın kullanılabilirliğini gösterir. Diğer bir durum olan seyreklik parametresine karşı belirli IGO ve ölçüm sayısına göre işaretin aşırı seyrek olduğu durumlarda CoSaMP'ın performansı en iyi iken seyrekliğin azalmasıyla BP algoritması diğer yöntemlere oranla daha iyi performans göstermiştir. Son olarak belirli seyreklik ve IGO için ölçüm parametresinin etkisi incelendiğinde, düşük ölçüm sayıları için BP algoritmasının başarımı nispeten daha iyi iken ölçüm sayısının belirli bir değere ulaşmasından sonra CoSaMP algoritması en iyi sonucu vermiştir. Sonuç olarak işaretin seyrek olduğu durumlarda daha az karmaşık olmasından dolayı CoSaMP algoritması tercih edilebilir.

5. SONUÇLAR

Projede elde edilen sonuçlar ve bu çalışmaların geliştirilmesi ile ilgili öneriler şu şekilde sunulmuştur.

5.1 Proje Katkılarının Özeti

Proje katkıları Spektrum Algılama, Kanal Kestirimi ve Enerji Verimliliği alt başlıklarında özetlenebilir.

Spektrum Algılama alanında

- BCS ve BP yaklaşımlarının işaret kestirim performansı, ortalama karesel hata (mean square error, MSE) ölçütü cinsinden ilgili teorik alt sınırlar Bayesian Cramer-Rao sınırı (Bayesian Cramer-Rao bound, BCRB) ve deterministik en alt ortalama karesel hata (deterministic lower MSE, DL-MSE) ile birlikte değerlendirilmiştir.
- Yüksek SNR altında, doğru sezim olasılığının analitik ifadesi türetilmiştir ve benzetimlerle doğrulanmıştır.
- Düşük SNR altında, doğru sezim ve yanlış alarm olasılıkları arasındaki ödünleşim benzetim çalışmaları yardımıyla sunulmuştur.
- Önerilen yöntemin pratik uygulamalara uygunluğunun ortaya konabilmesi amacıyla, uzun zamanlı evrim aşağı bağlantı dik frekans bölmeli çoklu erişim sistemi (long term evolution (LTE) downlink (DL) orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA)) ele alınmıştır. Kestirim ve sezim performansları farklı sistem parametreleri için sunulmuştur ve karşılaştırılmıştır.
- Sezim açısından düşünüldüğünde, birincil işaretin ortalama enerjisine göre yeterli tekrarlama sayısının belirlenerek hesaplama süresinin azaltılması ve hala yakın sezim performansının elde edilebilmesi için öneriler sunulmuştur.

Kanal Kestirimi alanında

- BCS ve BP yaklaşımlarının TDS-OFDM sistemlerine başarı ile uygulandığı gösterilmiş ve IBI-serbest bölge uzunluğunun CS tabanlı kanal kestirim performansına etkisi incelenmiştir.
- Brazil-B ve Brazil-D kanalları için BP ve BCS tekniklerinin kestirim hatası performanslarının IBI-serbest bölgenin uzunluğunun arttırılması karşılığında iyileştirildiği gösterilmiştir.

- Seyrek kanal kestiriminin mümkün olmadığı zamanla hızlı değişen TDS-OFDM kanallarda kestirim, taban açılım yöntemiyle gerçek kanal katsayılarının yerine daha düşük boyutlu taban katsayılarının kestirilmesiyle enerji verimli şekilde sağlanmıştır.
- Anlık değişen OFDM kanallarında iteratif olarak kanal katsayılarını ve gecikmelerini kestiren SAGE-MAP tabanlı kanal kestirim algoritması önerilmiştir.
- Önerilen algoritma ile seyrek yapıdaki AR süreci ile değişen sinyallerin takibi değişik senaryolarda başarı ile sağlanmıştır.

Enerji Verimliliği alanında

- Temel CS yöntemlerinden BP, MP, OMP ve CoSaMP algoritmalarının seyreklik, ölçüm sayısı ve IGO parametrelerine göre karşılaştırılması yapılmıştır.
- Verilen sabit seyreklik ve ölçüm sayısına göre IGO etkisi altında düşük işaret gürültü oranları için ağırlıklı algoritmalar BP algoritmasının verdiği performansa göre geride kalmıştır.
- IGO'nun artmasıyla CoSaMP algoritması en iyi sonucu vermiştir. Bu da orta ve yüksek IGO için hesaplama açısından karmaşık olan BP yerine CoSaMP'in kullanılabileceğini gösterir.
- Seyreklik ve IGO ölçüm parametresinin etkisi incelendiğinde, düşük ölçüm sayıları için BP algoritmasının başarımı nispeten daha iyi iken ölçüm sayısının belirli bir değere ulaşmasından sonra CoSaMP algoritması en iyi sonucu vermiştir.

5.2 Öneriler

- *Spektrum algılama* çalışmalarında, BCS ve BP tabanlı yaklaşımların gerçek sistemlerdeki performanslarının değerlendirilmesi değişik frekans bandlarında sinyal gücü ölçümleri gerçekleştirilerek ve projedeki sonuçlar karşılaştırılarak önerilen yöntemin uygunluğu test edilebilir.
- *Kanal kestirimi* çalışmalarında, çoklu yol gecikmelerinin tamsayı olmadığı durumlar dikkate alınarak daha gerçekçi kanal kestirimi sonuçları elde edilebilir. Ayrıca, karmaşıklık analizi yapılarak karmaşıklık azaltmaya yönelik modeller geliştirilebilir.
- *Enerji verimliliği* çalışmalarında, CoSaMP ile diğer algoritmalar arasında performans geçişi olan durumlar belirlenerek CoSaMP ile başka bir yöntemin birleştirilmesi ile daha iyi sonuç verebilecek bir yöntem önerilebilir.

KAYNAKLAR

- Badic B., O'Farrell T., Loskot P., and He J. 2009. "Energy efficient radio access architectures for green radio: large versus small cell size deployment", in Proc. IEEE VTC Fall, 1-5.
- Bajwa, W. U., Haupt, J., Sayeed, A. M., Nowak, R. 2010. "Compressed channel sensing: a new approach to estimating sparse multipath channels", Proc. of the IEEE, 98 (6), 1058–1076.
- Bajwa W. U., Leus G., Scaglione A., Stojanovic M., and Tian Z. 2012. "Guest editorial: special issue on compressive sensing in communications," Physical Commun., 5, 61 – 63.
- Baraniuk, R. G. 2007. "Compressive sensing [lecture notes]", IEEE Signal Process. Mag., 24 (4), 118–121.
- Basaran, M., Erkucuk, S., Cirpan, H. A. 2014. "Achievable performance of Bayesian compressive sensing based spectrum sensing", IEEE Int. Conf. Ultra-WideBand (ICUWB), Paris, France, 86-90.
- Basaran, M., Erkucuk, S., Cirpan, H. A. 2015. "The effect of primary user bandwidth on Bayesian compressive sensing based spectrum sensing", Int. Congress Ultra Modern Telecommun. and Control Syst. (ICUMT), Brno, Czech Republic, 35–39.
- Basaran, M., Erkucuk, S., Cirpan, H. A. 2016. "Bayesian compressive sensing for primary user detection", IET Signal Process., 10 (5), 514-523.
- Candes, E. J., Romberg, J., Tao, T. 2006. "Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information", IEEE Trans. Inf. Theory, 52 (2), 489-509.
- Candes, E. J., Wakin, M. B. 2008. "An introduction to compressive sampling", IEEE Signal Process. Mag., 25 (2), 21–30.
- Carbonelli, C., Vedantam, S., Mitra, U. 2007. "Sparse channel estimation with zero-tap detection", IEEE Trans. Wireless Commun., 6 (5), 1743-1763.
- Cao, J., Lin, Z. 2014. "Bayesian signal detection with compressed measurements", Inf. Sci., 289, 241-253.
- Cao, J., Lin, Z. 2015, "Performance bound of multiple hypotheses classification in compressed sensing", IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS), Lisbon, Portugal, 433-436.
- Chen, S. S., Donoho, D. L., Saunders, M. A. 1998. "Atomic decomposition by basis pursuit", Siam J. Scientific Computing, 20 (1), 33–61.
- Cotter S. F., Rao B. D.. 2002. "Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization", IEEE Trans. Commun., 50(3), 374-377.
- Cui S., Goldsmith A. J., and Bahai A. 2005. "Energy-constrained modulation optimization", IEEE Trans. Wireless Commun., 4 (5), 2349–2360.
- Dai, L., Wang, J., Wang, Z., Tsiaklakis, P., Moonen, M. 2013. "Time domain synchronous OFDM based on simultaneous multi-channel reconstruction", IEEE Int. Conf. Commun. (ICC), Budapest, 2984-2989.
- Dai, L., Wang, Z., Yang, Z. 2013. "Spectrally efficient time-frequency training OFDM for mobile large-scale MIMO systems", IEEE J. Sel. Areas in Commun., 31 (2), 251-263.

- Digham, F. F., Alouini, M. S., Simon, M. K. 2007. "On the energy detection of unknown signals over fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, 55 (1), 21–24.
- Donoho D. L. 2006. "Compressed sensing", *IEEE Trans. Inf. Theory*, 52 (4), 1289-1306.
- Elad M. 2010. "Sparse and redundant representations from theory to applications in signal and image processing", New York: Springer Science Business Media, 35-76.
- Fan, Z., Lu, Z., Hu, Y. 2014. "Reliable channel estimation based on Bayesian compressive sensing for TDS-OFDM systems", *IEEE Int. Conf. Commun. Syst. (ICCS)*, Macau, 620-624.
- Farrag, M., Muta, O., El-Khamy, M., Furukawa H. 2014. "Wide-band cooperative compressive spectrum sensing for cognitive radio systems using distributed sensing matrix", *IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC Fall)*, Vancouver, Canada, 1–6.
- Fessler J. A., Hero A.O. 1994. "Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm", *IEEE Trans. Signal Process.*, 42(10), 2664-2677, Oct. 1994.
- Fletcher, T. 2009. "Relevance vector machines explained," <http://www.tristanfletcher.co.uk> (Under Tutorial Papers), Son erişim tarihi: 18 Ekim 2016.
- Gursoy M. C. 2009. "On the capacity and energy efficiency of training-based transmissions over fading channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, 55 (10), 4543–4567.
- Han, Y., Zhao, P., Sui, L., Fan, Z. 2014. "Time-varying channel estimation based on dynamic compressive sensing for OFDM systems", *IEEE Int. Symp. Broadband Multimedia Syst. and Broadcasting (BMSB)*, Beijing, 1-5.
- Hogg, R. V., Craig, A. T. 1978. *Introduction to Mathematical Statistics* (4. Basım), New York, Macmillan Publishing.
- Hong, S. 2010. "Multi-resolution bayesian compressive sensing for cognitive radio primary user detection", *IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, Florida, USA, 1–6.
- Huang, D. T., Wu, S. H., Wang, P.H. 2010. "Cooperative spectrum sensing and locationing: A sparse bayesian learning approach", *IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, Florida, USA, 1–5.
- ITU Radiocommunication Study Groups, 2003. "Guidelines and techniques for the evaluation of DTTB systems," ITU-R Document 6E/TEMP/131-E.
- Ji, S., Xue, Y., Carin, L. 2008. "Bayesian compressive sensing", *IEEE Trans. Signal Process.*, 56 (6), 2346–2356.
- Karakus, C., Gurbuz, A. C. 2011. "Comparison of iterative sparse recovery algorithms", in *Proc. IEEE Signal Process. Comm. Appl. (SIU)*, 857-860.
- Kay S. M. 1993. "Fundamentals of Statistical Signal Processing Volume I: Estimation Theory", New Jersey: Prentice Hall.
- Lagunas, E., Najar, M. 2014. "Robust primary user identification using compressive sampling for cognitive radios", *IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Process. (ICASSP)*, Florence, Italy, 2347–2351.
- Li G.Y., Xu, Z., Xiong C., Yang C., Zhang S., Chen Y., and Xu S. 2011. "Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues", *IEEE Wireless Commun.*, 18 (6), 28-35.

- Mallat, S. G., Zhang, Z. 1993. "Matching pursuits with time-frequency dictionaries", *IEEE Trans. Signal Process.*, 41 (12), 3397-3415.
- Meshkati F., Poor H. V., and Schwartz S. C. 2007. "Energy-efficient resource allocation in wireless networks", *IEEE Signal Process. Mag.*, 24, (3), 58–68.
- Miao G., Himayat N., Li G. Y., and Swami A. 2009. "Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications: a survey", *Jour. Wireless Commun. Mobile Comput.*, 9 (4), 529–542.
- Min, J., Wei, W., Qing, G. 2014. "A compressive sensing recovery algorithm based on sparse bayesian learning for block sparse signal", *Int. Symp. Wireless Personal Multimedia Commun. (WPMC)*, Sydney, Australia, 547–551.
- Mitola, J., Maguire, G. Q. 1999. "Cognitive radio: making software radios more personal", *IEEE Pers. Commun.*, 6 (4), 13-18.
- Needell, D., Tropp, J. A. 2009. "CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples", *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 26 (3), 301-321.
- Ozgor, M., Erkucuk, S., Cirpan, H. A. 2015. "Bayesian compressive sensing for ultra-wideband channel estimation: algorithm and performance analysis", *Telecommun. Syst.*, 59, 417–427.
- Proakis, J. G. 2001. *Digital Communications (4. Basım)*, USA, McGraw-Hill Series.
- Quan, Z., Cui, S., Poor, H. V., Sayed, A.H. 2008. "Collaborative wideband sensing for cognitive radios", *IEEE Signal Process. Mag.*, 25 (6), 60-73.
- Recommendation ITU-R BT.1306-6. 2011. "Error correction, data framing, modulation and emission methods for digital terrestrial television broadcasting".
- Senol H., Panayirci E., Poor H. V. 2012. "Nondata-aided joint channel estimation and equalization for OFDM systems in very rapidly varying mobile channels", *IEEE Trans. Signal Process.*, 60(8), 4236-4253.
- Senol H. 2015. "Joint channel estimation and symbol detection for OFDM systems in rapidly time varying sparse multipath channels", *Wireless Personal Commun.*, 82(3), 1161-1178.
- Sun, X., Luo, X., Guo, C. 2014. "Bayesian compressive sensing using adaptive threshold for block sparse wideband signal recovery", *Int. Workshop High Mobility Wireless Commun. (HMWC)*, Beijing, China, 68–72.
- Tian Z., Giannakis G. 2007. "Compressed sensing for wideband cognitive radios", *IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Process. (ICASSP)*, Hawaii, USA, 1357–1360.
- Tipping, M. E. 2001. "Sparse bayesian learning and the relevance vector machine", *J. Mach. Learning Research (JMLR)*, 1, 211–244.
- Tropp J. A. and Gilbert A. C. 2007. "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit", *IEEE Trans. Info. Theory*, 53(12), 4655-4666.
- Vaswani N. 2008. "Kalman filtered compressed sensing". *IEEE Intl. Conf. Image Process.*, 893-896.
- Yilmaz, B., Erkucuk, S. 2013. "Detection of interdependent primary systems using wideband cognitive radios", *Int. J. Electron. Commun. (AEUE)*, 67, 926–936.



Yucek, T., Arslan, H. 2009. "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications", IEEE Commun. Surveys Tuts., 11 (1), 116-130.

Zayyani, H., Babaie-Zadeh, M., Jutten, C. 2009. "Compressed sensing block map-lms adaptive filter for sparse channel estimation and a Bayesian Cramer-Rao bound," IEEE Int. Workshop Mach. Learning for Signal Process. (MLSP), Grenoble, France, 1–6.

Zhou, L., Man, H. 2012. "Wide-band spectrum sensing using Neighbor Orthogonal Matching Pursuit", IEEE Sarnoff Symp. (SARNOFF), Newark, NJ, USA, 1-5.

3GPP TR 25.814. 2006. "Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)", 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Release 7.

3GPP TS 36.211. 2008. "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation", 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Release 8.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Doç. Dr. SERHAT ERKÜÇÜK
Proje No:	114E298
Proje Başlığı:	Enerji Verimli İletişim Sistemlerinin Tasarımı İçin Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Yaklaşımlar
Proje Türü:	3001 - Başlangıç AR-GE
Proje Süresi:	24
Araştırmacılar:	HAKAN ALİ ÇIRPAN
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	KADİR HAS Ü. MÜHENDİSLİK VE DOĞA BİLİMLERİ F. ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ B.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/10/2014 - 01/10/2016
Onaylanan Bütçe:	80153.0
Harcanan Bütçe:	61377.34
Öz:	<p>Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Sensing, CS) teorisi, işaretin seyrek bölgede tanımlanabildiği durumlarda Nyquist hızından çok daha düşük hızlarda örneklenen işaretin başarılı bir şekilde geri kazanılabileceği gerçeğine dayanır. Bu doğrultuda gelişen geniş bantlı spektrum algılama ve kanal kestirimi araştırma alanları, CS teorisinin iletişim araştırmalarında iki önemli uygulama alanı olmuştur.</p> <p>Literatürde önerilmiş CS tabanlı spektrum algılama çalışmalarının birçoğu, enerji sezimini gerçekleştirebilmek için geniş bantlı birincil kullanıcının işaretini, alt-örneklenmiş örneklerinden yararlanarak yeniden elde etmek üzerine yoğunlaşır. İşaretin yeniden elde edilmesi, alıcı karmaşıklığını ve hesaplama süresini arttırabilir ki bu da enerji verimliliğinin düşmesine neden olur. Diğer taraftan literatürde önerilmiş çeşitli CS tabanlı kanal kestirim yaklaşımları bulunmasına rağmen, yapılan çalışmaların birçoğu kanal seyrekliğinin ve kanal ortamı yapısının etkileriyle ilgilenmemiştir. Gerçekten de seyreklik ve kanal parametrelerinin dağılımı, kanal kestirim performansını etkileyen en önemli faktörlerdendir.</p> <p>Bu durumları dikkate alarak, bu projede (i) geniş bantlı birincil işaretin varlığını, işaretin sıkıştırılmış örneklerinden yararlanarak kestirmeye çalışan CS tabanlı spektrum algılamanın gerçekleşmesine, ve (ii) kanal seyrekliğinin ve kanal parametrelerinin etkilerini dikkate alan CS tabanlı kanal kestirim yöntemlerine odaklanılmıştır. CS tabanlı algılamada doğru sezme ve yanlış alarm analizi gerçekleştirmek ve seyreklik ön bilgisi kullanarak kanal kestirimi gerçekleştirmek mevcut durumu iyileştiren özgün yaklaşımlardır.</p> <p>Spektrum algılamada Bayesian sıkıştırılmış algılama (Bayesian compressed sensing, BCS) tekniği geniş band spektrum algılama için uygulanmıştır. Birincil kullanıcının sezim performansı işaret kestirim hatası ile sezim olasılığı terimleriyle değerlendirilmiştir. Geleneksel taban arayışı (basis pursuit, BP) tekniğine ek olarak teorik alt sınırlar BCRB ve DL-MSE ile karşılaştırılmış ve üstünlüğü ortaya konulmuştur. Kanal kestiriminde seyrek ve sembolden sembole değişen kanallarda zamanda eşzamanlanmış OFDM (time domain synchronous OFDM, TDS-OFDM) sistemlerinin semboller arası girişim (inter-block-interference, IBI) içermeyen bölgeleri incelenerek kanal kestirim performansları iyileştirilmiştir. Seyrek ve anlık değişen kanallarda ise Uzay Değişimli Genelleştirilmiş Beklenti-En Büyük Sonsal Olasılık (Space Alternating Generalized Expectation Maximization-Maximum a Posteriori, SAGE-MAP) tabanlı algoritma geliştirilmiş ve kanal katsayılarının ve çoklu yolların anlık değişimlerinin başarıyla takip edildiği ortaya konulmuştur. Ayrıca, enerji verimliliği açısından, CS tabanlı algoritmalar (BP ve ağırlıklı algoritmalar) teorik alt sınırlarla ve birbirleriyle karşılaştırılarak performans ve hesaplama süresi ödünleşimleri sunulmuştur.</p>
Anahtar Kelimeler:	Sıkıştırılmış algılama, spektrum algılama, kanal kestirimi, enerji verimliliği, seyreklik
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır

Projeden Yapılan Yayınlar:	<ol style="list-style-type: none">1- Compressed Sensing Based Approaches for the Design of Energy Efficient Communication Systems (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Poster Sunum),2- The Effect of Primary User Bandwidth on Bayesian Compressive Sensing Based Spectrum Sensing (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),3- Achievable Performance of Bayesian Compressive Sensing Based Spectrum Sensing (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),4- Bayesian compressive sensing for primary user detection (Makale - İndekli Makale),5- Seyrek İşaret Geri Oluşturma için Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Algoritmaların Karşılaştırılması (Bildiri - Ulusal Bildiri - Poster Sunum),6- Data-aided autoregressive sparse channel tracking for OFDM systems (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),7- Effect of Inter-Block-Interference-free Region on Compressed Sensing Based Channel Estimation in TDS-OFDM Systems (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),
----------------------------	---

TÜBİTAK