

**ÇOK KULLANICILI YOĞUN ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI
SİSTEMLER İÇİN SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI
KANAL KESTİRİMİ**

**COMPRESSED SENSING BASED CHANNEL ESTIMATION
FOR MULTIUSER MASSIVE MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-
OUTPUT SYSTEMS**

MEVLÜT ÖZGÜR DEMİRAY

Doç. Dr. Cenk TOKER
Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Sınav Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2018

ÖZET

ÇOK KULLANICILI YOĞUN ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER İÇİN SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI KANAL KESTİRİMİ

MEVLÜT ÖZGÜR DEMİRAY

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cenk Toker

Haziran 2018, 81 sayfa

Gelecek nesil hücresel haberleşme sistemlerinde önemli bir yere sahip olan yoğun MIMO sistemlerinin, baz istasyonunun çok sayıda antene sahip olması sayesinde uzaysal çoğullama avantajı ön plana çıkmaktadır. Çok kullanıcıli yoğun MIMO sisteminde uzaysal çoğullama avantajından tam olarak yararlanılabilmesi için, baz istasyonu aşağı yönlü kanal durum bilgisini (CSIT) edinmelidir. TDD sistemlerindeki karşılıklılık ilkesinin geçerli olmadığı FDD yoğun MIMO sistemlerinde; en küçük kareler gibi geleneksel yöntemlerle yapılan CSIT kestirimi, anten sayısı ile orantılı pilot sembol sayısına ihtiyaç duymaktadır. Anten sayısına orantılı çok sayıda pilot sembolleri ile yapılan CSIT kestirimi, veri paketlerindeki veri hızını düşürerek FDD yoğun MIMO sistemler için dezavantaja sebep olmaktadır. Literatürde, FDD yoğun MIMO sisteminin bu dezavantajını ortadan kaldırmak için kanal vektörlerinde bulunan seyreklikten yararlanılarak yapılan çalışmalar mevcuttur. Baz istasyonu anten sayısının artması ve sınırlı sayıdaki yansıtıcılar sonucunda kullanıcılara ait kanal vektörlerinde seyreklik gözlemlenebilmektedir. Kanal vektörlerinin seyrek davranışı, CSIT kestirimi için sıkıştırılmış algılama yöntemlerinin kullanımına olanak sağlamıştır. Literatürde; kullanıcılar arasındaki ortak seyreklik bilgisinin de kullanıldığı, JOMP yeniden oluşturma algoritması incelenmiştir.

Tez kapsamında, JOMP ve geleneksel OMP yeniden oluşturma algoritmalarının CSIT kestirim başarımının geliştirilmesine yönelik araştırmalar yapılmıştır. FDD sistemlerinde, yukarı yönlü ve aşağı yönlü kanallar arasında açısal bir karşılıklık olacağına yönelik literatürdeki çalışmalar incelenmiştir. Açısal karşılıklılık olgusuna dayanarak yukarı yönlü kanaldan elde edilen verilerin yeniden oluşturma algoritmalarına önsel bilgi oluşturabileceğine yönelik araştırmalar yapılmıştır. Önsel bilgiler ile oluşturulan logit ağırlık fonksiyonu, JOMP algoritmasına uyarlanmıştır. Böylelikle çok kullanıcılı FDD yoğun MIMO sisteminde CSIT kestirim başarımının geliştirilmesi için LW-JOMP algoritması önerilmiştir. MATLAB tabanlı QuaDRiGa kanal reteçiden türetilen kanal vektörleri yardımıyla, yeniden oluşturma algoritmalarının benzetimleri yapılmıştır. CSIT NMSE değeri, ortak sıfır olmayan elemanları kurtarma oranları ve bireysel sıfır olmayan elemanları kurtarma oranları farklı parametrelere göre incelenmiştir. Benzetimlerde; nsel bilgileri kullanan yeniden oluşturma algoritmalarının, CSIT kestirimlerinde başarım artışı sağladığı gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yoğun MIMO, Kanal Kestirimi, Sıkıştırılmış Algılama, nsel Bilgi, Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip, Açısal Karşılıklılık

ABSTRACT

COMPRESSED SENSING BASED CHANNEL ESTIMATION FOR MULTIUSER MASSIVE MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT SYSTEMS

MEVLÜT ÖZGÜR DEMİRAY

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Cenk Toker

June 2018, 81 pages

Spatial multiplexing advantages of Massive MIMO systems which have an important part of the future generation cellular communication systems come to the forefront thanks to large number of antennas at base station. Base station must obtain downlink channel state information in order to fully benefit from spatial multiplexing in Multi-User Massive MIMO. In FDD Massive MIMO systems which do not have reciprocity like TDD systems, CSIT estimation with conventional methods like least squares needs long pilot symbols proportional with antenna numbers. CSIT estimation with long pilot symbols proportional with antenna numbers causes disadvantage for FDD Massive MIMO systems by decreasing the throughput of data packets. In the literature, there are studies for resolving this disadvantage of FDD Massive MIMO by using channel vectors contained within sparsity. In consequence of increasing the number of base station antennas and with limited number of scatterers, it can be observed that sparsity in channel vectors belongs to the users. Sparsity behaviour of channel vectors makes it possible to use compressed sensing methods for CSIT estimation. In the literature, JOMP reconstruction algorithm which uses joint sparsity information among users was investigated. Within the scope of thesis, researches were carried out for improving the

CSIT estimation performance of JOMP and conventional OMP reconstruction algorithms. Studies suggesting that there can be an angular reciprocity between uplink and downlink channels in FDD systems were investigated. Further studies are carried out about data based upon angular reciprocity from uplink channel can consistute a-priori information to reconstruction algorithms. Logit weighted function formed by a-priori information was adapted to JOMP algorithm. Thus, LW-JOMP algorithm was proposed for improving CSIT estimation of Multi-User FDD Massive MIMO system. Thanks to channel vectors that were created from MATLAB based QuaDRiGa radio channel generator, reconstruction algorithms were simulated. CSIT NMSE values, common non-zero elements' recovery rates and individual non-zero elements recovery rates were investigated versus different parameters. In simulations, it was observed that reconstruction algorithms that use a-priori information provides performance improvement in CSIT estimations.

Keywords: Massive MIMO, Channel Estimation, Compressed Sensing, a-priori information, Logit Weighted Joint Orthogonal Matching Pursuit, Angular Reciprocity

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans öğrenimim boyunca değerli bilgilerini benimle paylaşan, zor zamanlarımda göstermiş olduğu anlayışla ve rehberlikle bu çalışmayı tamamlamamı sağlayan değerli hocam tez danışmanım Doç. Dr. Cenk Toker'e teşekkür ederim.

Enerji dolu yaşamları ile her anımı paylaştığım beni yalnız bırakmayan lise tayfa ve üniversite tayfa iyi ki varsınız.

Tüm eğitim hayatım boyunca verdikleri destekle bu günlere gelmemi sağlayan aileme teşekkür ederim.

Farklı karakterleri ve bakış açılarıyla yaşamıma renk katan kardeşlerim Kaan, Mevlüt, Alper ve Davut iyi ki varsınız.

Bu süreçte sevgisi ve anlayışı ile bana güç veren sevgili eşim, hayat arkadaşım Yağmur İncedal Demiray'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR	x
SÖZLÜK DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Gösterimler	2
2. YOĞUN MIMO	3
2.1. Yoğun Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) Sistem	3
2.2. MIMO Kanal Kestirimi	8
2.3. Yoğun MIMO Kanal Yapısı.....	13
3. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA VE YOĞUN ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİMİNDE UYGULANMASI.....	16
3.1. Sıkıştırılmış Algılama.....	16
3.1.1. Sıkıştırılmış Algılama Ölçüm Modeli.....	16
3.1.2. Yeniden Oluşturma (Reconstruction)	19
3.2. Sıkıştırılmış Algılama ile Yoğun MIMO Kanal Kestirim Çalışmaları.....	21
4. ÖNSEL BİLGİLER KULLANILARAK DAĞITIK SIKIŞTIRILMIŞ AŞAĞI YÖNLÜ KANAL DURUM BİLGİSİ KESTİRİMİ.....	23
4.1. Doğrusal Anten Dizili Yoğun MIMO Sistemi	23
4.2. Açısal Boyut	26
4.3. Dağıtık Sıkıştırılmış Aşağı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirim Metodu	28
5. RADYO KANAL ÜRETECİ.....	42
5.1. Kanal Modelleri.....	42
5.2. QuaDRiGa (QUAsi Deterministic RadIo channel GenerAtor) Kanal Modeli	43
6. BENZETİMLER	45
6.1. Pilot Sembol Sayısına Bağlı Başarım.....	50

6.2. Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına Bağlı Başarım.....	59
6.3. Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına Bağlı Başarım	65
6.4. Kullanıcı Sayısına Bağlı Başarım.....	68
6.5. Frekans Değişimine Bağlı Başarım	72
7. SONUÇ.....	75
KAYNAKLAR.....	77
ÖZGEÇMİŞ.....	80

ŞEKİLLER

Sayfa

Şekil 2-1 Çok Girişli Çok Çıkışlı Haberleşme Sistemi	5
Şekil 2-2 Çok Girişli Tek Çıkışlı Haberleşme Sistemi.....	7
Şekil 2-3 Yoğun MIMO Anten Dizilimleri [1]	8
Şekil 2-4 FDD ve TDD Haberleşme Teknikleri.....	9
Şekil 2-5 Aşağı ve Yukarı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirim Akışı	11
Şekil 2-6 Yoğun MIMO Kanalındaki Bireysel ve Ortak Seyreklik Gösterimi	13
Şekil 3-1 Sıkıştırılmış Algılama Modeli [15].....	17
Şekil 4-1 Yansıtıcı Kümeleneimler ve Kanal Katsayıları İlişkisi.....	24
Şekil 4-2 Kanal Vektörü Gecikme Yayılımı	25
Şekil 4-3 Baz İstasyonu ve Yansıtıcıların Açısız Boyut ile İlişkisi.....	28
Şekil 4-4 Dağıtık Şıkıştırılmış Algılama Aşağı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirimi	32
Şekil 6-1 Kanal Vektörü ve Açısız Boyuttaki Karşılığı	46
Şekil 6-2 24 Kullanıcılı Haberleşme Hücresi	48
Şekil 6-3 24 Kullanıcıya ait Açısız Boyut Gösterimi	48
Şekil 6-4 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 10$ dB	51
Şekil 6-5 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 20$ dB	52
Şekil 6-6 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB	52
Şekil 6-7 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 10$ dB	54
Şekil 6-8 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 20$ dB	55
Şekil 6-9 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB	55
Şekil 6-10 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 10$ dB.....	57
Şekil 6-11 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 20$ dB.....	57
Şekil 6-12 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 30$ dB.....	58
Şekil 6-13 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi	60
Şekil 6-14 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $sc \sim \mathcal{U}(\Omega c)D + 3, (\Omega c)D + 7$ ve $hiwD$ ile oluşturulmuş pi	61

Şekil 6-15 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi	62
Şekil 6-16 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $sc \sim \mathcal{U}(\Omega c)D + 3, (\Omega c)D + 7$ ve $hiwD$ ile oluşturulmuş pi	63
Şekil 6-17 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi ...	64
Şekil 6-18 $(\Omega c)D$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi- $sc \sim \mathcal{U}(\Omega c)D + 3, (\Omega c)D + 7$ ve $hiwD$ ile oluşturulmuş pi	65
Şekil 6-19 $(\Omega i)D$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi	66
Şekil 6-20 $(\Omega i)D$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi	67
Şekil 6-21 $(\Omega i)D$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi	68
Şekil 6-22 Kullanıcı Sayısına Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi.....	69
Şekil 6-23 Kullanıcı Sayısına Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi	70
Şekil 6-24 Kullanıcı Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi.....	71
Şekil 6-25 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega c D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB.....	72
Şekil 6-26 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık $\Omega i D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB.....	73
Şekil 6-27 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 30$ dB	74

SİMGELER VE KISALTMALAR

MIMO	Multiple Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MAC	Medium Access Control
CSI	Channel State Information
CSIT	Channel State Information at the Transmitter
CS	Compressed Sensing
CCM	Channel Covariance Matrices
OMP	Orthogonal Matching Pursuit
JOMP	Joint Orthogonal Matching Pursuit
LS	Least Squares
LW	Logit Weighted
SNR	Signal to Noise Ratio
SSP	Structured Subspace Pursuit
TDD	Time Division Duplexing
FDD	Frequency Division Duplexing
QuaDRiGa	Quasi Deterministic Radio Channel Generator
KT	Kullanıcı Terminali
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DFT	Discrete Fourier Transform
RIP	Restricted Isometry Property
LTE	Long Term Evolution
GBSM	Geometry-based Stochastic Model
PSM	Parametric Stochastic Model
CBSM	Correlation-based Stochastic Model
NLOS	Non-Line of Sight
UMi	Urban Micro
NMSE	Normalized Mean Square Error

SÖZLÜK DİZİNİ

Aşağı Yönlü	Downlink
Yukarı Yönlü	Uplink
Sıkıştırılmış Algılama	Compressed Sensing
Eşleşme Takip	Matching Pursuit
Ortak Dik Eşleşme Takip	Joint Orthogonal Matching Pursuit
Önsel Bilgi	a-priori Information
Yoğun MIMO	Massive MIMO
Çoklu yol	Multipath
Uzaysal Çoğullama	Spatial Multiplexing
Uzaysal Çeşitlilik	Spatial Diversity
Kanal Durum Bilgisi	Channel State Information
Nesil	Generation
Veri Hızı	Throughput
Yükseliş	Elevation
Yanca	Azimuth
Karşılıklılık	Reciprocity
Kestirim	Estimation
Seyreklik	Sparsity
En Küçük Kareler	Least Squares
Sıfır Olmayan Eleman	Non-zero Element
Yeniden Oluşturma	Reconstruction
Kurtarma Oranı	Recovery Rate
Eşevresizlik	Incoherency
Aç Gözlü	Greedy
Sönümlenme	Fading
Devrik	Transpose
Eşlenik	Conjugate
Sıfırı Uzayı	Null Space
Zamansal İlinti	Temporal Correlation
Eşevrelilik Süresi	Coherence Time

Kâhin

Gürbüz

Yalancı Ters

Birörnek

Budama

Oracle

Robust

The Moore-Penrose Pseudoinverse

Uniform

Pruning

1. GİRİŞ

Bilişim teknolojilerinde yeni hizmetlerin ortaya çıkmasıyla beraber mobil telefon kullanıcılarının yüksek veri ihtiyacı günümüzde hızlı bir şekilde artmaktadır. Hücresel haberleşme sistemlerindeki artan ağ trafiğine ek olarak nesnelerin interneti teknolojisini (IoT) de içerisinde barındıran 5G haberleşmesi için çalışmalar yapılmaktadır.

5G ve 5G ötesi hücresel haberleşme sistemlerinin geliştirilmesi kapsamında; kanal kodlama, modülasyon teknikleri, ağ kaynak yönetimi gibi bir çok alanda yapılan çalışmalara ek olarak Yoğun MIMO teknolojisi üzerine de bir çok çalışma mevcuttur. Yoğun MIMO ile sağlanması gereken uzaysal çoğullama yeteneği ile hücresel haberleşme teknolojisinde kanal kapasite artışı hedeflenmektedir. Uzaysal çoğullama yeteneğinin yoğun MIMO baz istasyonu tarafından verimli olarak kullanılabilmesi için baz istasyonunun aşağı yönlü kanal durumu hakkında bilgisi (CSIT) olması gerekmektedir. TDD haberleşme yönteminde aşağı yönlü kanal durumu, karşılıklılık ilkesi sayesinde yukarı yönlü kanal durumunun geleneksel kanal kestirim yöntemleri ile basit bir şekilde kestirilmesi sonucu elde edilebilmektedir. Fakat FDD haberleşme yönteminde aşağı yönlü ve yukarı yönlü taşıyıcı frekansların farklı olması sebebi ile karşılıklılık ilkesi geçerli olmayabilmekte ve bunun sonucunda aşağı yönlü kanalın doğrudan kestirilmesi gerekmektedir. Aşağı yönlü kanal durumunun kestirilmesinde geleneksel yöntemler kullanıldığında pilot sembol sayısının anten sayısı ile doğru orantılı olması sebebi ile veri paketlerinde veri hızı düşüşü yaşanmaktadır.

FDD metodu ile haberleşen yoğun MIMO sistemlerde, kanal kestirimi için kanaldaki seyreklikten faydalanılarak sıkıştırılmış algılama tekniği ile kanal kestirimi hakkında literatürde çalışmalar mevcuttur. Tez çalışmasında yukarı yönlü kanalda, seyreklikten faydalanılarak elde edilen önsel bilgiler ile birçok kullanıcının kanalındaki baz istasyonunun yakınındaki ortak yansıtıcıların oluşturduğu ortak seyreklikten faydalanılarak oluşturulan bir kanal kestirim algoritması önerilmiştir.

Tez kapsamında Bölüm 2’de; MIMO sistem modeli tanıtılmıştır. Çok kullanıcılu yoğun MIMO sistemlerinin gezgin haberleşme sistemlerine katkısı ele alınmıştır. Hücresel haberleşme sistemindeki TDD ve FDD yöntemleri için geleneksel kanal kestirim yöntemleri incelenmiş ve FDD kullanılması durumunda aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestiriminde pilot sembol sayısının azaltılması için yoğun MIMO kanala ait belirgin fiziksel olgular gösterilmiştir.

Bölüm 3'te sıkıştırılmış algılama tekniği tanıtılmıştır ve FDD yoğun MIMO sistemlerde sıkıştırılmış algılama ile yapılan aşağı yönlü kanal kestirim yöntemleri ile ilgili literatür araştırmasına yer verilmiştir.

Bölüm 4'te dağıtık sıkıştırılmış algılama tekniğinin FDD çok kullanıcılı yoğun MIMO aşağı yönlü kanal kestirim modeli ve yukarı yönlü kanal durum bilgisinin aşağı yönlü kanal kestirimine sağlayacağı önsel bilgilerin oluşturulması tanıtılmıştır. Yukarı yönlü önsel bilgiler ile desteklenmiş çok kullanıcılı yoğun MIMO sisteminde aşağı yönlü kanal kestirimi için Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip Algoritması oluşturulmuştur.

Bölüm 5'te bilgisayar benzetimlerinde kullanılan QuaDRiGa radyo kanal üretici tanıtılmıştır.

Bölüm 6'da QuaDRiGa radyo kanal üreticiden oluşturulan farklı senaryolara ait kanal vektörlerinin Bölüm 4'te önerilen algoritmalar ile MATLAB ortamında kestirimleri yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

1.1. Gösterimler

Kalın çizgi ile gösterilen büyük harfler matris küçük harfler ise sütun vektörü temsil etmektedir. $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^\dagger$, $O(\cdot)$, $I_{\{\cdot\}}$, $|\cdot|$ ifadeleri sırasıyla eşlenik, devrik, devrik eşlenik, yalancı ters, büyük O operatörü, gösterge fonksiyonu ve kardinaliteyi temsil etmektedir. $\mathbf{A}(j)$, $\mathbf{a}(j)$ gösterimleri sırasıyla \mathbf{A} matrisinin j 'ninci sütununu ve \mathbf{a} sütun vektörünün j 'ninci elemanını temsil etmektedir. Ω gösterimi indis setlerini temsil etmektedir. \mathbf{A}^Ω ile \mathbf{A}_Ω gösterimleri sırasıyla Ω kümesinde belirtilen indislere ait satırlardan ve sütunlardan oluşan alt matrisleri temsil etmektedir. \mathbf{a}_Ω gösterimi Ω kümesinde belirtilen indislere ait elemanlardan oluşan alt vektörü temsil etmektedir. \setminus operatörü küme farkını belirtmektedir. \hat{a} ifadesi a parametresinin kestirilmiş halini belirtmektedir. $[M] = \{1, 2, \dots, M\}$ olacak şekilde veri kümesini ifade etmektedir. $\|\mathbf{A}\|_F$ ve $\|\mathbf{a}\|$ sırasıyla Frobenius norm ve öklit normu tanımlamaktadır. $\mathcal{U}\{a, b\}$ ifadesi a ile b tam sayıları arasındaki tam sayılardan oluşan birörnek olasılık dağılım fonksiyonunu belirtmektedir.

2. YOĞUN MIMO

2.1. Yoğun Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) Sistem

Bu bölümde çok kullanıcılı yoğun MIMO sistem tanımı yapılmıştır. Yoğun MIMO sistemine ait kanal vektörleri eşitlikler ve görseller yardımıyla tanıtılmıştır. Hücresel haberleşmede kullanılan FDD ve TDD yöntemleri tanıtıldıktan sonra geleneksel kanal kestirim yöntemleri açıklanmıştır. Çok sayıda antenli baz istasyonu ile yapılan haberleşmede, aşağı yönlü kanal kestiriminin geleneksel yöntemlerle yapılmasının, FDD haberleşmede dezavantaj oluşturduğu açıklanmıştır. Çok kullanıcılı FDD yoğun MIMO sistemlerdeki aşağı yönlü kanal durum bilgisinin daha verimli bir şekilde kestirilebilmesine yönelik yoğun MIMO kanal yapısı incelenmiştir.

Geleneksel haberleşme sistemi olarak ele alabileceğimiz tek göndermeç anteni ve tek almaç anteni ile yapılan haberleşme sistemi SISO olarak adlandırılmaktadır. Göndermeç ve almaç tarafındaki anten sayılarının artırılması sonucunda MIMO olarak adlandırılan teknoloji, özellikle hücresel haberleşme sistemlerinde olmak üzere pek çok avantaja sahip olduğu literatürde birçok çalışma ile desteklenmiştir [5].

MIMO ile yapılacak olan uzaysal çoğullamayla aynı anda farklı veriler birbirinden farklı terminallere iletilerek toplam kanal kapasitesi artırılabilir.

MIMO ile yapılacak uzaysal çeşitlilik ile almaç ve göndermeç arasındaki yansıtıcıların neden olduğu çoklu yol iletişim kanalından dolayı oluşan sönümlenmelere karşı gelinebilir.

Baz istasyonu ile çok sayıda kullanıcının oluşturduğu bir hücresel haberleşme sisteminde; baz istasyonunun göndermeç ve kullanıcı terminalinin almaç alt sistemleri arasındaki haberleşme aşağı yönlü kanal, baz istasyonunun almaç ve kullanıcı terminalinin göndermeç alt sistemleri arasındaki haberleşme ise yukarı yönlü kanal olarak tanımlanmaktadır. MIMO sistemi aşağı yönlü kanal üzerinden tanımlandığı durumda; baz istasyonunun M adet antenle kullanıcı terminalinin ise R adet antenle donatıldığı düz sönümlenmeli bir MIMO haberleşme sistemi düşünüldüğünde

$$y_i = \sum_{j=1}^M h_{i,j} x_j + n_i \quad (2.1)$$

$h_{i,j}$ i 'inci kullanıcı terminali anteni ile j 'inci baz istasyonu anteni arasındaki kanal katsayısını; x_j j 'inci baz istasyonu anteninden gönderilen kompleks mesaj sinyalini; n_i i 'inci kullanıcı terminali anteni tarafından alınan kompleks Gauss dağılımlı sıfır ortalama ve birim varyansa sahip gürültüyü; y_i i 'inci almaç anten tarafından alınan kompleks sinyal temsil etmektedir. Eşitlik (2.1) formunda belirtilen MIMO sistemi; matris yapısında da tanımlanabilir.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{R-1} \\ y_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R-1,1} & \cdots & h_{R-1,M} \\ h_{R,1} & \cdots & h_{R,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{M-1} \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{R-1} \\ n_R \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}.$$

Bu çalışmada tüm antenler yönlümsüz varsayılmıştır. Daha pratiğe yönelik bir yaklaşımda anten örüntüleri de hesaba katılabilir.

MIMO haberleşme sisteminde T zaman dilimi boyunca farklı sinyaller gönderildiği durumda;

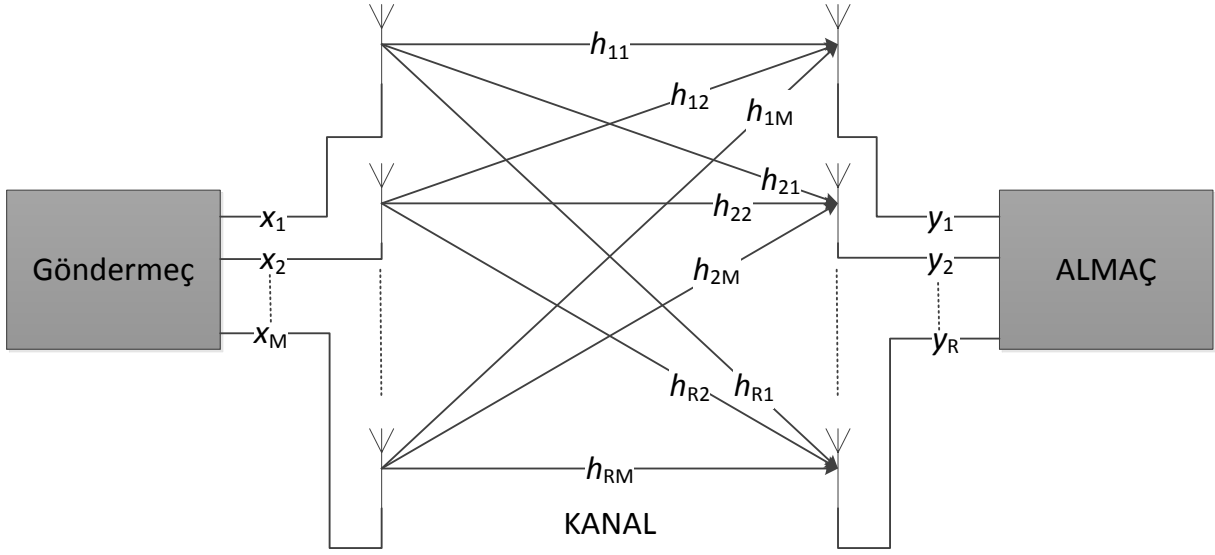
$$\begin{bmatrix} y_{1,1} & \cdots & y_{1,T} \\ y_{2,1} & \cdots & y_{2,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{R-1,1} & \cdots & y_{R-1,T} \\ y_{R,1} & \cdots & y_{R,T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R-1,1} & \cdots & h_{R-1,M} \\ h_{R,1} & \cdots & h_{R,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,T} \\ x_{2,1} & \cdots & x_{2,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1,1} & \cdots & x_{M-1,T} \\ x_{M,1} & \cdots & x_{M,T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,1} & \cdots & n_{1,T} \\ n_{2,1} & \cdots & n_{2,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ n_{R-1,1} & \cdots & n_{R-1,T} \\ n_{R,1} & \cdots & n_{R,T} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}$$

elde edilmiş olur.

MIMO sisteminde; Eşitlikler (2.2) ve (2.3)'te \mathbf{H} kanal matrisine ait elemanların temsil etmiş olduğu düz sönümlenmeli kanal katsayılarının fiziksel karşılığı Şekil 2-1'deki gibi gösterilebilir.

ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEM



Şekil 2-1 Çok Girişli Çok Çıkışlı Haberleşme Sistemi

Hücrel haberleşme sistemlerinin zamanla artan veri hızı talebi sonucunda daha fazla kullanıcıya daha yüksek hızlarda veri akışının sağlanması gerekmektedir. Hali hazırda LTE’de kullanılan MIMO sistemlerinde baz istasyonuna ait anten sayısının belirgin şekilde artırılması sonucunda uzaysal çoğullama yeteneğinden daha çok yararlanılarak söz konusu veri trafiğini iyileştirebileceği bilinmektedir. Baz istasyonundaki anten sayısındaki belirgin artış ile beraber yoğun MIMO kavramı ortaya çıkmıştır. 5G sistemlerinde de kullanılması düşünülen yoğun MIMO sistemlerin kanal kapasitesini artırarak bu ihtiyacı karşılayacağı değerlendirilmektedir [1].

Tez çalışmasının daha kolay takip edilmesinin yanı sıra analizlerin daha anlaşılır olması için incelenen yoğun MIMO hücrel haberleşme sistemlerinde kullanıcılara ait antenlerin tek anten olduğu varsayılmaktadır. Böylelikle kullanıcı anteninin tek antene sahip olması, \mathbf{H} kanal matrisini \mathbf{h} kanal vektörüne dönüştürmektedir. Bu durumda Eşitlik (2.3)’te, kullanıcıda tek anten olduğu düşünüldüğünde

$$[y_{1,1} \quad \dots \quad y_{1,T}] = [h_{1,1} \quad \dots \quad h_{1,M}] \begin{bmatrix} x_{1,1} & \dots & x_{1,T} \\ x_{2,1} & \dots & x_{2,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1,1} & \dots & x_{M-1,T} \\ x_{M,1} & \dots & x_{M,T} \end{bmatrix} + [n_{1,1} \quad \dots \quad n_{1,T}] \quad (2.4)$$

$$\mathbf{y}^T = \mathbf{h}^T \mathbf{X} + \mathbf{n}^T$$

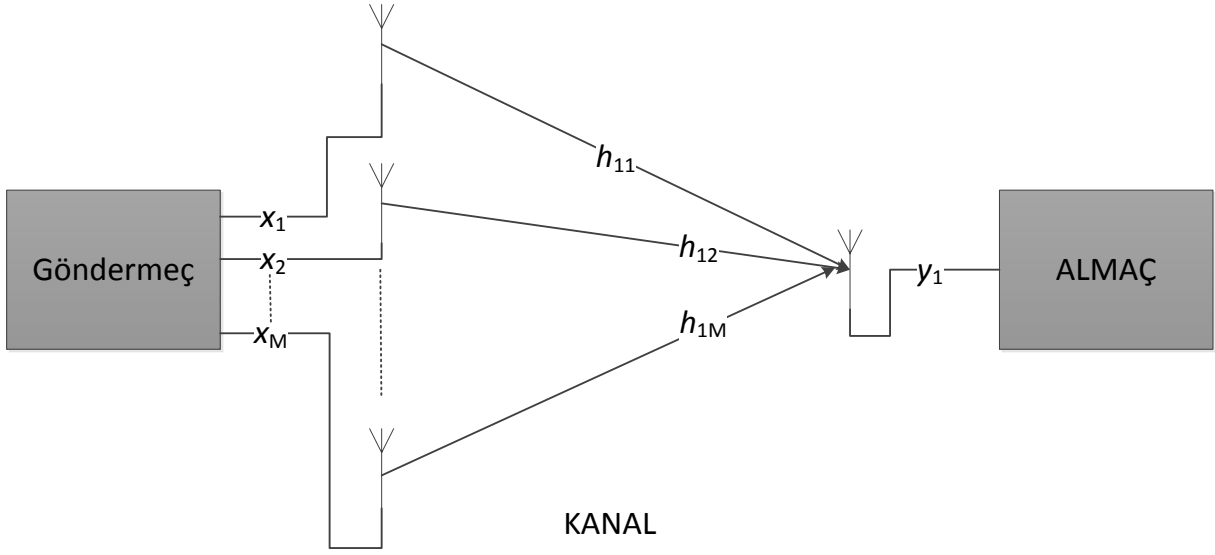
elde edilmektedir.

Şekil 2-1’de belirtilen MIMO kanal görseli, Eşitlik (2.4) esas alındığında Şekil 2-2’de belirtildiği gibi olacaktır.

Baz istasyonunun çok antenli, kullanıcının tek antenli olması durumu literatürde aşağı yönlü kanal dikkate alındığında MISO, yukarı yönlü kanal da ise SIMO olarak bilinse de, yoğun MIMO ile ilgili çalışmaların bir kısmında [8,25] kullanıldığı gibi, bu tezde MISO, SIMO terimleri yerine MIMO terimi kullanılmıştır. Kullanıcı anteninden ayrı olarak, baz istasyonunun çok antenle donatılması literatürde yoğun MIMO olarak anılmasından dolayı kullanıcı antenin tek olması bu kavramı etkilemediği varsayılmaktadır.

5G için milimetre dalga kullanımının da gündemde olması, anten boyutlarının ve anten dizilerindeki anten aralıklarının dalga boyu ile orantılı olduğu değerlendirildiğinde, baz istasyonunun çok sayıda antenle donatılması olanaklı hale gelebilmektir. Bunun yanısıra yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler, yoğun antenler ile donatılmış olan baz istasyonundaki antenler ile bağlantılı olan daha küçük boyutlarda, uygun maliyetli ve kolay idame edilebilir RF ön katlarını olanaklı hale getirmiştir. Yoğun MIMO (Massive MIMO) sistemlerinin sağladığı ek antenler uzaysal çoğullama ile ilintili olarak; enerjinin daha küçük bölgelere yoğunlaştırılarak ışınma enerjisi ve veri hızının artırılmasına yardımcı olmaktadır[1]. Yoğun MIMO’nun diğer faydaları ise düşük bütçeli düşük güç tüketimine sahip bileşenler içermesi, gecikmeyi(latency) düşürmesi, MAC katmanını basitleştirmesi ve karıştırıcılara karşı gürbüzlüğüdür [1]. Yoğun MIMO sayesinde, yüzlerce anten kullanılarak eş zamanlı olarak aynı zaman-frekans kaynağı kullanılarak onlarca kullanıcıya servis veren sistemler amaçlanmaktadır [1].

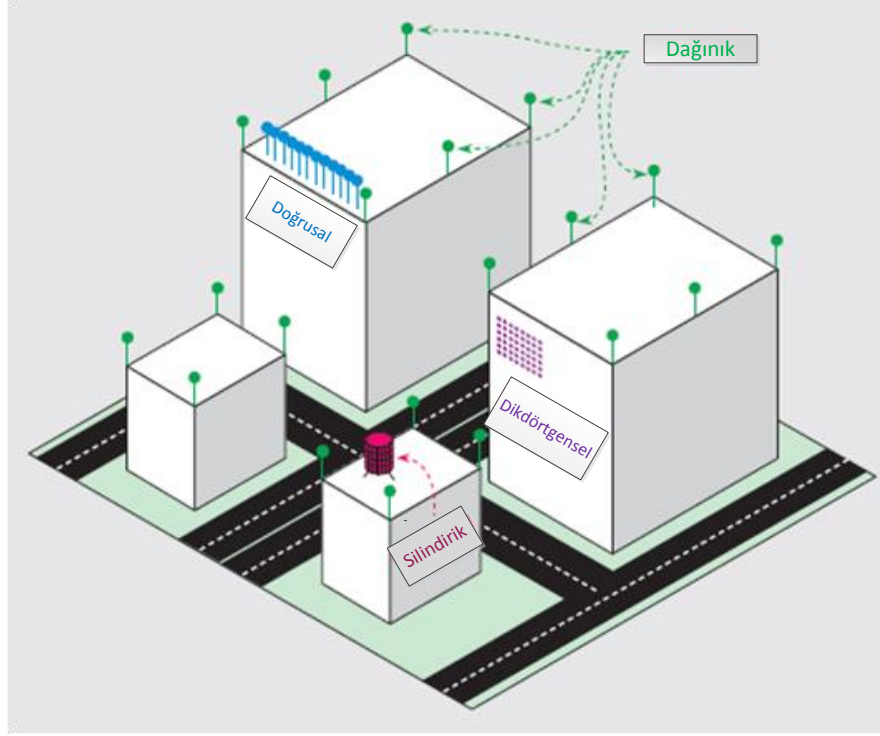
ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI (MISO) SİSTEM



Şekil 2-2 Çok Girişli Tek Çıkışlı Haberleşme Sistemi

Yoğun MIMO sistemlerde kullanılacak olan olası baz istasyonu anten dizilimleri Şekil 2-3'te verilmiştir.

Tez kapsamındaki çalışmalarda doğrusal anten dizilimlerine odaklanılacaktır. Hücresel haberleşme sisteminde kullanıcı terminallerinin yükseliş açısındaki konumu yanca açısındaki konumuna göre daha az değişiklik göstermektedir. Bu sebeple yoğun MIMO'da hüzme yönlendirme ile uzaysal çoğullamadan daha fazla yararlanmak için yatay düzlemdeki anten sayısının dikey düzlemdeki anten sayısına oranla daha fazla olabileceği söylenebilir. Tez çalışmasında da sık olarak kullanılacak olan düzgün dağılımlı doğrusal dizi ile yatay düzlemde eşit aralıklarla dizilmiş anten dizisi kastedilmektedir.



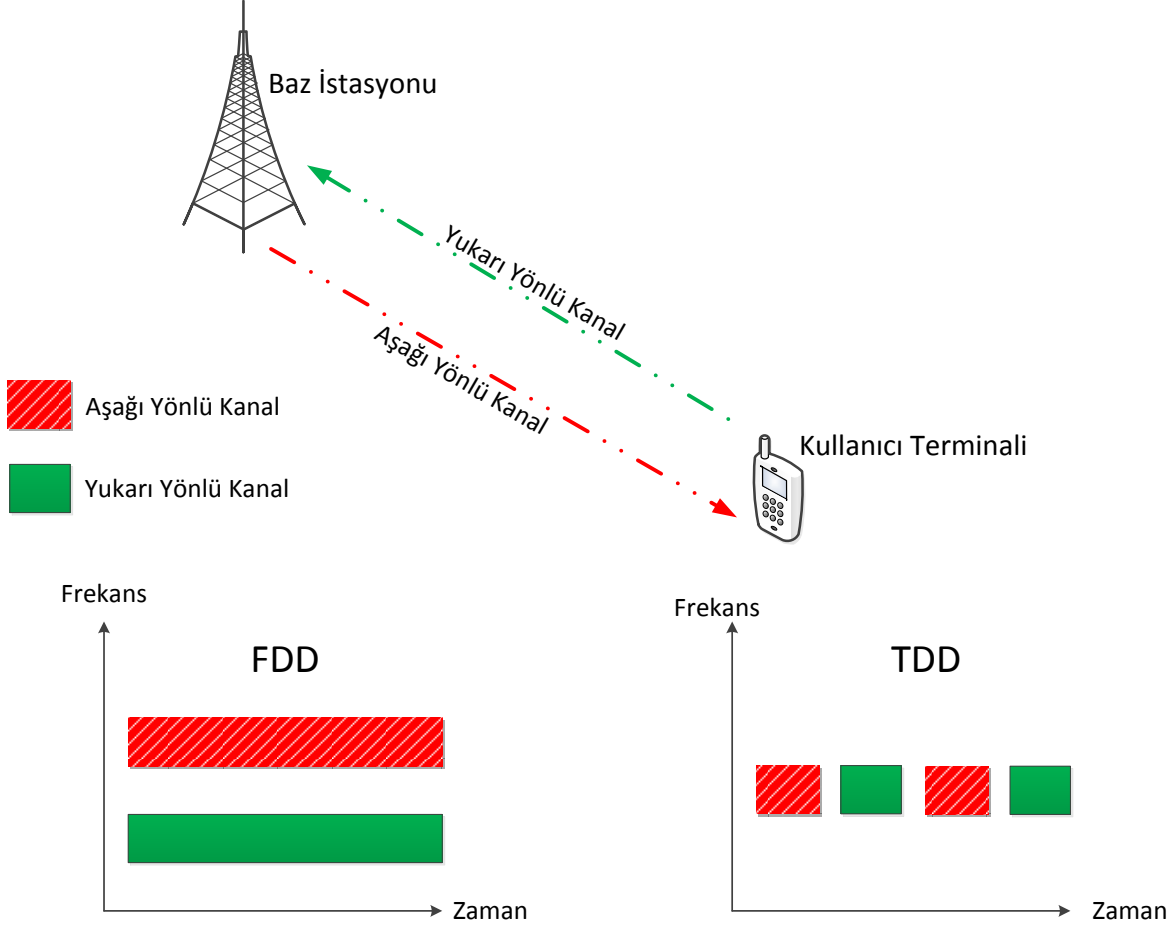
Şekil 2-3 Yoğun MIMO Anten Dizilimleri [1]

Yoğun MIMO haberleşme sisteminde kanal kapasitesini artırmak amacıyla hüzme yönlendirme ile sağlanan uzaysal çoğullama avantajından tam olarak yararlanılması için Şekil 2-5'te de görselleştirilen aşağı yönlü kanal durum bilgisinin, CSIT, baz istasyonu tarafından bilinmesi gerekmektedir.

2.2. MIMO Kanal Kestirimi

Aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirilmesi karşılıklı iletişimin çeşidine bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Hüresel haberleşme sistemlerinde iki farklı karşılıklı haberleşme tekniği (Şekil 2-4) , zaman bölmeli çift yönlü iletişim (TDD) ve frekans bölmeli çift yönlü iletişim (FDD) tekniklerinde kanal kestirimleri farklı olabilmektedir. TDD iletişim tekniğinde aşağı yönlü kanal ve yukarı yönlü kanal aynı frekans bandını kullandığı için her iki kanal için eşvrelilik süresi içinde karşılıklılık (reciprocity) ilkesi geçerli olmaktadır. Başka bir ifadeyle TDD yönteminde aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanalın aynı frekans bandını kullandığı bilindiğinde; aşağı yönlü veya yukarı yönlü kanal durumlarından birinin bilinmesi durumunda karşılıklılık ilkesi sayesinde diğer kanal da benzer katsayılara sahip olacaktır. FDD tekniğinde ise, yukarı yönlü ve aşağı yönlü kanalın farklı frekanslarda çalışması sebebi ile karşılıklılık

ilkesi geçerli olmadığı için aşağı yönlü kanal ve yukarı yönlü kanalının her birinin farklı olarak kestirilmesi gerekmektedir.



Şekil 2-4 FDD ve TDD Haberleşme Teknikleri

Yoğun MIMO sistemlerde TDD tekniğinde yukarı yönlü kanal kestirimindeki sonuç, karşılıklılık ilkesi sayesinde baz istasyonu tarafından aşağı yönlü kanal durum bilgisi olarak da kullanılabilir. FDD sistemlerde yoğun MIMO'nun uzaysal çoğullama avantajından yararlanılması için aşağı yönlü kanal durum bilgisinin (CSIT) baz istasyonunda mevcut olması gerekmektedir.

Geleneksel kanal kestirimlerinde en küçük kareler (least squares, LS) [24]

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}} &= (\mathbf{y}^T \mathbf{X}^\dagger)^T \\ \mathbf{X}^\dagger &= \mathbf{X}^H (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1}\end{aligned}\tag{2.5}$$

ve ortalama karesel hatanın minimumu (minimum mean square error, MMSE) [24,25]

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}} &= (\mathbf{y}^T (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H)^T \\ \mathbf{R}_H &= E\{\mathbf{h} \mathbf{h}^H\}\end{aligned}\tag{2.6}$$

yöntemleri kullanılmaktadır. Eşitlik (2.5) ve (2.6)'da; $\hat{\mathbf{h}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ kestirilen kanal vektörünü, $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ gerçek kanak vektörünü, $\mathbf{R}_H \in \mathbb{C}^{M \times M}$ kanal ilinti matrisini, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ kullanıcı terminali tarafından alınan sinyali, $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times T}$ pilot sembolleri, σ^2 gürültü varyansını temsil etmektedir. Kanal kestiriminde kullanılan bu yöntemlerin başarılı olması birbirinden doğrusal bağımsız olarak tasarlanan pilot semboller, \mathbf{X} , ile sağlanmaktadır. Birbirinden doğrusal bağımsız pilot sembollerinin sayısı, T , baz istasyonu antenlerinin sayısının M artışı ile doğrusal bir bağıntısı bulunmaktadır. Bu doğrusal ilişki $O(M)$ olarak gösterilebilir.

Hücrel haberleşme sisteminde baz istasyonunun göndermeç konumunda olduğu aşağı yönlü kanal kestirimi (Şekil 2-5) için oluşturulan

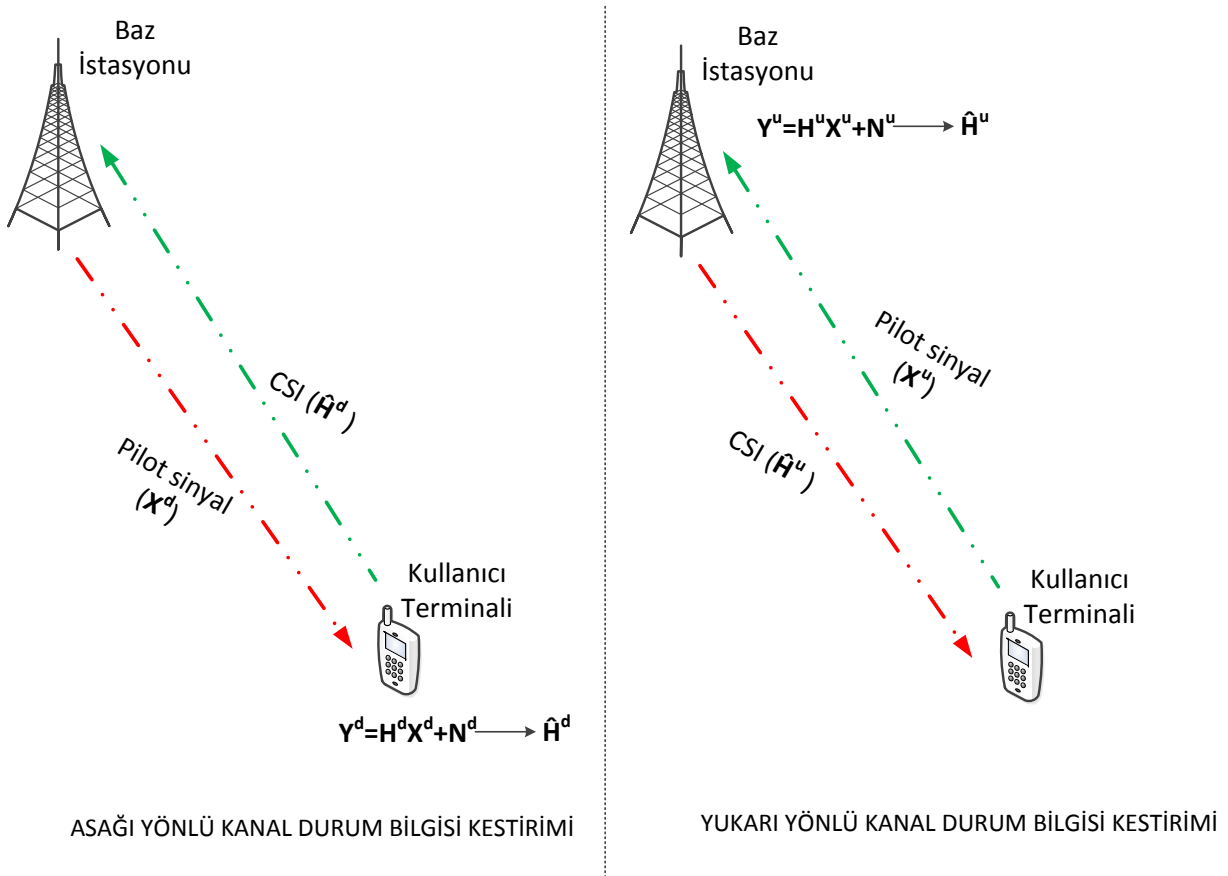
$$(\mathbf{y}^d)^T = (\mathbf{h}^d)^T \mathbf{X}^d + (\mathbf{n}^d)^T\tag{2.7}$$

eşitliğinde T^d pilot sembol sayısı iken, $\mathbf{y}^d \in \mathbb{C}^{T^d \times 1}$ kullanıcı terminali tarafından alınan sinyali, $\mathbf{h}^d \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ aşağı yönlü kanal bilgisini, $\mathbf{X}^d \in \mathbb{C}^{M \times T^d}$ aşağı yönlü pilot sembolleri, $\mathbf{n}^d \in \mathbb{C}^{T^d \times 1}$ ise kullanıcı terminali tarafından alınan kompleks sıfır ortalama ve birim varyansa sahip gürültüyü temsil etmektedir. Eşitlik (2.7) dikkate alındığında geleneksel kanal kestirim yöntemlerinden Eşitlik (2.5)'te tanımlanan LS metodu ile kanal kestiriminin başarılı olabilmesi için birbirinden bağımsız $T^d \geq M$ yani en az baz istasyonu anten sayısı kadar pilot sembole ihtiyaç vardır.

Hücrel haberleşme sisteminde kullanıcı terminalin göndermeç konumunda olduğu yukarı yönlü kanal kestirimi (Şekil 2-5'te gösterilen) için oluşturulan

$$\mathbf{Y}^u = \mathbf{h}^u(\mathbf{x}^u)^T + \mathbf{N}^u \quad (2.8)$$

eşitliğinde T^u pilot sembol sayısını, $\mathbf{Y}^u \in \mathbb{C}^{M \times T^u}$ kullanıcı terminali tarafından alınan sinyali, $\mathbf{h}^u \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ aşağı yönlü kanal bilgisini, $\mathbf{x}^u \in \mathbb{C}^{T^u \times 1}$ aşağı yönlü pilot sembolleri, $\mathbf{N}^u \in \mathbb{C}^{M \times T^u}$ ise kullanıcı terminali tarafından alınan kompleks sıfır ortalama ve birim varyansa sahip gürültüyü temsil etmektedir. Eşitlik (2.8) dikkate alındığında geleneksel kanal kestirim yöntemlerinden Eşitlik (2.5)'te tanımlanan LS metodu ile kanal kestiriminin başarılı olabilmesi için birbirinden bağımsız $T^u \geq 1$ yani en az kullanıcı terminali anten sayısı kadar pilot sembole ihtiyaç vardır.



Şekil 2-5 Aşağı ve Yukarı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirim Akışı

Görüldüğü üzere aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanal kestirimlerinde pilot sembol sayısı $T^d \geq M$ ve $T^u \geq 1$ olacak şekilde tasarlanmalıdır. Yoğun MIMO sistemlerinde baz istasyonu anten sayısının kullanıcı anten sayısından çok fazla olduğu $M \gg 1$ düşünüldüğünde yukarı yönlü kanal kestiriminin daha kolay yapılması ile TDD yöntemi aşağı yönlü kanal kestirimine

ihtiyaç duyulmadan yukarı yönlü kanal kestirimi yapılarak karşılıklılık ilkesi ile $\hat{\mathbf{h}}^u = \hat{\mathbf{h}}^d$ aşağı yönlü kanal durum bilgisi elde edilebilir. Böylelikle TDD iletişim yöntemi ile yapılan çok kullanıcılı yoğun MIMO sistemlerde, aşağı yönlü kanal bilgisi kolaylıkla elde edilebilmekte ve böylece uzaysal çoğullama avantajından yararlanılabilmektedir. Şekil 2-5 Aşağı ve Yukarı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirim Akışı'te gösterilen yukarı yönlü kanal kestirimine ait kanal durum bilgisinin tekrar kullanıcıya gönderilmesi kullanıcı tarafındaki sinyal işleme yöntemleri içindir. Yoğun MIMO'da uzaysal çoğullamadan yararlanmak için önemli olan aşağı yönlü kanal durum bilgisinin göndermeç tarafında (CSIT) yani baz istasyonunda olmasıdır. Bu durumda TDD sistemlerde CSIT; kullanıcı terminalin $T \sim R$ kullanıcı terminali anten sayısı mertebesinde pilot sembol göndermesiyle baz istasyonu tarafından kestirilerek elde edilebilir.

Yoğun MIMO'da FDD yöntemi ile yapılan iletişimlerde aşağı yönlü kanal bilgisini elde etmek TDD sistemlere göre daha zor hale gelmektedir. Bunun nedeni ise daha önce de belirtildiği gibi karşılıklılık ilkesinin FDD metodunda aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanallarda farklı taşıyıcı frekans olmasından dolayı geçersiz olabilmesi ve bundan dolayı aşağı yönlü kanal kestiriminin geleneksel yöntemler düşünüldüğünde $T^d \geq M$ sayısındaki pilot sembollere yapılması gerekliliğidir. Yoğun MIMO kavramında M baz istasyonu anten sayısının çok fazla olması pilot sembol sayısını artırmakta ve eşvrelilik süresi içerisindeki veri paketinde veri hızı düşüşüne neden olmaktadır.

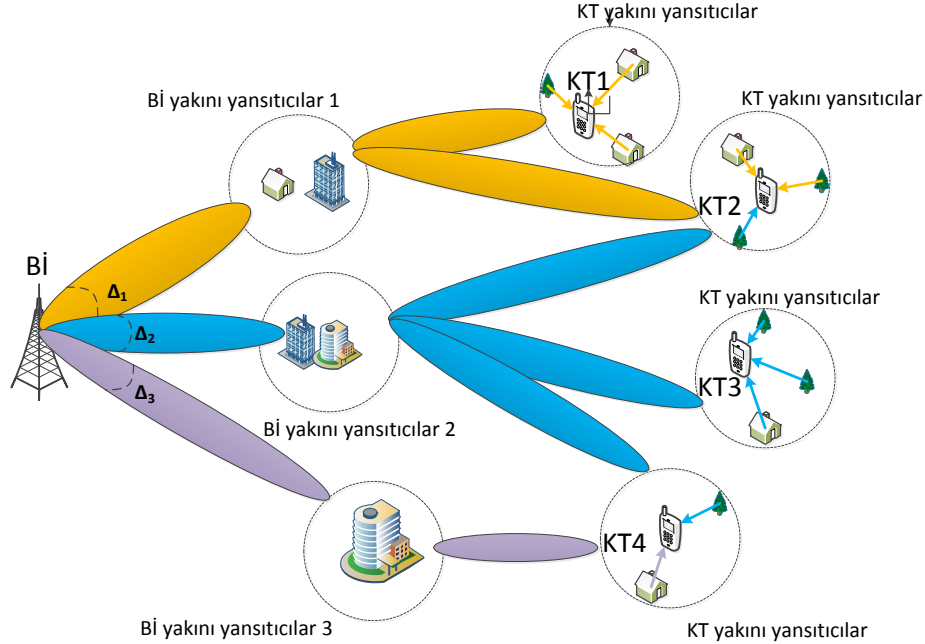
FDD metodunun; simetrik veri trafiği ve gecikmeye duyarlı uygulamalarda kullanılması, farklı baz istasyonları arasındaki ve farklı kullanıcı terminaleri arasındaki girişime karşı gürbüz olması [3] ile TDD metoduna göre daha fazla kapsama alanı sonucunda baz istasyonu sayısını düşürmesi [29] yoğun MIMO sistemlerde kullanılmaya devam edileceğini göstermektedir. FDD metodunda aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirimi için kullanıcı terminaline gönderilecek olan pilot sembol sayısının azaltılması için geleneksel yöntemlerin dışında farklı yöntemler gerekmektedir.

Tez çalışmasında FDD metodunda aşağı yönlü kanal kestirimine yönelik pilot sembol sayısının azaltılmasına ve daha düşük SNR değerlerinde kanal kestirimi yapılabilmesine yönelik yöntemler incelenmiş ve bu kanal kestirimi için bir algoritma önerilmiştir. Kanal kestiriminde pilot sembollerinin azaltılması için bir sonraki bölümde yoğun MIMO kanalı

incelenerek, ilerleyen bölümlerde anlatılacak olan tekniklerin temelindeki fiziksel olgulara değinilecektir.

2.3. Yoğun MIMO Kanal Yapısı

FDD metodunda çalışan yoğun MIMO sistemlerinde aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirilmesinde pilot sembol sayısının azaltılması için yoğun MIMO kanalının yapısı ayrıntılı incelenmelidir.



Şekil 2-6 Yoğun MIMO Kanalındaki Bireysel ve Ortak Seyreklik Gösterimi

Yapılan kanal ölçüm çalışmalarında yoğun MIMO kanal matrislerinin baz istasyonundaki anten sayısı arttıkça açılal boyutta seyreklik gösterdiği görülmüştür [26,27]. Burada bahsedilen açılal boyut kavramı ilerleyen bölümlerde ayrıntılı olarak anlatılacaktır. Kanal ölçümlerinde çıkan seyreklik bilgisi aslında hücrel haberleşme sistemi içerisinde yer alan kullanıcı terminalleri ile baz istasyonu arasındaki sınırlı sayıdaki yansıtıcı kümelenmeden kaynaklanmaktadır. Yoğun MIMO sisteminin temel özelliği olan baz istasyonundaki anten sayısının artması bu yansıtıcı kümelenmelerden yansıyan sinyallerin, baz istasyonunun sadece belli açılalardan çıktığı değerlendirilmektedir. Böylece hücrel haberleşmede yoğun MIMO kanal yapısı ile ilgili aşağıdaki gibi bir olgudan bahsedilebilir.

- *(Fiziksel Olgu 1)*

Yoğun MIMO kanalına ait bazı senaryolarda açısız boyutta seyreklik olabileceği değerlendirilmektedir.

Zhou ve ark.'ın [26]'da ve Hoydis ve ark.'ın [27]'de incelediği kanala ait açısız boyuttaki seyreklik Şekil 2-6'da betimlenmiştir. Δ_1 , Δ_2 ve Δ_3 yanca açısız yayılımları (angular spread) ile baz istasyonu (Bİ) yakınındaki sınırlı sayıda yansıtıcılardan kullanıcı terminallerine (KT) olan uzaysal bir kanal olduğu düşünöldüğünde ve baz istasyonunda anten sayılarının yeteri kadar fazla olması sonucunda her bir KT'ye ait kanalda seyreklik olduğu düşünölebilir.

Rao ve ark.'ın [7]'de birbirine yakın kullanıcı terminallerinin ortak yansıtıcılara sahip olabileceğini belirtmiştir. Şekil 2-6'da KT2, KT3 ve KT4 'ün Bİ yakını yansıtıcılar 2 olarak belirtilen yansıtıcı kümelenmesi ortak yansıtıcı olarak değerlendirilebilir. Böylece KT2, KT3 ve KT4 kanal durum bilgileri (CSI) içerisinde Δ_2 açısız yayılım bilgisi mevcuttur. Rao ve ark.'ın [7]'de ve Liu ve ark.'ın [30]'da ortak yansıtıcıların varlığından yararlanarak aşığı yönlü kanal kestiriminde pilot sembollerinin azaltılması için bir kanal kestirim yöntemi önermiştir. Böylece hücresele haberleşmede yoğun MIMO kanal yapısı ile ilgili ikinci bir olgudan bahsedilebilir.

- *(Fiziksel Olgu 2)*

Yoğun MIMO Hücresele haberleşme sistemine ait bazı senaryolarda, birbirine yakın kullanıcıların ortak yansıtıcılara sahip olabileceği durumlarda bu kullanıcılara ait kanalların açısız boyutunda ortak açısı bilgisi olabileceği değerlendirilmektedir.

Rao ve ark.'ın [7]'de Liu ve ark.'ın [30]'da, birinci ve ikinci fiziksel olguları kullanarak önermiş olduğu kanal kestirim metodu ile geleneksel kanal kestirim algoritmalarına göre pilot sembollerini belirgin şekilde azaltmıştır. Tez çalışmasında, [7]'ye ek olarak önsel (a-priori) bilgi oluşturacak olgu olarak yukarı yönlü ve aşığı yönlü kanallar arasındaki ilişki değerlendirilmiştir. Her ne kadar FDD sistemlerde aşığı yönlü ve yukarı yönlü kanal durum bilgilerinde karşılıklılık ilkesi geçerli olmasa da söz konusu açısız boyut olduğunda durum farklı değerlendirilebilmektedir. Şekil 2-6'da göröleceği üzere TDD bir sistem düşünöldüğünde aşığı yönlü ve yukarı yönlü kanal arasında direkt olarak bir karşılıklılık olması beraberinde açısız boyutta da karşılıklılık getirmektedir. TDD sistemi yerine birbirine

yakın frekans bandı kullanan FDD sistemine geçiş yapıldığında, kanaldaki karşılıklılık kaybolmasına karşın kısmi olarak açısız bir karşılıklılıktan hala bahsedilebilir. Hugi ve ark.'a ait [12]'de yapılan ölçümler kısmi açısız karşılıklılığın varlığını desteklemektedir. Böylece hücresele haberleşmede yoğun MIMO kanal yapısı ile ilgili üçüncü bir olgudan bahsedilebilir.

- *(Fiziksel Olgı 3)*

Yoğun MIMO kanalında FDD sistemlerde taşıyıcı frekans farklı olmasına ve kanalda direkt olarak karşılıklılık olmamasına rağmen kısmi açısız karşılıklılıktan bahsedilebilir. Tek bir kullanıcıya ait aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanalların, açısız boyutta ortak açısız bilgisine sahip olabileceği değerlendirilmektedir.

Üçüncü fiziksel olguyla bağlantılı olarak FDD sistemlerdeki taşıyıcı frekansların birbirinden ne kadar uzakta olacağı da önem kazanmaktadır. Bu uzaklık literatürde ikili uzaklık olarak geçmektedir. Aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanalın farklı frekanslara sahip olması elektromanyetik yayılım, yansıtıcılardaki farklı sınır değerlere sahip olmaları sonucunda farklı açısız yayılım (angular spread), farklı ayrılış açısı (angle of departure) gibi kanal parametrelerini beraberinde getirmektedir.

Birinci fiziksel olgu olan kanalın açısız boyutta seyrek davranışı sonucunda, FDD metoduyla çalışan hücresele haberleşme sisteminin pilot sembol sayısının düşürülmesi için son dönemlerde yapılan araştırmalar sıkıştırılmış algılama tabanlıdır. T pilot sembol sayısı geleneksel kanal kestirim metodu LS'de $O(M)$ ile orantılı olmasına rağmen sıkıştırılmış algılama metodunda $O(S \log(M))$ [28] ile orantılıdır. Burada S parametresi kanal vektörünün açısız boyuttaki seyrekliğini yani sıfır olmayan elemanlarını belirtmektedir.

Tez çalışmasında aşağı yönlü kanal kestirimindeki pilot sembollerinin azaltılması için oluşturulacak teknikte, bahsedilen üç fiziksel olgudan faydalanılmıştır.

Tez çalışmasının sıkıştırılmış algılama tabanlı olması ve bu konudaki çalışmaların daha iyi anlaşılmasını sağlama için 3. Bölümde sıkıştırılmış algılama ve kanal kestirimindeki kullanımı ile alakalı temel teorik bilgiler verilmektedir.

3. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA VE YOĞUN ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİMİNDE UYGULANMASI

Bu bölümde sıkıştırılmış algılama yöntemi tanıtılmıştır. Sıkıştırılmış algılama ölçüm modeli tanıtılmış ve yeniden oluşturma algoritmaları incelenmiştir. Sıkıştırılmış algılamada yeniden oluşturma için yaygın olarak kullanılan dik eşleşme takip algoritması tanıtılmıştır. Sıkıştırılmış algılamanın yoğun MIMO sistemlerde kanal kestiriminde kullanılmasına yönelik literatür çalışmaları hakkında bilgi verilmiştir.

Bu bölümde anlatılan sıkıştırılmış algılama modeli ve yeniden oluşturma algoritmalarının eşitliklerinde, Eşitlik (2.4)'de kullanılan vektör ve matris notasyonlarına benzer notasyonlar kullanılmaktadır.

3.1. Sıkıştırılmış Algılama

3.1.1. Sıkıştırılmış Algılama Ölçüm Modeli

Geleneksel yöntemlerde bir sinyalin örneklenmesi için örnekleme hızının sinyalin azami frekans bileşeninden en az iki kat daha fazla olması gerekmektedir. Bu oran Nyquist oranı olarak da bilinmektedir [2].

Sıkıştırılmış algılama tekniği, bu örnekleme oranından daha az sayıda örnekleme ile belli bir sinyalin tekrar oluşturulabileceğini göstermektedir.

Kestirimi yapılması istenen $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ kanal katsayıları vektörü $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ dönüşüm matrisi ve $\mathbf{h}^w \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ seyrek vektörü arasında

$$\mathbf{h} = \mathbf{D}\mathbf{h}^w \quad (3.1)$$

bağlantısı bulunmaktadır. \mathbf{h}^w seyrek vektörü; Şekil 3-1'deki gibi $S \ll M$ olacak biçimde S adet sıfır olmayan elemana, $(M - S)$ adet sıfır elemana sahiptir. Bu durumda \mathbf{h}^w S -seyrek vektörü olarak tanımlanabilir. \mathbf{h}^w 'nin S -seyrek olması ℓ_0 normu ile, $\|\mathbf{h}^w\|_0 = S$, açıklanabilir.

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n}$$

sıkıştırılmış algılama modelinde $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{T \times M}$ örnekleme matrisi, $T \ll M$ olarak; $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ kanaldan alınan sinyal; $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ sıfır ortalama değerli ve birim varyansa sahip Gauss gürültü iken \mathbf{h} sinyali yerine Eşitlik (3.1) yazılırsa

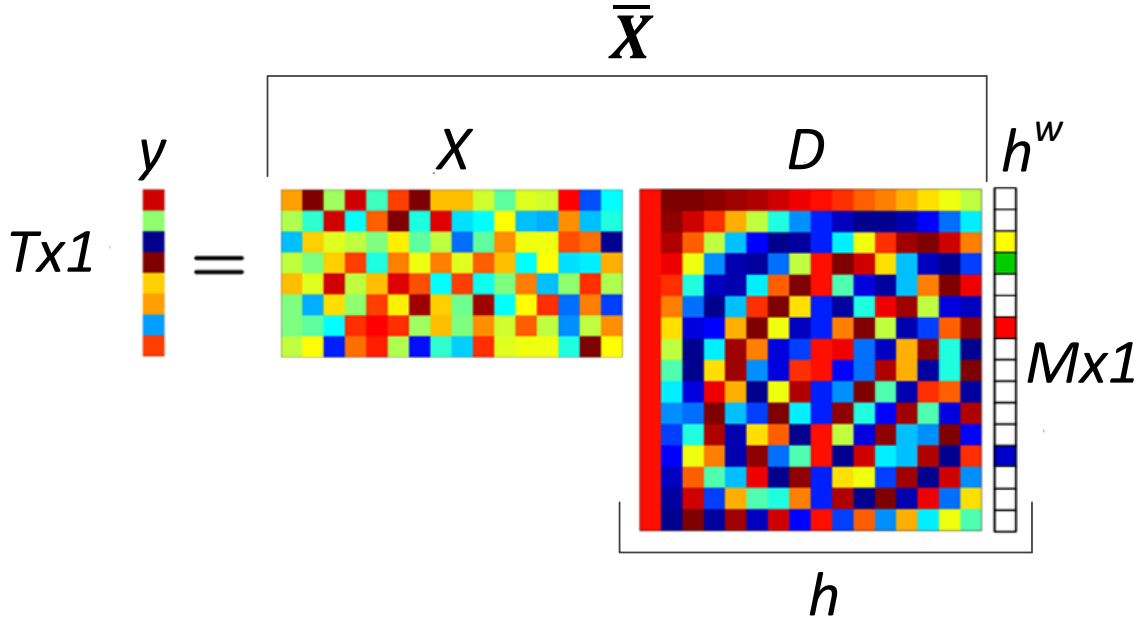
$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{D}\mathbf{h}^w + \mathbf{n} \quad (3.2)$$

ve bu eşitlik sonucu $\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{X}\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{T \times M}$ şeklinde tanımlandığında

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{X}}\mathbf{h}^w + \mathbf{n} \quad (3.3)$$

olarak nihai sıkıştırılmış algılama modeli elde edilmiş olur.

Sıkıştırılmış algılamanın daha iyi anlaşılması için Eşitlikler (3.2) ve (3.3)'te tanımlanan matris ve vektörler [15]'teki görselden faydalanılarak Şekil 3-1'de gösterilmiştir.



Şekil 3-1 Sıkıştırılmış Algılama Modeli [15]

Eşitlik (3.3)'te belirtilen, $T \approx S$ veya $T > S$ uygun bir ölçüm matrisi olan $\bar{\mathbf{X}}$ yardımıyla \mathbf{y} vektör sinyali elde edilmektedir. Uygun bir yeniden oluşturma (reconstruction) algoritması yardımıyla, \mathbf{y} vektöründen $\hat{\mathbf{h}}^w$ kestirilmiş S -seyrek vektörü bulunabilir. Bu aşamada uygun bir $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi ve yeniden oluşturma algoritması gerekmektedir.

M uzunluğundaki bir \mathbf{h} kanal katsayı vektörünün $T \ll M$ olacak biçimde $T \times M$ boyutlarında bir $\bar{\mathbf{X}}$ matrisi ile algılanmasından sonra yeniden oluşturma süreci kötü durumdaki (ill-conditioned) bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. Fakat M uzunluğundaki \mathbf{h}^w

vektörünün S -seyrek olması sayesinde problem $T \times M$ boyutlarında bir ölçüm matrisi ile algılama işlemi iyi durumda (well conditioned) bir probleme dönüştürülebilir.

\mathbf{h}^w S -seyrek vektöründe S adet sıfır olmayan elemanların yeri $\binom{M}{S}$ farklı şekilde konumlanabilir. Bu S -seyrek vektörler bütününe oluşturduğu uzayın her bir elemanını, $\boldsymbol{\omega} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ vektörü temsil ettiği düşünüldüğünde [16]'da belirtildiği gibi

$$(1 - \delta_S) \|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 \leq \|\mathbf{X}\boldsymbol{\omega}\|_2^2 \leq (1 + \delta_S) \|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 \quad (3.4)$$

RIP (Restricted Isometry Property) özelliği tanımlanabilir. Eşitlik (3.4) ; $0 < \delta_S < 1$ 'nin 1 değerine çok yakın olmaması şartı ile S -seyrek $\boldsymbol{\omega}$ vektörler bütününe oluşturduğu uzayın $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisinin sıfır uzayına (null space) karşılık gelmediğini göstermektedir. Eşitlik (3.4)'ün sağlanması ile \mathbf{h}^w vektörü gürültüsüz algılama modelinde orijinal haliyle yeniden oluşturulabilir. Gürültülü algılama modelinde ise \mathbf{h}^w sinyal vektörü, gürültü varyansına bağlı bozulma sonucunda $\hat{\mathbf{h}}^w$ vektörü olarak yeniden oluşturulabilir.

RIP özelliğinin sağlanması için $\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{X}\mathbf{D}$ ölçüm matrisinin belirlenmesi gerekmektedir. \mathbf{h} sinyalini S -seyrek bir boyuta taşıyacak olan; DFT, DCT, vb. uygun bir \mathbf{D} dönüşüm matrisinin belirlenmesi ile beraber \mathbf{X} ölçüm matrisinin de belirlenmesi gerekmektedir. Bu noktada sıkıştırılmış algılamanın seyreklikten farklı olarak diğer bir özelliği olan eşevresizlik (incoherency) ilkesinin önemi vurgulanmalıdır. [2]'de belirtildiği \mathbf{X} ve \mathbf{D} matrislerinin elemanları arasında korelasyon artışına bağlı olarak eşevrelilik de artmaktadır. \mathbf{X} ölçüm matrisi ve \mathbf{D} dönüşüm matrisleri arasındaki eşevreliliğin düşük olması gerekmektedir. \mathbf{X} matrisi oluşturulurken RIP özelliğinin hesaplanması oldukça karmaşıktır. [2] makalesinde de belirtildiği gibi Gauss dağılımlı rassal elemanlara sahip olarak oluşturulan \mathbf{X} ölçüm matrisi herhangi bir \mathbf{D} dönüşüm matrisi ile yüksek olasılıkla eşevresizliği sağlayabilecektir. Aynı zamanda $T \geq \lambda S \log(M/S)$ ile λ 'nın küçük bir sabit değer olduğu zaman $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi RIP özelliğini büyük olasılıkla sağlamaktadır [2].

Sonuç olarak rassal Gauss dağılımlı $\lambda S \log(M/S) \leq T \ll M$ olacak şekilde oluşturulan \mathbf{X} ölçüm matrisi ile yapılan gürültüsüz sıkıştırılmış algılamada yüksek olasılıkla \mathbf{h}^w S -seyrek vektörü yeniden oluşturulabilir.

3.1.2. Yeniden Oluşturma (Reconstruction)

Sıkıştırılmış algılama tekniğinde, Eşitlik (3.3)'te belirtildiği gibi algılanan sinyal vektörü \mathbf{y} 'den tekrar $\hat{\mathbf{h}}$ sinyal vektörünün elde edilmesi gerekmektedir. Eşitlik (3.3)'te belirtilen $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi ve \mathbf{y} algılanan sinyal vektörü bilinmektedir.

Yeniden oluşturma için bu tarz problemlerde kullanılan geleneksel yaklaşım ℓ_2 normu ile yapılacak olan

$$\hat{\mathbf{h}}^w = \arg \min_{\mathbf{h}^{w'}} \|\mathbf{h}^{w'}\|_2 \quad s. t \quad \|\mathbf{y} - \bar{\mathbf{X}}\mathbf{h}^{w'}\|_2 \leq \epsilon \quad (3.5)$$

formundaki optimizasyon problemidir. Bu formdaki bir problem için kullanılan kapalı çözüm, en küçük kareler yöntemi, sıkıştırılmış algılamanın kötü konumlanmış bir problem olması sebebi ile çözüm vermemektedir.

ℓ_0 normu ile yapılacak olan

$$\hat{\mathbf{h}}^w = \arg \min_{\mathbf{h}^{w'}} \|\mathbf{h}^{w'}\|_0 \quad s. t \quad \|\mathbf{y} - \bar{\mathbf{X}}\mathbf{h}^{w'}\|_2 \leq \epsilon \quad (3.6)$$

formundaki optimizasyon problemi her ne kadar S -seyrek bir \mathbf{h}^w vektörünü oluşturabilecek olsa da $\binom{M}{S}$ adet olası çözüm içinde arama yapılması problemi NP-zor bir problem haline getirmektedir.

ℓ_1 normu ile yapılacak olan

$$\hat{\mathbf{h}}^w = \arg \min_{\mathbf{h}^{w'}} \|\mathbf{h}^{w'}\|_1 \quad s. t \quad \|\mathbf{y} - \bar{\mathbf{X}}\mathbf{h}^{w'}\|_2 \leq \epsilon \quad (3.7)$$

formundaki optimizasyon problemi yüksek olasılıkla ℓ_0 normuna denk veya yakın S -seyrek çözümler vermektedir. Problem bu haliyle dışbükey optimizasyon problemine dönüşmektedir. Bu lineer problem taban takip (*basis pursuit*) olarak da bilinmektedir.

Pratikte işlem yükü fazla olan taban takip metodu ile yapılan sonuçlarda en iyi çözüm bulunmasına rağmen daha hızlı algoritmalar olan eşleşme takip (*matching pursuit*) algoritmaları en iyiye yakın bir çözüm olarak sıkıştırılmış algılama problemlerinde sıkça kullanılmaktadır. Tez çalışmasında kanal kestirim algoritmasının temelinde de yer alan yinelemeli (*iterative*) çalışan eşleşme takip algoritmaları aç gözlü algoritmalar (greedy

algorithm). Dik eşleşme takip algoritması (orthogonal matching pursuit) [18] ise işlemsel yükü düşük olması sebebi ile tercih edilen bir yeniden oluşturma algoritmasıdır. Dik eşleşme takip algoritması Eşitlik (3.3) göz önüne alındığında temelde şu adımlardan oluşmaktadır;

Algoritma 1: Dik Eşleşme Takip Algoritması

Girdiler: $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi, \mathbf{y} alınan vektör

Çıktılar: $\hat{\mathbf{h}}^w$ kestirilen seyrek kanal vektörü, $\hat{\Omega}$ sıfır olmayan eleman indis kümesi

- 1) **İklendirme:** Sıfır olmayan eleman indis kümesi, $\hat{\Omega}_0 = \{\phi\}$, kalıntı vektörü
 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}, \quad s = 1$
- 2) Eşik değeri şartı ($\|\mathbf{r}_s\| < \varepsilon$) veya $s \leq S$ ise
 - a) $j_s = \arg \max_j (\|\bar{\mathbf{X}}(j)\|^H \mathbf{r}_{s-1}\|_2)$ $j \in [\{1, 2, \dots, M\} \setminus \hat{\Omega}_{s-1}]$
 - b) $\hat{\Omega}_s = \hat{\Omega}_{s-1} \cup j_s$
 - c) $\boldsymbol{\gamma} = (\bar{\mathbf{X}}_{\hat{\Omega}_s})^\dagger \mathbf{y}$
 - d) $\mathbf{r}_s = \mathbf{y} - \bar{\mathbf{X}}_{\hat{\Omega}_s} \boldsymbol{\gamma}$
- 2) $s = s + 1$ ve başa dön
- 3) $\hat{\mathbf{h}}^w = \boldsymbol{\gamma}$.

Algoritma 1’de, $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi yardımıyla alınan gürültülü \mathbf{y} vektöründen $\hat{\mathbf{h}}^w$ S-seyrek vektörünün kestirimi yapılmaktadır. 1) adımında $\hat{\Omega}$ sıfır olmayan elemanlara ait indis kümesi ve \mathbf{r}_0 artık vektör değeri iklendirilmektedir. 2) adımında, \mathbf{r}_s artık vektörün değerini en çok düşürebilecek olan indis değeri aranmaktadır. Başka bir ifadeyle, $j \in [\{1, 2, \dots, M\} \setminus \hat{\Omega}_{s-1}]$ kümesinden sıfır olmayan eleman olma olasılığı en yüksek indis değeri kestirilmektedir. Kestirilen j_s indis değeri $\hat{\Omega}_s$ sıfır olmayan indis kümesine dahil edilmektedir. 2-c adımında LS işlemi sonucu $\hat{\mathbf{h}}^w$ değerine en yakın değer olan $\boldsymbol{\gamma}$ vektörü elde edilmektedir. $\boldsymbol{\gamma}$ vektörü yardımıyla \mathbf{r}_s artık vektörü bulunmaktadır. $\|\mathbf{r}_s\|$ daha önceden belirlenmiş olan ε eşik

değerinden küçük ise algoritma sonlanmaktadır. Ayrıca ϵ eşik değerinden farklı olarak s değerinin, seyreklik derecesi olan S değerine ulaşması durumunda algoritma sonlanmaktadır.

Tez kapsamında sıkıştırılmış algılama ile yapılacak olan kanal kestiriminin yeniden oluşturma algoritmasının temeli dik eşleşme takip algoritmasıdır.

3.2. Sıkıştırılmış Algılama ile Yoğun MIMO Kanal Kestirim Çalışmaları

Yoğun MIMO sistemlerin uzaysal çoğullama avantajından yararlanılması için baz istasyonunun aşağı yönlü kanal durum bilgisine ihtiyaç duyduğu, bu kanal durum bilgisinin FDD iletişimde geleneksel yöntemlerle kestirilmesi için baz istasyonunun kullanıcı terminallere çok sayıda pilot sembol göndermesi sonucunda veri paketinde veri hızı düşüşüne sebep olduğuna ve sistemin ihtiyaç duyabileceği SNR'ın fazla olabileceği 2. Bölümde altında açıklanmıştır. Yoğun MIMO FDD haberleşmesinde aşağı yönlü kanal kestirimi işleminin, pilot sembol sayısı ve SNR gibi radyo kaynaklarının daha verimli kullanılarak yapılabilmesi için kanalın açıl boyuttaki seyreklik davranışından faydalanılarak yapılan sıkıştırılmış algılamalı kanal kestirimi ile alakalı literatürde birçok metod önerilmiştir.

Sıkıştırılmış algılamanın seyrek çok yollu (multipath) kanallarda kullanımına yönelik olarak, Bajwa ve ark.'ları [28]'de, frekans seçici, frekans seçici olmayan ve çift seçicili kanallarda tek antenli ve çok antenli durumlarda sıkıştırılmış algılama ile yapılacak kanal kestiriminde yeniden oluşturma hatası ve pilot sembol sayısının ile ilgili sınır koşullarını belirlemiştir. Ayrıca pilot sembol sayısının derbant iletişimde $O(K \log M)$ ile orantılı olduğu gösterilmiştir. Rao ve ark.'ları [7]'de, FDD yoğun MIMO sistemler için Kısım 2.2'de de belirtilen kullanıcı terminallerinin ortak yansıtıcılara sahip olmasından yola çıkılarak dağıtık sıkıştırılmış algılama tekniği kullanan bir yeniden oluşturma algoritması önermiş ve bu algoritmayı farklı yeniden oluşturma algoritmaları ile kıyaslamıştır. Rao ve ark.'ları [31]'de, aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirilmesinde sıkıştırılmış algılama tekniğinde yeniden oluşturma algoritmalarına önsel bilgi verilmesinin başarıma etkisini incelenmiş ve bu önsel bilginin kanalın açıl boyuttaki zamansal ilintisi ile elde edilebileceğini belirtmiştir. Gao ve ark.'ları [32]'de, yoğun MIMO OFDM haberleşmesinde zaman-frekans boyutunda OFDM sembollerinin ortak sıfır olmayan elemanları dikkate alınarak sıkıştırılmış algılama ile OFDM sembolleri için aşağı yönlü kanal kestirim algoritması olan Structured Subspace Pursuit (SSP) algoritmasını önermiştir. Gao ve ark.'ları [33]'te yoğun MIMO OFDM sistemlerinde zamansal

korelasyon ile kanalın seyreklik durumuna uyumlu olarak pilot sembol oluşturma yöntemleri önermiş ve aynı zamanda kanal kestiriminin başarım sınırını analitik olarak göstermiştir. Xie ve ark.'ları [34]'te yoğun MIMO sistemlerdeki kanalın seyrek davranışlarını incelenmiş, tez çalışmasında da kullanılacak olan FDD'de farklı taşıyıcı frekanslar için açısal karşılıklılık ilkesine değinmiştir. Channel Covariance Matrices (CCM) , Compressed Sensing (CS) ve Spatial Basis Expansion Model (SBEM) kanal kestirim yöntemlerini karşılaştırmıştır. Ding ve ark.'ları [8]'de, FDD yoğun MIMO sistemlerde kanal durumu için açısal karşılıklılık ilkesinden bahsederek aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanalların ortak kestirilmesine yönelik bir yöntem önermiştir. Ding, bu yöntemde kanaldaki seyrekliğin artırılması için kanalın açısal boyuta dönüşümünü sağlayan Dictionary Learning metodunu önermiştir. Liu ve ark.'ları [30]'da, kapalı döngü yardımıyla pilot sembollerin azaltılması ve kullanıcı terminalinin algıladığı pilot sembollerin baz istasyonuna geri bildiriminin azaltılmasına yönelik uyarlamalı yöntemler önermiştir. Choi ve ark.'ları [35]'te, sıkıştırılmış algılamanın kablosuz haberleşmede kullanım alanları hakkında kapsamlı literatür incelemesi yapmıştır.

FDD yoğun MIMO sistemlerde kanaldaki seyreklikten faydalanılarak sıkıştırılmış algılama tabanlı kestirimler yapıldığı gibi Dai ve ark.'ları [9]'da Wen ve ark.'ları [36]'da seyrek Bayes ğrenimi (Sparse Bayesian Learning, SBL) temelli kanal kestirim yöntemleri önermişlerdir.

Tez alışmasında; Rao ve ark.'ın [7]'de önerdiği dağıtık sıkıştırılmış algılama ile yoğun MIMO kanal kestirim algoritması, Scarlett ve ark.'ın [10]'da önerdiği logit ağırlık fonksiyonunun sağladığı önsel bilgiler ile iyileştirilerek 5. Bölüm olan Radyo Kanal reteci Bölümünde tanıtılacak olan QuaDRiGa kanal modelinin ıktıları ile başarımı incelenecektir.

4. ÖNSEL BİLGİLER KULLANILARAK DAĞITIK SIKIŞTIRILMIŞ AŞAĞI YÖNLÜ KANAL DURUM BİLGİSİ KESTİRİMİ

2. ve 3. Bölümlerde, yoğun MIMO sistemlerinin avantajlarından faydalanılması için gereken aşağı yönlü kanal durum bilgisinin FDD sistemlerde kestirilmesinde pilot sembol sayısının baz istasyonundaki anten sayısı ile doğru orantılı olduğundan bahsedilmiş ve bunun sonucunda pilot sembol sayısının azaltılmasına yönelik yoğun MIMO kanal yapısı incelenmiştir. Yoğun MIMO kanalının açısız boyuttaki seyrek davranışından yola çıkılarak FDD yoğun MIMO aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirimine yönelik çalışmalar incelenmiş ve sıkıştırılmış algılamanın teorik altyapısı anlatılmıştır.

Bu bölümde; sıkıştırılmış algılamada önsel bilgilerin kullanılmasına yönelik yapılan Scarlett ve ark.'ın [10]'da önermiş olduğu logit ağırlıklandırılmış dik eşleşme takip algoritmasının, FDD yoğun MIMO aşağı yönlü kanal durum bilgisinin kestirimine yönelik olarak Rao ve ark.'ın [7]'de önerdiği dağıtık dik eşleşme takip algoritmasına uyarlanması önerilmiştir.

2. ve 3. Bölümlerde kullanılan MIMO sistem tanımı ve sıkıştırılmış algılama eşitliklerindeki gösterimlerde bir takım değişiklikler yapılarak logit ağırlıklı ortak dik eşleşme takip (LW-JOMP) algoritmasının kolay takip edilebilir olması amaçlanmıştır.

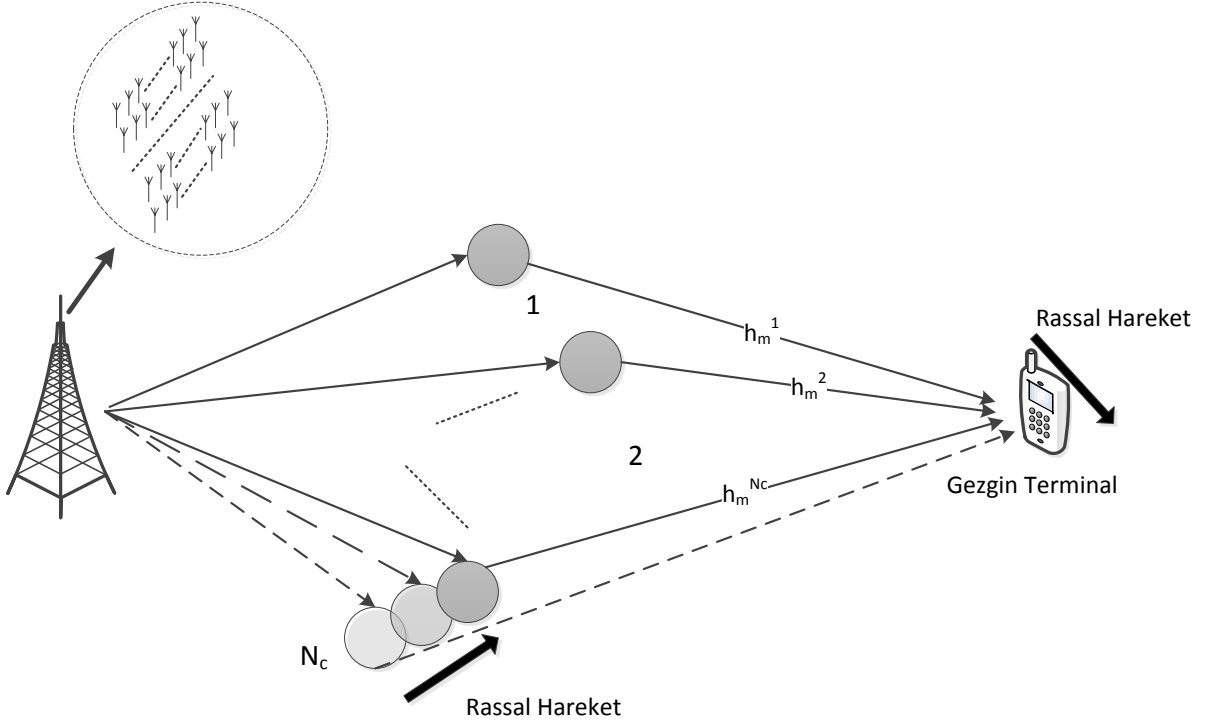
4.1. Doğrusal Anten Dizili Yoğun MIMO Sistemi

Yoğun MIMO baz istasyonu anten dizilimleri düzgün dağılımlı doğrusal dizi olarak incelenecektir. Düzgün dağılımlı doğrusal dizide açısız boyut dönüşümü yapıldığında sadece yanca açısına ait açısız bilgisi bulunmaktadır. Eşitlik (2.4)'te belirtilen \mathbf{h} kanal vektörüne ait eşitlikte tek bir kullanıcı için belirtilen kanal vektörünün her bir kullanıcı için farklı olmasından dolayı kullanıcıların indislerinin de kanal vektör notasyonuna eklenmesi gerekmektedir.

M adet antene sahip baz istasyonunun bulunduğu bir hücreli haberleşme sisteminde $i=1, \dots, N_k$ olmak üzere her biri tek antene sahip N_k adet kullanıcı terminali olduğu varsayılmaktadır. Haberleşme kanalında, $c=1, \dots, N_c$ olmak üzere her biri τ_c gecikmeye sahip N_c adet yansıtıcı olduğu varsayıldığında kanal vektörü $\check{\mathbf{h}}_i(t, \tau_c) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$;

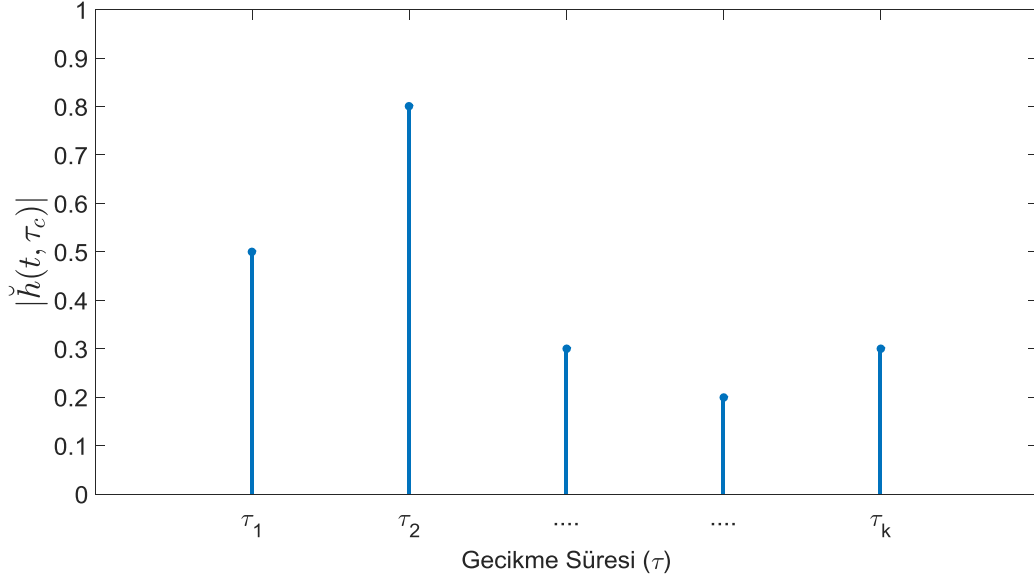
$$\check{\mathbf{h}}_i(t, \tau_c) = [h_1^c \quad h_2^c \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad h_{M-1}^c \quad h_M^c]^T \quad (4.1)$$

olarak ifade edilebilir.



Şekil 4-1 Yansıtıcı Kümelenmeler ve Kanal Katsayıları İlişkisi

Kanal vektörüne ait katsayılar, Şekil 4-1’de belirtilen baz istasyonuna ait m ’inci anten ile kullanıcı anteni arasındaki ilişki ile fiziki olarak tanımlanmıştır. Şekil 4-1’de de belirtildiği gibi gezgin terminal ve kanal modeli içerisindeki yansıtıcı kümelerin rassal hareketleri olmaktadır. Bu hareketin sonucu olan Doppler kayması, kanalın eşevrelilik süresini belirlemekle beraber alıcıya ulaşan merkez frekansta kayma meydana getirmektedir. Tez kapsamında oluşturulacak olan darbant haberleşme sisteminde, kullanılacak olan OFDM yönteminde alt taşıyıcı kanal boşluğu (subcarrier channel spacing) değeri Doppler frekansına göre daha küçük olacağı varsayımı yapılmıştır.



Şekil 4-2 Kanal Vektörü Gecikme Yayılımı

Haberleşme kanalının darbant olduğu varsayıldığında bit süresi τ_b ise Şekil 4-2’de belirtilen $\tau_k \ll \tau_b$ ’dir.

Kanalın sahip olduğu yansıtıcılardan baz istasyonu antenine ulaşan sinyallerin eşfatsız olarak toplanması ile darbant kanal modeli

$$\mathbf{h}_i(t) = \sum_{c=1}^{N_c} \check{\mathbf{h}}_i(t, \tau_c) \quad (4.2)$$

elde edilebilir.

Çalışmanın geri kalan bölümünde blok sönmülmeli kanal varsayımı ile $\mathbf{h}_i(t)$ kanal vektörü zamandan bağımsız şekilde \mathbf{h}_i olarak kullanılmıştır

$$\mathbf{h}_i = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad h_{M-1} \quad h_M]^T. \quad (4.3)$$

\mathbf{h}_i kanal vektörünün eşvrelilik süresi boyunca sabit olduğu kabul edilmiştir. FDD yöntemi ve OFDM darbant haberleşme tekniği kullanan bir çok kullanıcılu yoğun MIMO haberleşme sisteminde aşağı yönlü kanalın tanımlandığı $y_{i,j} = (\mathbf{h}_i)^T \mathbf{x}_j + n_{i,j}$ ifadesinde $j=1, \dots, T$, zaman dilimini $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ kanal matrisini, $y_{i,j} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ i 'inci kullanıcı tarafından alınan sinyali, \mathbf{x}_j

$\in \mathbb{C}^{M \times 1}$ pilot sembolü, $n_{i,j} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ sıfır ortalama ve σ^2 varyansı olan Gauss gürültüyü ifade etmektedir.

$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \cdots \ \mathbf{x}_T] \in \mathbb{C}^{M \times T}$, $\mathbf{y}_i = [y_{i,1} \ \cdots \ y_{i,T}]^T \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ ve $\mathbf{n}_i = [n_{i,1} \ \cdots \ n_{i,T}]^T \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ eşitlikleri sırasıyla sıralı pilot sembolleri, alınan sinyal ve gürültü vektörlerini temsil ettiğinde

$$(\mathbf{y}_i)^T = (\mathbf{h}_i)^T \mathbf{X} + (\mathbf{n}_i)^T$$

$$[y_{i,1} \ \cdots \ y_{i,T}] = [h_{i,1} \ \cdots \ h_{i,M}] \begin{bmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,T} \\ x_{2,1} & \cdots & x_{2,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1,1} & \cdots & x_{M-1,T} \\ x_{M,1} & \cdots & x_{M,T} \end{bmatrix} + [n_{i,1} \ \cdots \ n_{i,T}] \quad (4.4)$$

$tr(\mathbf{X}\mathbf{X}^H) = PT$ olduğu düşünüldüğünde P değeri pilot sembollerin gücünü belirtmektedir. \mathbf{n}_i elemanlarının birim varyansa, $\sigma^2 = 1$, sahip olması ile P değeri alınan sinyalin Sinyal Gürültü Oranını (SNR) belirtmektedir. Tez kapsamında $\sigma^2 = 1$ varsayılarak $SNR=P$ olarak kabul edilecektir.

Tez kapsamında yoğun MIMO kanal modelinde darbant kanal modeli kullanılacaktır. Darbant kanal modelinde kullanıcı ile baz istasyonu arasındaki anlık kanal matrisi tüm yansıtıcılardan gelen sinyallerin eşfazsız toplamı olarak Eşitlik (4.2)'de belirtilmişti. Darbant kanal vektörü tanımlamasında kanalda bulunan yansıtıcılardan gelen sinyaller eşfazsız toplandığı durumda bazı sinyallerin genliği sönmülmekte bazı sinyallerin genliği ise yükselmektedir.

4.2. Açısal Boyut

Baz istasyonu ile kullanıcılara arasında belirtilen \mathbf{h}_i kanal vektörü [34]'te belirtildiği gibi

$$\mathbf{h}_i = \int_{\theta \in A_i} \alpha_i(\theta) \mathbf{a}(\theta) d\theta$$

olacak şekilde; θ 'nın baz istasyonu anten dizisine gelen ışının geliş açısı, A_i 'nin i 'ninci kullanıcıya ait gelen sinyalin açısal yayılımını belirtmektedir. Ayrıca $\alpha_i(\theta)$, θ açısından gelen sinyalin kompleks değere sahip kazancını, $\mathbf{a}(\theta)$ ise dizi dağıtıcı vektörünü (array manifold vector) temsil etmektedir. Düzgün doğrusal dağılımlı anten dizisi düşünüldüğünde d anten aralığı ve λ dalga boyu ile;

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta}, \dots \dots e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} (M-1) \sin\theta} \right]^T$$

şeklinde tanımlanabilir.

\mathbf{h}_i kanal vektörünün otokorelasyon matrisi

$$\mathbf{R}_i = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H\} = \int_{\theta \in A_i} \mathbb{E}\{\|\alpha_i(\theta)\|^2\} \mathbf{a}(\theta) \mathbf{a}(\theta)^H d\theta$$

olarak tanımlanabilir. Kısım 2.3'te fiziksel olgu 1'de belirtilen açısal boyutta \mathbf{h}_i vektörünün S -seyrek olduğu durumda \mathbf{R}_i matrisinin de S adet sıfır olmayan özdeğere ve S adet baskın özvektöre sahip olduğu değerlendirilebilir. Böylece $S = \text{rank}\{\mathbf{R}_i\} \ll M$ ile \mathbf{R}_i kanal vektörü otokorelasyon matrisinin düşük rank değerine sahip olduğu değerlendirilebilir.

Yoğun MIMO kanalının seyrek olduğu ve Şekil 2-6'da betimlenen açısal boyutun kanal vektörü \mathbf{h}_i 'ye Eşitlik (3.1)'de belirtildiği gibi bir dönüşüm yapılması gerekmektedir. Darbant kanal matrisinin [5]'te belirtildiği gibi DFT matrisi ile çarpılması sonucunda uzaysal olan kanal matrisinin açısal çözünürlüğü elde edilmektedir.

Yatay dizilimli anten dizilerinin açısal çözünürlüğünü sağlayacak olan kare DFT matrisi baz istasyonu anten sayısının M olduğu durumda

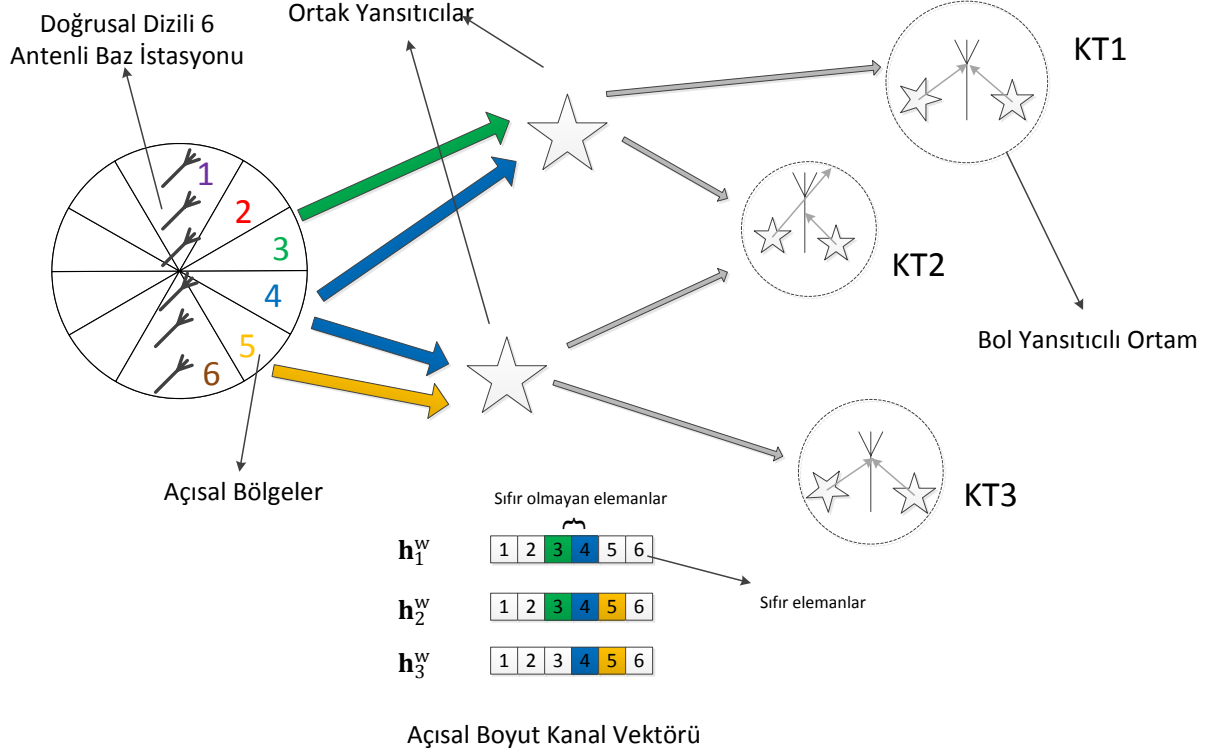
$$\mathbf{D}_{M,M} = \left[\mathbf{f}\left(-\frac{1}{2}\right), \mathbf{f}\left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{M}\right), \dots \dots \dots \mathbf{f}\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{M}\right) \right] \in \mathbb{C}^{M \times M} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{f}(x) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1, e^{-j2\pi x}, \dots \dots e^{-j2\pi x(M-1)}]^T$$

şeklinde tanımlanabilir.

Yatay doğrusal anten dizisi açısal boyutta, yanca açınsında çözünürlük yaratmaktadır.

DFT matrisi, üniter matris, yani $\mathbf{D}_{M,M} (\mathbf{D}_{M,M})^H = (\mathbf{D}_{M,M})^H \mathbf{D}_{M,M} = \mathbf{I} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ özelliği göstermektedir. DFT matrisinin üniter matris yapısında olması sıkıştırılmış algılama modeli cebirsel işlemlerinde kolaylık sağlamaktadır.



Şekil 4-3 Baz İstasyonu ve Yansıtıcıların Açısal Boyut ile İlişkisi

Yoğun MIMO kanalına ait seyreklik Eşitlik (3.1)'e benzer olarak

$$\mathbf{h}_i = \mathbf{D}_{M,M} \mathbf{h}_i^w \quad (4.6)$$

ile gösterilebilir. Kısım 2.3'te belirtilen birinci ve ikinci fiziksel olguların $\mathbf{h}_i^w \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ açısal boyut kanal vektöründeki görünümü Şekil 4-3'te gösterildiği gibidir. Kanal vektörünün açısal boyutta seyrek bir yapıda olmasından dolayı \mathbf{h}_i^w vektörünün elemanlarının, $S \ll M$ olmak üzere S sıfır olmayan elemanının bulunması, geri kalan $M - S$ adet elemanın ise sıfır olması beklenmektedir. Şekil 4-3'te görselin anlaşılır olması için yatay ekseninde altı adet anten olan bir baz istasyonu olarak betimlenmiştir.

4.3. Dağıtık Sıkıştırılmış Aşağı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirim Metodu

Aşağı yönlü kanal durum bilgisinin sıkıştırılmış algılama ile kestirimi için Eşitlik (4.4)'teki çok kullanıcılu yoğun MIMO sistem modelinin Eşitlik (3.3)'teki sıkıştırılmış algılama modeline uydurulması gerekmektedir. Eşitlik (4.4)'te pilot sembollerinin oluşturduğu \mathbf{X} matrisi, DFT dönüşüm matrisini, $\mathbf{D}_{M,M}$, Eşitlik (3.2)'deki gibi barındırması gerekmektedir

$$\mathbf{X} = (\mathbf{D}_{M,M})^* \mathbf{X}_p. \quad (4.7)$$

Sıkıştırılmış algılama tabanlı kestirimde RIP'in (Restricted Isometry Property) yüksek olasılıkla sağlanması için $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{M \times T}$ bağımsız olarak benzer şekilde dağılımlı sıfır ortalama değerli P/M varyanslı kompleks Gauss elemanlara sahip olmalıdır.

Eşitlik (4.4)'ün her iki tarafının devriği alındığında

$$\mathbf{y}_i = (\mathbf{X})^T \mathbf{h}_i + \mathbf{n}_i \quad (4.8)$$

formunu alacaktır. Eşitlik (4.7)'deki \mathbf{X} matrisinin karşılığı Eşitlik (4.8)'de yerine koyulduğunda, \mathbf{h}_i kanal vektörünün açılal boyut karşılığı, Eşitlik (4.6)'daki gibi yerine koyulduğunda ve DFT dönüşüm matrisinin üniter matris olmasının yardımıyla

$$\mathbf{y}_i = (\mathbf{X}_p)^T \mathbf{h}_i^w + \mathbf{n}_i \quad (4.9)$$

elde edilerek sıkıştırılmış algılama modeli oluşturulmuş olur.

5. Bölümde incelenecek olan Quadriga kanal üreticiden üretilen kanal vektörleri açılal boyutta seyreklik göstermektedir. Fakat aynı zamanda sıfıra yakın ihmal edilebilir düzeyde elemanlara da sahiptir.

Sıfıra yakın elemanların tespiti için \mathbf{h}_i^w vektöründeki tüm öğelerin

$$\mathbf{h}_i^w = [h_1^w \quad h_2^w \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad h_{M-1}^w \quad h_M^w]^T$$

güçlerinin toplamı $P(\mathbf{h}_i^w) = \sum_{l=1}^M |h_l^w|^2$ açılal spektrumdaki toplam enerjisini vermektedir. Açılal spektrumdaki enerjinin çoğunluğunun $P(\mathbf{h}_i^w)$ değerinin belli bir oranını gösteren κ değerinin 0.9-0.99 arasındaki değerlerde olduğu ve bu enerjinin $S \ll M$ adet elemanın toplam enerjisi ile sağlandığı düşünüldüğünde \mathbf{h}_i^w S -seyrek olarak tanımlanabilir.

Yoğun MIMO sistemleri uzaysal çoğullama (spatial multiplexing) avantajının öne çıkması için baz istasyonunun aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanallarının durumunu yeterince iyi bilmesi gerekmektedir. Yoğun MIMO yukarı yönlü kanalı ele alındığında, her bir terminalin baz istasyonuna pilot semboller göndermesiyle her bir terminalin kanal durumu rahatlıkla kestirilmektedir. Fakat aynı kolaylığın aşağı yönlü kanal durumu için geçerli olmadığından

Bölüm 2.'de bahsedilmişti. Geleneksel MIMO sistemlerinden LTE haberleşme sistemleri ele alındığında, baz istasyonunun göndermiş olduğu pilot semboller, kullanıcı terminalleri tarafından kestirilerek tekrar baz istasyonuna geri gönderilmektedir. Fakat bu aşağı yönlü kanal kestirim yöntemi, FDD yoğun MIMO için en azından yüksek hareketliliğin olduğu durumlarda iki sebepten dolayı tam olarak uygun değildir. İlk olarak aşağı yönde pilot semboller, antenler arasında karşılıklı olarak birbirlerine dik yerleştirilmelidir. Zaman-frekans kaynaklarının sınırlı olduğu düşünüldüğünde; aşağı yönde pilot sembol sayısının anten sayısı ile aynı oranda artacağı düşünüldüğünde FDD yoğun MIMO sistemlerde aşağı yönlü kanal kestirimi geleneksel MIMO sistemlere göre yüzlerce kat fazla kaynak tüketmektedir [1].

Şekil 4-3'te görselleştirilmiş olan her bir kullanıcıya ait kanal vektörünün açılal boyuttaki sıfır olmayan elemanlarına ait indisler Ω_i kümesinin temsil ettiği ve her bir kullanıcının s_i -seyrek yapıda olduğu varsayıldığında Ω_i 'nin eleman sayısı $|\Omega_i| = s_i \ll M$ olacaktır. Daha açık bir ifadeyle Ω_i kümesi, Şekil 3-1'deki \mathbf{h}^w vektörünün renkli, yani sıfır olmayan elemanlarından oluşmaktadır. Daha önceki eşitliklerde kullanılan S -seyrek ifadesi, kullanıcı terminallerinin bireysel seyrekliklerini ifade etmek için i 'inci kullanıcıya ait kanal vektörünün açılal boyuttaki seyrekliği anlamına gelen s_i -seyrek ifade edilecektir.

Kısım 2.3'te yoğun MIMO kanalı hakkında ikinci fiziksel olgu olarak bahsedilen dağıtık ortak seyreklik için hücrese haberleşme sistemi içerisindeki kullanıcılara ait kanal vektörlerinin açılal boyuttaki sıfır olmayan elemanlarının tanımlandığı Ω_i kümelerinin ortak indislere ihtiyacı vardır. Kullanıcıların ortak sıfır olmayan elemanları Ω_c ile gösterilmekte ve

$$\bigcap_{i=1}^{N_k} \Omega_i = \Omega_c \quad (4.10)$$

ile tanımlanmaktadır. Ortak sıfır olmayan indislerin sayısı $|\Omega_c| = s_c \ll M$ 'dir. Daha net bir ifadeyle Ω_i ve s_i sırasıyla i 'inci kullanıcıya ait *bireysel sıfır olmayan elemanların* indis kümesi ile i 'inci kullanıcıya ait *bireysel sıfır olmayan elemanların* sayısını, Ω_c ve s_c ise sırasıyla baz istasyonu yakını ortak yansıtıcılara sahip kullanıcıların *ortak sıfır olmayan elemanların* indis kümesi ile *ortak sıfır olmayan elemanların* sayısını belirtmektedir.

Dağıtık sıkıştırılmış algılama için [7]'de belirtilen ve geleneksel sıkıştırılmış algılama problemlerinden farklı olarak;

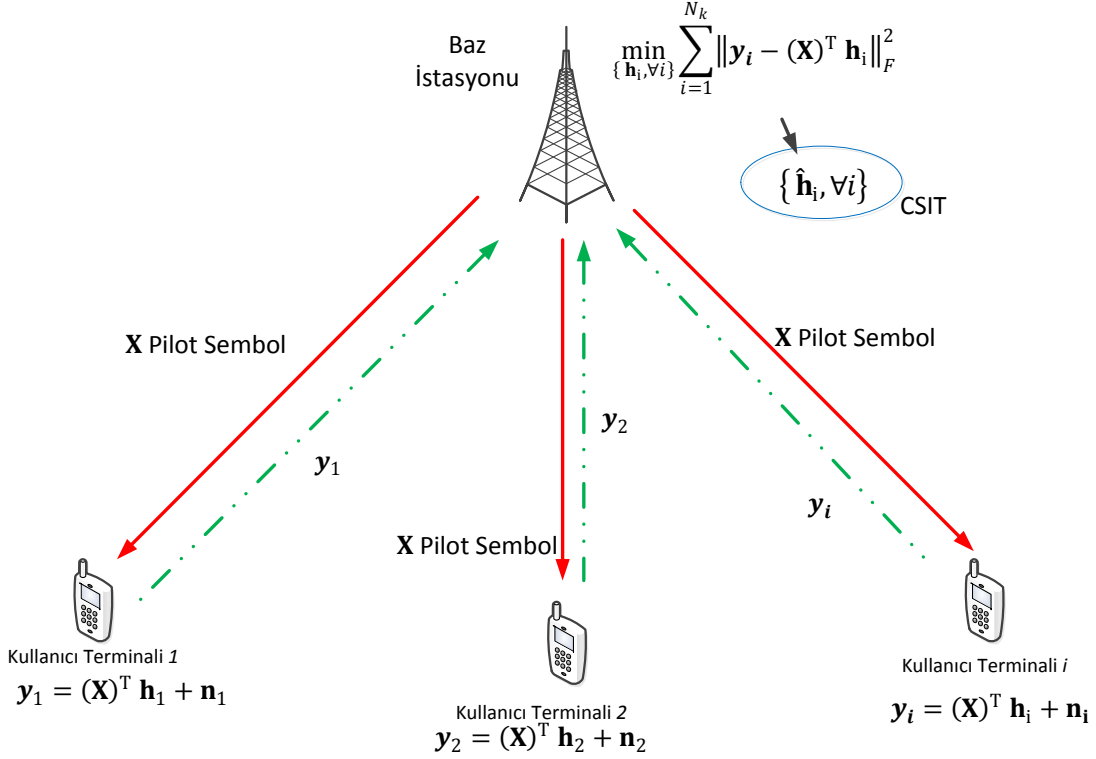
$$\min_{\{\mathbf{h}_i, \forall i\}} \sum_{i=1}^{N_k} \|\mathbf{y}_i - (\mathbf{X})^T \mathbf{h}_i\|_F^2$$

$\{\mathbf{h}_i^w: \forall i\}$ vektörlerinin ortak elemanları olduğunda

problemi ortaya atılmış ve bu problem için geliştirilen Joint-OMP (Ortak Dik Eşleşme Takip) algoritmasının aynı çalışmada diğer MP (Eşleşme Takip) algoritmalarına göre daha iyi bir başarıma sahip olduğu gösterilmiştir. Şekil 4-4'deki gibi her bir kullanıcı baz istasyonunun göndermiş olduğu \mathbf{X} pilot sembolleri olarak \mathbf{y}_i alınan vektörleri baz istasyonuna geri göndermektedir. Böylece tüm kullanıcılara ait aşağı yönlü kanal durum bilgileri baz istasyonunda JOMP algoritması ile ortak şekilde kestirilmektedir.

Tez kapsamında Joint-OMP algoritmasının başarımının artırılması için Kısım 2.3'te yoğun MIMO kanalı hakkında üçüncü fiziksel olgu olarak bahsedilen açısız karşılıklılık özelliğinden faydalanılarak Logit ağırlıklandırılmış önsel bilgi [10] kullanılacaktır. Bu kapsamda sıfır olmayan elemanların indisleri, Ω_i ve Ω_c , hakkında elde edilecek önsel bilginin olarak sıkıştırılmış algılamanın çözüm algoritmaları olan özellikle J-OMP olmak üzere MP algoritmalarına uygulanabileceği değerlendirilmiştir.

Açısız karşılıklılıkla ilgili matematiksel gösterimlerin daha anlaşılır olmasını sağlamak için hali hazırda açısız kanal vektörü için kullanılan \mathbf{h}_i^w gösterimi aşağı yönlü kanal için \mathbf{h}_i^{wD} olarak, yukarı yönlü kanal için \mathbf{h}_i^{wU} olarak güncellenecektir.



Şekil 4-4 Dağıtık Şıkıştırılmış Algılama Aşağı Yönlü Kanal Durum Bilgisi Kestirimi

Şekil 2-5’de gösterildiği gibi ve Eşitlik (2.5)’te belirtildiği gibi LS yöntemi ile basit bir şekilde elde edilebilen yukarı yönlü kanal vektörünün açısız boyuta dönüştürülmüş hali olan, $\mathbf{h}_i^{w^U}$, sahip olduğu sıfır olmayan elemanların indislerinin belirtildiği $(\Omega_i)^U$ kümesinin her bir elemanın gösterdiği elemanlar $(\mathbf{h}_i^{w^U})_{(\Omega_i)^U}$ şeklinde tanımlanabilir. Quadriga kanal modelinin kanal çıktılarının rassal olması ve aşağı yönlü-yukarı yönlü kanalların merkez frekanslarının birbirinden uzak olması ile aşağı yönlü kanala ait $(\Omega_i)^D$ indis seti ile yukarı yönlü kanala ait $(\Omega_i)^U$ indis setinin ortak indislere sahip olduğu

$$(\Omega_i)^I = (\Omega_i)^D \cap (\Omega_i)^U \quad (4.11)$$

değerlendirilebilir. $(\Omega_i)^I \neq \emptyset$ olduğu durumda, $(\mathbf{h}_i^{w^U})_{(\Omega_i)^U}$ vektörü $(\mathbf{h}_i^{w^D})_{(\Omega_i)^D}$ vektörü hakkında bilgi verebilir.

Sıkıştırılmış algılama ile yapılacak olan aşağı yönlü kanal kestiriminde, $(\mathbf{h}_i^{w^U})_{(\Omega_i)^U}$ yukarı yönlü kanala ait açısız boyuttaki verilerin en iyi şekilde eşleşme takip algoritmalarına girdi

olarak sağlanması gerekmektedir. Scarlett'in ve ark.'ın [10]'da, OMP algoritması için önsel bilgi oluşturabilecek bir fonksiyon olarak önerdiği logit ağırlık fonksiyonunun;

$$v(p) = \frac{g}{2} \left(2S - 1 + 2 \left(\frac{\sigma}{g} \right)^2 \right) \log \frac{p}{1-p} \quad (4.12)$$

aşağı yönlü kanal kestiriminde kullanılacak olan eşleşme takip algoritmalarına girdi olarak alınabileceği değerlendirilmektedir.

Eşitlik (4.12)'de belirtilen logit ağırlık fonksiyonu;

$$\mathbf{q} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \boldsymbol{\varphi} \quad (4.13)$$

elemanlarının sıfır ortalama ile birim varyansa sahip $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{T \times M}$ ölçüm matrisi, sıfır olmayan elemanlarının sabit g değerinde olduğu $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ S -seyrek veri vektörü ve elemanları sıfır ortalama ile σ^2 varyansına sahip $\boldsymbol{\varphi} \in \mathbb{R}^{T \times 1}$ gürültü vektörünün oluşturduğu sıkıştırılmış algılama modelinde OMP algoritması için en iyi şekilde öne sürülmüştür. M değerinin yeterince büyük olduğu düşünüldüğü durumda \mathbf{A} matrisinin sütunlarını belirten \mathbf{a}_j vektörü

$$\mathbf{a}_j^T \mathbf{a}_j \approx M$$

eşitliğini sağlamaktadır. Eşitlik (4.12)'de belirtilen toplamalı logit ağırlık fonksiyonu Eşitlik (4.13)'te verilen modeldeki normalizasyona göre tasarlanmıştır. Bu fonksiyonun ayrıntılı türetimi [10]'da bulunabilir.

$(\mathbf{h}_i^{w^U})_{(\Omega_i)^U}$ 'nin elemanlarının eşit büyüklükte olmadığı düşünüldüğünde Eşitlik (4.12)'de g değeri yerine

$$\bar{g} = \frac{\sum_{\mu=1}^{|\Omega_i|^U} \|(\mathbf{h}_i^{w^U})_{(\Omega_i)^U}(\mu)\|}{|\Omega_i|^U} \quad (4.14)$$

değeri kullanılabilir.

Eşitlik (4.12)'de kullanılan p değişkeni; eşitlikteki logit fonksiyonunu, $\log \frac{p}{1-p}$, belirlemektedir. Logit fonksiyonu, eşleşme takip algoritmasında sıfır olmayan eleman kestirimi safhasındaki her bir indisin sıfır olmayan eleman olma olasılığını belirlemektedir.

$p \rightarrow 0$ durumunda eşleşme takip algoritması içerisinde ilgili indis için penaltı durumu oluşurken, $p \rightarrow 1$ durumunda ilgili indis avantaj kazanmış olacaktır.

p değişkeninin $\mathbf{h}_i^{w^U}$ vektörünün her bir elemanın büyüklüğü ile orantılı olduğu düşünüldüğünde Eşitlik (4.12)'de p değişkeni yerine, açısal boyut kanal vektöründeki μ 'inci indiste sıfır olmama olasılığını belirten p_μ değişkeni $\mu=1,2,\dots,M$ olacak şekilde getirilebilir. p_μ değişkenlerinin tümü $\sum_{\mu=1}^M p(\mu) = 1$ şartını sağlayan $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ vektörünü oluşturabilir. N_k adet kullanıcının her birine ait olan sıfır olmayan indis olasılıksal dağılımını içeren vektör $\mathbf{p}_i \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ $i=1,\dots,N_k$ olacak şekilde tanımlanabilir.

p_μ değerlerinin bulunabilmesi için yukarı yönlü kanalın açısal boyuttaki sıfır olmayan elemanları, normalize edilerek \mathbf{p}_i vektörünün tüm elemanlarının toplamı 1'e eşitlenebilir.

Tez çalışmasında yukarı yönlü kanala ait kanal durum bilgisinin mükemmel kestirildiği varsayımı yapılmıştır. $\mathbf{h}_i^{w^U}$ vektörüne ait büyüklüklerin normalize edilmiş hali,

$$\mathbf{p}_i(\mu) = \frac{\|\mathbf{h}_i^{w^U}(\mu)\|}{\sum_{m=1}^M \|\mathbf{h}_i^{w^U}(m)\|} \quad (4.15)$$

$$\mu = 1, 2, \dots, M$$

ile tanımlanarak logit fonksiyonu için gerekli olan i 'ninci kullanıcıya ait $p_i(\mu)$ ve \mathbf{p}_i elde edilebilir.

Böylelikle Algoritma 1'e Eşitlik (4.12) eklenerek Algoritma 2 elde edilmektedir. Algoritma 2, i 'inci kullanıcıya ait aşağı yönlü kanal kestirimi için kullanılabilir. Algoritmada [10]'da yapıldığı gibi her bir sıfır olmayan eleman bulma döngüsünde logit ağırlık fonksiyonunun ağırlığını düşürmek için $S \leftarrow S - (k - 1)$ dönüşümü yapılmıştır. Algoritma 2'de belirtilen s_i parametresi yukarı yönlü kanalın açısal boyutundaki seyreklik ile benzer olabileceği değerlendirildiğinde, s_i parametresi yukarı yönlü kanalın açısal boyutundaki seyrekliğe eşit olarak $s_i = |(\Omega_i)^U|$ alınabileceği gibi, $s_i \sim \mathcal{U}(|(\Omega_i)^U| - 2, |(\Omega_i)^U| + 2)$ ayrık birörnek dağılım fonksiyonundan rassal olarak da seçilebilir.

Kısım 2.3'te bahsedilen üç fiziksel olgudan birinci fiziksel olgu için Algoritma 1 önerilirken, birinci ve üçüncü olgunun beraber kullanımı için [10]'da Algoritma 2 önerilmiştir.

Sıkıştırılmış algılama ile aşağı yönlü kanal kestiriminde her üç fiziksel olgunun da etkisinin ele alındığı [7] ve [10]'nun birbirine entegre edildiği Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip Algoritması (LW-JOMP) olan Algoritma 3 önerilmiştir. Algoritma 3'teki logit ağırlık fonksiyonu ve ölçüm modelinin uyumlandırılması için notasyonda bazı düzenlemeler yapılmıştır.

Algoritma 2: Logit Ağırlıklandırılmış Dik Eşleşme Takip Algoritması [10]

Girdiler: $\mathbf{X}_p, \mathbf{y}_i, \mathbf{p}_i, s_i, \bar{g}$

Çıktılar: $\hat{\mathbf{h}}_i^{wD}$ ve $\hat{\Omega}_k$

İklendirme: Sıfır olmayan eleman indis kümesi, $\hat{\Omega}_i = \{\phi\}$, kalıntı vektörü

- 1) $\mathbf{r}_i = \mathbf{y}_i$,
 $\mathbf{X} = (\mathbf{X}_p)^T$, $k = 1, i=1, \dots, N_k$
- 2) Eşik değeri şartı ($\|\mathbf{r}_i\| < \varepsilon$) veya $k \leq s_i$ ise, $\forall i$
 - a) $c_i = \frac{\bar{g}}{2} \left(2(s_i + 1 - k) - 1 + 2 \left(\frac{\sigma}{2} \right)^2 \right)$
 - b) $j_i = \arg \max_j \left(\left\| (\mathbf{X}(j))^H \mathbf{r}_i \right\|_2 + c_i \log \frac{p_i(j)}{1-p_i(j)} \right)$ $j \in [\{1, 2, \dots, M\} \setminus \hat{\Omega}_i]$
 - c) $\hat{\Omega}_i = \hat{\Omega}_i \cup j_i$
 - d) $\boldsymbol{\gamma} = (\mathbf{X}_{\hat{\Omega}_i})^\dagger \mathbf{y}_i$
 - e) $\mathbf{r}_i = \mathbf{y}_i - \mathbf{X}_{\hat{\Omega}_i} \boldsymbol{\gamma}$
- 3) $k = k + 1$ ve başa dön
- 4) $\hat{\mathbf{h}}_i^{wD} = \boldsymbol{\gamma}$

Algoritma 2'de, \mathbf{X}_p ölçüm matrisi yardımıyla alınan gürültülü \mathbf{y}_i vektöründen $\hat{\mathbf{h}}_i^{wD}$ S-seyrek vektörünün kestirimi yapılmaktadır. (1) adımında $\hat{\Omega}_i$ bireysel sıfır olmayan elemanlara ait

indis kümesi ve \mathbf{r}_i artık vektör değeri ilklendirilmektedir. (2-a) adımında, yukarı yönlü kanalın açısal boyut katsayılarından elde edilen \bar{g} değeri ve $\sigma^2 = 1$ gürültü varyansı yardımıyla c_i ağırlık değeri elde edilmektedir. (2-b) adımında \mathbf{p}_i olasılıksal dağılımı ile logit ağırlık fonksiyonu oluşturulmaktadır. Daha sonra $c_i \log \frac{p_i(j)}{1-p_i(j)}$ etkisiyle \mathbf{r}_i artık vektörün değerini en çok düşürebilecek olan indis değeri aranmaktadır. Başka bir ifadeyle, $j \in [\{1,2, \dots, M\} \setminus \hat{\Omega}_i]$ kümesinden sıfır olmayan eleman olma olasılığı en yüksek indis değeri kestirilmektedir. (2-c) adımında kestirilen j_i indis değeri $\hat{\Omega}_i$ sıfır olmayan indis kümesine dahil edilmektedir. (2-d) adımında LS işlemi sonucu $\hat{\mathbf{h}}_i^{wD}$ değerine en yakın değer olan $\boldsymbol{\gamma}$ vektörü elde edilmektedir. (2-e) $\boldsymbol{\gamma}$ vektörü yardımıyla \mathbf{r}_i artık vektörü bulunmaktadır. $\|\mathbf{r}_i\|$ daha önceden belirlenmiş olan ε eşik değerinden küçük ise algoritma sonlanmaktadır. Ayrıca ε eşik değerinden farklı olarak k değerinin, seyreklik derecesi olan s_i değerine ulaşması durumunda algoritma sonlanmaktadır. Eşitlik (4.12), Rao ve ark.'ın [7]'de önerdiği JOMP algoritmasındaki normalizasyon işlemlerine uyarlanarak JOMP algoritmasına önsel bilgi oluşturacak fonksiyon elde edilecektir.

Eşitlik (4.8) logit ağırlık ile uyumlu olması için [7]'de yapıldığı gibi;

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \sqrt{\frac{M}{PT}} \mathbf{y}_i \quad (4.16)$$

$$\bar{\mathbf{h}}_i = \mathbf{h}_i^w \quad (4.17)$$

$$\bar{\mathbf{X}} = \sqrt{\frac{M}{PT}} \mathbf{X}^T \mathbf{D}_{M,M} \quad (4.18)$$

$$\bar{\mathbf{n}}_i = \sqrt{\frac{M}{PT}} \mathbf{n}_i \quad (4.19)$$

dönüşümleri yapılarak

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \bar{\mathbf{X}} \bar{\mathbf{h}}_i + \bar{\mathbf{n}}_i \quad (4.20)$$

$\text{tr}(\bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{X}}) = M$ ve $\bar{\mathbf{h}}_i$ seyrek matris olacak şekilde sıkıştırılmış algılama modeline dönüştürülebilir.

Eşitlik (4.12)'nin Eşitlik (4.20)'deki normalizasyona göre tasarlanması için $\bar{\mathbf{h}}_i$ 'nin sıfır olmayan elemanlarının \tilde{g} büyüklüğüne eşit olduğu düşünüldüğünde (4.12) eşitliğine

$$g \leftarrow \tilde{g} \sqrt{\frac{1}{T}} \quad (4.21)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{M}{PT}} \quad (4.22)$$

dönüşümleri yapıldığında

$$v(p) = \frac{\tilde{g}}{2} \sqrt{\frac{1}{T}} \left(2S - 1 + 2 \frac{M}{P} \left(\frac{1}{\tilde{g}} \right)^2 \right) \log \frac{p}{1-p} \quad (4.23)$$

logit ağırlık fonksiyonu elde edilmiş olur.

Algoritma 2'de de yapıldığı gibi her bir sıfır olmayan eleman bulma döngüsünde logit ağırlık fonksiyonunun ağırlığını düşürmek için $S \leftarrow S - (k - 1)$ değişimi yapılarak JOMP algoritmasına girdi sağlayacak olan nihai

$$v(p) = \frac{\tilde{g}}{2} \sqrt{\frac{1}{T}} \left(2(S + 1 - k) - 1 + 2 \frac{M}{P} \left(\frac{1}{\tilde{g}} \right)^2 \right) \log \frac{p}{1-p} \quad (4.24)$$

logit ağırlık fonksiyonu elde edilmiş olur. Algoritma 3, aşağı yönlü kanal vektörünün açılal boyutundaki ortak sıfır olmayan elemanların kestirimi, $\hat{\Omega}_c$, ve bireysel sıfır olmayan elemanların kestirimi, $\hat{\Omega}_i$, olarak iki ana başlıkta incelendiğinde; ortak sıfır olmayan elemanların kestiriminde kullanılacak olan logit ağırlık fonksiyonuna ait \mathbf{p}_c olasılık dağılımı;

$$\mathbf{p}_{temp} = \sum_{i=1}^{N_k} \mathbf{p}_i \quad (4.25)$$

$$(\mathbf{p}_{temp})_{[M] \setminus (\Omega_c)^U} = 0 \quad (4.26)$$

$$\mathbf{p}_c = \frac{\mathbf{p}_{temp}}{\sum_{\mu=1}^M \mathbf{p}_{temp}(\mu)} \quad (4.27)$$

işlemleri yapılarak elde edilebilir.

Algoritma 3'te belirtilen s_c parametresi yukarı yönlü kanalın açısız boyutundaki seyreklik ile benzer olabileceği değerlendirildiğinde s_c parametresi yukarı yönlü kanalın açısız boyutundaki seyrekliğe eşit olarak $s_c = |(\Omega_c)^U|$ alınabileceği gibi $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^U| - 2, |(\Omega_c)^U| + 2)$ ayrık birörnek dağılım fonksiyonundan rassal olarak seçilebilir. Bu durum Algoritma 2'de belirtildiği gibi s_i bireysel seyreklik sayıları için de uygulanabilir. Algoritma 3 girdilerinden olan τ_1 ve τ_2 değerleri eşik seviyeleridir. τ_1 , kestirilmiş ortak sıfır olmayan elemanlardan belli bir eşik seviyesinin altında kalanları eleyen bir değerdir. τ_2 değeri, bireysel sıfır olmayan elemanların belirlenmesinde kalıntı vektörünün eşik seviyesini kontrol etmektedir.

Algoritma 3: Logit Ağırlıklandırılmış Ortak Dik Eşleşme Takip Algoritması (LW-JOMP)

Girdiler: $\{\bar{\mathbf{y}}_i : \forall i\}$, $\bar{\mathbf{X}}, \mathbb{S} = \{s_c, \{s_i : \forall i\}\}$, τ_1, τ_2 ($\tau_1 < 1, \tau_2 > 1$), $\{\mathbf{p}_i : \forall i\}$, $\mathbf{p}_c, \tilde{\mathbf{g}}$

Çıktılar: $\{\hat{\mathbf{h}}_i^D : \forall i\}$

- 1) $\mathbf{r}_i = \bar{\mathbf{y}}_i, \forall i, \hat{\Omega}_c = \emptyset, i=1, \dots, N_k, k=0, m=0$ *İlklendirme*
- 2) *Ortak sıfır olmayan eleman indis belirleme*

$k \leq s_c$ ise

a) $\ell_{c,k,i} = \frac{\bar{g}}{2} \sqrt{\frac{1}{T}} \left(2(s_i + 1 - k) - 1 + 2 \frac{M}{P} \left(\frac{1}{\bar{g}} \right)^2 \right), \forall i.$ *Ağırlık fonksiyonu hesaplama*

b) $\Omega'_{i,j} = \emptyset, \forall i.$

c) $(s_i - |\widehat{\Omega}_c|), \forall i.$ kere tekrar et

c-1) $w_i = \underset{j}{\operatorname{argmax}} \left(\|(\bar{\mathbf{X}}(j))^H \mathbf{r}_i\| + \ell_{c,k,i} \log \frac{p_c(j)}{1-p_c(j)} \right), \forall i. j \in [\{1,2, \dots, M\} \setminus \Omega'_{i,j}]$

c-2) $\Omega'_{i,j} = \Omega'_{i,j} \cup \{w_i\}, \forall i.$

d) $\Omega'_{i,j} \rightarrow \Omega'_i = \{z : z \in \Omega'_{i,j}, \|(\bar{\mathbf{X}}(z))^H \mathbf{r}_i\|^2 \geq \tau_1\}, \forall i.$ *İndis budama*

e) $\widehat{\Omega}_c = \widehat{\Omega}_c \cup \left\{ \underset{j}{\operatorname{argmax}} \sum_{i=1}^{N_k} I_{\{j \in \Omega'_i\}} \right\}, \forall i.$ *Ortak indis belirleme*

f) $\mathbf{r}_i = \left(\mathbf{I} - ((\bar{\mathbf{X}})_{\widehat{\Omega}_c})((\bar{\mathbf{X}})_{\widehat{\Omega}_c})^\dagger \right) \bar{\mathbf{y}}_i, \forall i.$ *Kalıntı güncelleme*

g) $k = k + 1$

3) $\widehat{\Omega}_i = \widehat{\Omega}_c, \forall i.$ *Bireysel sıfır olmayan eleman kümesi güncelleme*

4) $(\mathbf{p}_i)_{\widehat{\Omega}_c} = 0, \forall i.$ *Bireysel sıfır olmayan eleman olasılıksal dağılım güncelleme*

Bireysel sıfır olmayan eleman indis belirleme

5) $\|\mathbf{r}_i\|^2 \leq (\tau_2 M)/P$ şartı sağlanana kadar veya $m \leq (s_i - s_c)$ ise

- a) $\ell_{i,m} = \frac{\tilde{g}}{2} \sqrt{\frac{1}{T}} \left(2(s_i - s_c + 1 - m) - 1 + 2 \frac{M}{P} \left(\frac{1}{\tilde{g}} \right)^2 \right)$, $\forall i$. *Ağırlık fonksiyonu hesaplama*
- b) $j_{max} = \left\{ \operatorname{argmax}_j \|(\bar{\mathbf{X}}(j))^H \mathbf{r}_i\| + \ell_{i,m} \log \frac{\mathbf{p}_i(j)}{1 - \mathbf{p}_i(j)} \right\}$, $\forall i$. $j \in [\{1, 2, \dots, M\} \setminus \hat{\Omega}_i]$
- c) $\hat{\Omega}_i = \hat{\Omega}_i \cup j_{max}$ ve $\mathbf{p}_i(j_{max}) = 0 \forall i$. *İndis güncelleme ve sonsuz penaltı*
- d) $\mathbf{r}_i = \left(\mathbf{I} - ((\bar{\mathbf{X}})_{\hat{\Omega}_i})((\bar{\mathbf{X}})_{\hat{\Omega}_i})^\dagger \right) \bar{\mathbf{y}}_i$, $\forall i$. *Kalıntı güncelleme*
- e) $m = m + 1$
- 6) $(\hat{\mathbf{h}}_i)^{\hat{\Omega}_i} = ((\bar{\mathbf{X}})_{\hat{\Omega}_i})^\dagger \bar{\mathbf{y}}_i$, $\forall i$. *En küçük kareler kestirim*
- 7) $(\hat{\mathbf{h}}_i)^{[M] \setminus \hat{\Omega}_i} = \mathbf{0}$, $\forall i$.
- 8) $\hat{\mathbf{h}}_i^{w^D} = \hat{\mathbf{h}}_i$, $\forall i$.
- 9) $\hat{\mathbf{h}}_i^D = \mathbf{D}_{M,M} \hat{\mathbf{h}}_i^{w^D}$, $\forall i$.

Algoritma 3'te, $\bar{\mathbf{X}}$ ölçüm matrisi yardımıyla alınan gürültülü \mathbf{y}_i vektöründen $\hat{\mathbf{h}}_i^{w^D}$ S -seyrek vektörünün kestirimi yapılmaktadır. (1) adımında $\hat{\Omega}_c$ bireysel sıfır olmayan elemanlara ait indis kümesi ve \mathbf{r}_i artık vektör değeri ilklendirilmektedir. (2-a) adımında, yukarı yönlü kanalın açılal boyut katsayılarından elde edilen \tilde{g} değeri yardımıyla $\ell_{c,k,i}$ ağırlık değeri elde edilmektedir. (2-c-1) adımında \mathbf{p}_c olasılıksal dağılımı ile logit ağırlık fonksiyonu oluşturulmaktadır. Daha sonra $\ell_{c,k,i} \log \frac{\mathbf{p}_c(j)}{1 - \mathbf{p}_c(j)}$ etkisiyle \mathbf{r}_i artık vektörün değerini en çok düşürebilecek olan indis değeri aranmaktadır. Başka bir ifadeyle, $j \in [\{1, 2, \dots, M\} \setminus \Omega'_{i,j}]$ kümesinden sıfır olmayan eleman olma olasılığı en yüksek indis değeri kestirilmektedir. (2-c-

2) adımında kestirilen w_i indis değeri $\Omega'_{i,j}$ sıfır olmayan indis kümesine dahil edilmektedir. (2-d) adımında $\Omega'_{i,j}$ indis kümesinin alt kümesi Ω'_i indis kümesi τ_1 eşik değerinden geçirilerek yüksek olasılıklı sıfır olmayan elemanlar kümesi bulunmaktadır. (2-e) adımında N_k adet kullanıcıya ait Ω'_i indis kümeleri içerisindeki en çok ortak olan indis seçilmektedir. (2-f) adımında kestirilen ortak sıfır olmayan eleman kümesi, $\widehat{\Omega}_c$, yardımıyla kalıntı vektörleri, \mathbf{r}_i , güncellenmektedir. k değerinin, s_c değerine ulaşması durumunda algoritma sonlanmaktadır. (3) adımında kestirilen $\widehat{\Omega}_c$ kümesi her bir $\widehat{\Omega}_i$ kümesine aktarılmaktadır. (4) adımında, ağırlık fonksiyonunun hali hazırda kestirilen $\widehat{\Omega}_c$ indisleri için önsel bilgi vermesine gerek kalmadığı için \mathbf{p}_i 'ye ait $\widehat{\Omega}_c$ indisleri sıfırlanarak sonsuz penaltı durumu oluşturulmaktadır. (5) adımında bireysel sıfır olmayan eleman kestirim işlemi yapılmaktadır. (5-a) adımında, yukarı yönlü kanalın açılmal boyut katsayılarından elde edilen \tilde{g} değeri yardımıyla $\ell_{i,m}$ ağırlık değeri elde edilmektedir. (5-b) adımında \mathbf{p}_i olasılıksal dağılımı ile logit ağırlık fonksiyonu oluşturulmaktadır. Daha sonra $\ell_{i,m} \log \frac{\mathbf{p}_i(j)}{1-\mathbf{p}_i(j)}$ etkisiyle \mathbf{r}_i artık vektörün değerini en çok düşürebilecek olan indis değeri aranmaktadır. Başka bir ifadeyle, $j \in [\{1,2, \dots, M\} \setminus \widehat{\Omega}_i]$ kümesinden sıfır olmayan eleman olma olasılığı en yüksek indis değeri kestirilmektedir. (5-c) adımında kestirilen j_{max} indis değeri $\widehat{\Omega}_i$ kümesine dahil edilmektedir. Daha sonra algoritmanın halihazırda kestirilen j_{max} indisi için önsel bilgi oluşturmasını engellemek için $\mathbf{p}_i(j_{max})$ değeri sıfırlanarak sonsuz penaltı durumu oluşturulur. (5-d) adımında kestirilen bireysel sıfır olmayan eleman kümesi, $\widehat{\Omega}_i$, yardımıyla kalıntı vektörleri, \mathbf{r}_i , güncellenmektedir. $\|\mathbf{r}_i\|^2$ daha önceden belirlenmiş olan $(\tau_2 M)/P$ eşik değerinden küçük ise algoritma sonlanmaktadır. Ayrıca $(\tau_2 M)/P$ eşik değerinden farklı olarak m değerinin, $(s_i - s_c)$ değerine ulaşması durumunda algoritma sonlanmaktadır. (6) adımında kestirilen $\widehat{\Omega}_i$ yardımıyla açılmal boyutta LS işlemi yapılmaktadır. (7) adımında sıfır elemanları açılmal boyutta kanal vektörlerine eklenmektedir. (9) adımında açılmal boyuttaki kanal vektörü DFT dönüşümü ile kanal vektörüne dönüştürülmektedir.

5. RADYO KANAL ÜRETECİ

3. ve 4. başlıklarında teorik olarak açıklanan kanal kestirim işlemlerinin analizleri ve farklı senaryolarda kıyaslanmalarının yapılabilmesini sağlayacak olan bilgisayar benzetimleri için her bir kullanıcı terminaline ait \mathbf{h}_i kanal vektörünün oluşturulması gerekmektedir. Kanal vektörünün gerçek kanal davranışlarına yakın olarak oluşturulması için uygun bir kanal modeli seçilmesi gerekmektedir. Kanal modelinin seçimi için öncelikle kanal modelleri ile ilgili literatür araştırılması yapılmış ve kanal modelinin seçiminde tez çalışmasının temel

- *(Gereksinim-1)*

(4.10) ifadesinde belirtilen \mathbf{h}_i^w açılal boyut gösteriminde ortak indise sahip sıfır olmayan elemanları (Ω_c) belirleyen kullanıcılar arasındaki ortak yansıtıcıların oluşturulabilmesi

- *(Gereksinim-2)*

(4.11) ifadesinde belirtilen kanal kestiriminde önsel bilgi olarak kullanılacak olan aşağı yönlü $\mathbf{h}_i^{w^D}$ ile yukarı yönlü $\mathbf{h}_i^{w^U}$ kanallara ait açılal boyut vektörlerinin ortak sıfır olmayan elemanların, $(\Omega_i)^I$, gerçekçi olması için FDD tipi haberleşmede her iki yönlü kanalın taşıyıcı frekanslarının belirli bir anda oluşturdukları kanalda benzer veya korelasyonlu yansıtıcılara sahip olması

iki önemli gereksinimini karşılaması beklenmiştir.

5.1. Kanal Modelleri

Kanal vektörlerinin bilgisayar ortamında üretilmesi için kanal modellerine ihtiyaç duyulmaktadır. [6]'da belirtildiği gibi literatürde popüler olarak 3 farklı kanal modeli mevcuttur. Bunlar Korelasyon temelli stokastik model (CBSM), parametrik stokastik model (PSM) ve geometri temelli stokastik modeldir (GSCM). Aynı çalışmada GSCM modelinin diğer modellere göre doğruluğunun daha yüksek olduğu ve gerçekçi kanal parametrelerine sahip olması ile yoğun MIMO kanal modellemesinde kullanılmaya daha elverişli olduğu belirtilmiştir. GSCM kanal modeli kanal ölçümlerine ait istatistiksel dağılımları temel alan bir modeldir.

Literatürde de yoğun çalışmalar yapılan GSCM modeli WINNER tipi ve COST 2100 tipi olarak iki farklı gruba ayrılabilir. [19]'da da belirtildiği gibi COST 2100 modeli ortamdaki yansıtıcı kümelenmeleri baz alan bir model olduğu için yayılma (propagation) ölçümlerinden kanal parametrelerinin çıkarılması kolay değildir.

Kanal ölçümleri sonucunda rahatlıkla parametrelerin uyarlanabildiği WINNER modeli ilk olarak 2 boyutlu kanal modellemesi için çıkmış olsa da zamanla 3 boyutlu çeşitli kanal modeli uzantıları olan WINNER+[20], 3GPP-3D[21] ve QuaDRiGa[22] kanal modelleri geliştirilmiştir.

Fraunhofer Heinrich Hertz enstitüsü tarafında geliştirilen QuaDRiGa kanal üreticinin nesne yönelimli Matlab dili ile yazılmış programının GNU kısıtlı genel kamu lisansı altında açık kaynak kütüphaneye olarak sunulmuş olması ile bu programın detaylı açıklamalarının bulunduğu bir dokümantasyona [23] sahip olmasının yanı sıra 2.0.0 versiyonu ile daha önce belirtilen (*Gereksinim-1*) ve (*Gereksinim-2*)'yi karşılaması tez çalışmasındaki benzetimlerde kullanılmasına olanak sağlamıştır.

5.2. QuaDRiGa (QUasi Deterministic RadIo channel GenerAtor) Kanal Modeli

QuaDRiGa Kanal üretici Wireless World Initiative for New Radio (WINNER) [20] kanal modelinin WINNER II modelinden geliştirilmiş olup “istatiksel ışın izleme takip modeli” olarak tanımlanmaktadır. QuaDRiGa aynı zamanda 3GPP-3D'nin [21] referans uygulaması olarak da kabul edilebilir. Kanal modeli, 450 MHz-100GHz arası frekansları ve yoğun MIMO anten dizilimini desteklemektedir.

QuaDRiGa kanalı oluştururken verilen parametrelere göre yansıtıcı kümeleri hücre içinde rassal şekilde dağıtmaktadır. Söz konusu yansıtıcı kümelerin konumlarında belirleyici en önemli faktörler açısal yayılım (angular spread) ve gecikme yayılımıdır (delay spread). Bu yansıtıcı kümelerinin baz istasyonu ve kullanıcı terminali arasında oluşturduğu kanal vektörü Eşitlik (4.1)'de belirtilen $\mathbf{h}_i(t, \tau_c)$ ifadesidir. τ_c terimi, ortamdaki yansıtıcı sayısı N_c iken c 'inci yansıtıcının yarattığı gecikmeyi temsil etmektedir.

Tez kapsamında farklı senaryolarda incelenecek olan Düzgün Dağılımlı Doğrusal Dizi anten yapısına ait kanal QuaDRiGa ile oluşturulabilmektedir.

QuaDRiGa 3GPP-3D'ye [21] dayanarak

- Uzaysal tutarlılık (Spatial Consistency) ilkesi (*Gereksinim-1*)’i
- Çoklu frekans benzetimi (Multi-frequency simulations) (*Gereksinim-2*)’yi

karşılacaktır.

Uzaysal tutarlılık özelliği; birbirine yakın olan iki kullanıcı terminalinin büyük ölçekli parametreler (LSP) olan gölge sönümlenmesi (shadow fading), gecikme yayılımı ve açılal yayılımları birbirine benzer değerlerde olmasını sağlamaktadır. Böylelikle (*Gereksinim-1*)’de belirtilen ortak yansıtıcıların kullanıcı terminallerinin kanal vektörlerine etkisi farklı senaryolar için oluşturulabilmekte ve JOMP algoritmasının başarımı değerlendirilebilmektedir.

Çoklu frekans benzetimi özelliği ile QuaDRiGa aynı anda birden fazla taşıyıcı frekans ile aynı anda benzetim yapabilmektedir. FDD haberleşmesine ait aşağı ve yukarı olmak üzere iki yönlü kanal vektörleri $\check{\mathbf{h}}_i^U(t, \tau_c)$ ve $\check{\mathbf{h}}_i^D(t, \tau_c)$ bu özellik ile aynı anda benzer LSP parametrelerine sahip olacak şekilde üretilebilmektedir. Benzer LSP parametrelerine sahip olan iki farklı frekanstaki aşağı ve yukarı yönlü kanal vektörlerinden yukarı yönlü açılal boyuttaki kanal vektörü, \mathbf{h}_i^{wU} ’a ait $(\Omega_i)^U$ sıfır olmayan elemanlar, aşağı yönlü kanal vektörünün açılal boyuttaki sıfır olmayan elemanları $(\Omega_i)^D$ için önsel bilgi oluşturacak ve böylece logit ağırlıklı JOMP algoritmasının başarımı değerlendirilebilecektir.

Tez çalışmasında Bölüm 6’da farklı senaryolarda oluşturulacak, hücre içerisindeki birçok kullanıcı için aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanal vektörleri ile sıkıştırılmış algılama tabanlı kanal kestirimleri ve önerilen logit-ağırlıklı JOMP algoritmasının benzetimleri yapılacaktır. Bu benzetimlerde kanal vektörleri rassal olarak üretileceği için benzetimlerde Monte-Carlo tekniği kullanılacaktır.

6. BENZETİMLER

Bu bölümde FDD tekniğini kullanan çok kullanıcılı yoğun MIMO hücresel haberleşme sisteminde aşağı yönlü kanal durum bilgisinin göndermeç tarafından (CSIT) yüksek doğrulukla bilinmesi için önerilen sıkıştırılmış algılama tabanlı kanal kestirim algoritmalarının başarımı test edilmektedir. Algoritmaların başarımının test edilmesi için bilgisayar ortamında MATLAB programlama dili ile benzetimler yapılmıştır. Bu benzetimlerde, önceki bölümlerde aktarılan üç algoritma farklı girdiler ile test edilmiştir.

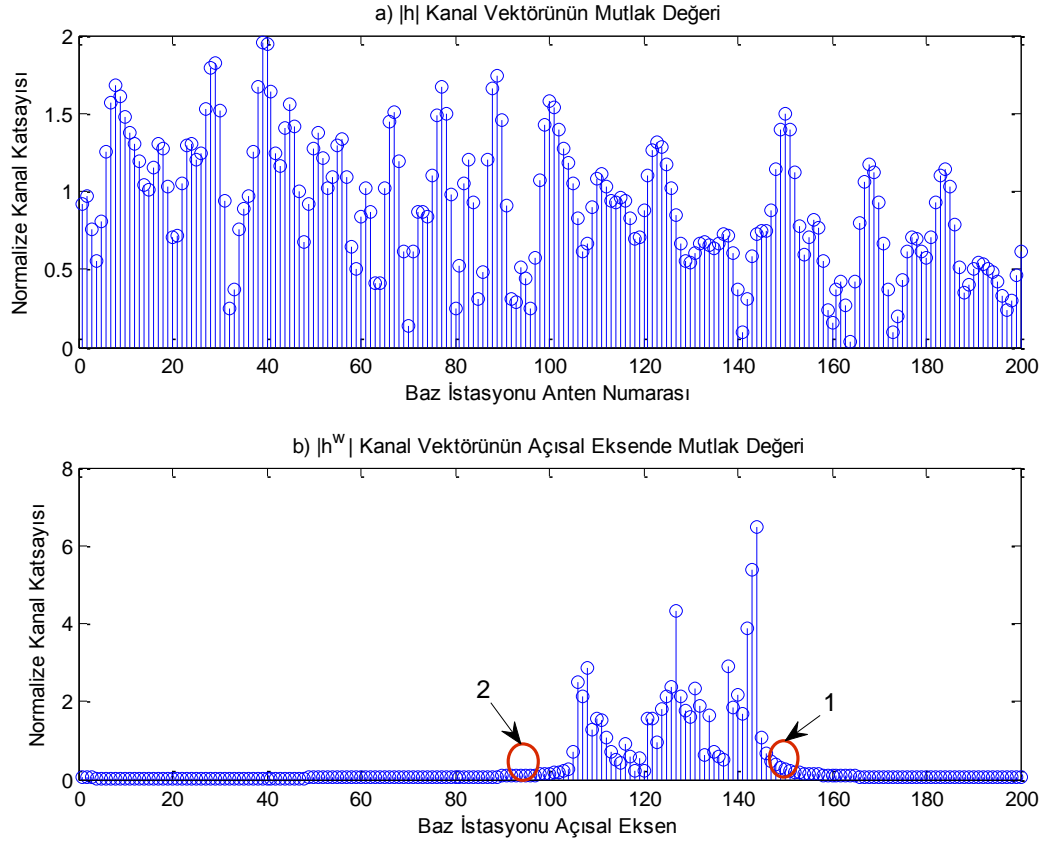
Benzetimlerde, CSIT parametresinin kestirim sonucu NMSE değeri öncelikli konumda olmakla beraber dik eşleşme takip algoritmalarının sıfır olmayan elemanları bulma başarımı da önemli bir başarıım parametresi olarak değerlendirilmektedir.

Benzetimlerde kullanılacak olan kanal vektörleri Bölüm 5'te açıklanmış olan QuaDRiGa radyo kanal üretici ile elde edilecektir. Kanal kestirim algoritmalarının başarımının ölçülmesinden önce QuaDRiGa çıktısı olan kanal vektörlerinin incelenmesi benzetimlerin yorumlanması açısından açıklayıcı olacaktır.

Benzetimlerde $M = 200 \times 1$ düzgün doğrusal dağılımlı yatay anten dizisi kullanılmıştır.

Yüksek açısal çözünürlük alınabilmesi için pratikte dalga boyunun yarısı mesafe ile dizildiğinde baz istasyonunda yaklaşık 1 metre genişliğe sahip olacağı değerlendirilen milimetre dalga bandında, aşağı yönlü kanal için 27 GHz yukarı yönlü kanal için 26.7 GHz frekansları kullanılmıştır.

QuaDRiGa içerisinde bulunan *mmMagic* UMi (Urban Micro) mikro şehiriçi NLOS (Non-Line of Sight) haberleşme hücre kanal modeli kullanılmıştır. Kanal vektörleri 4 adet yansıtıcı kümelenmeli ortamda üretilmiştir. Benzetimlerin doğruluğunun artırılması için farklı kullanıcı sayısı, farklı ortak sıfır eleman ve farklı seyreklikte $N_q = 100$ adet kanal vektörleri oluşturulmuştur. Bu kanal vektörleri $N_s = 10$ kez algoritmalar ile benzetimleri yapılarak toplamda $N_q N_s = L = 1000$ adet Monte Carlo benzetim yapılmıştır.



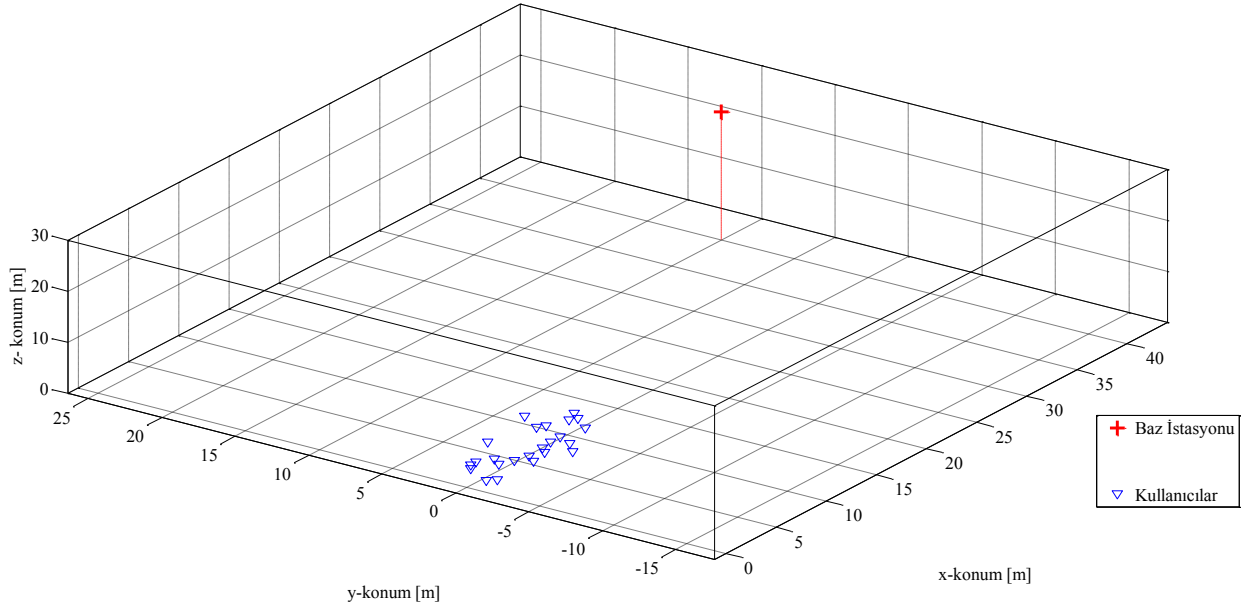
Şekil 6-1 Kanal Vektörü ve Açısal Boyuttaki Karşılığı

QuaDRiGa ile üretilmiş olan karmaşık değerli bir kanal vektörünün, \mathbf{h}_i , mutlak değeri Şekil 6-1a'daki gibidir. Bu kanal vektörüne; $\mathbf{D}_{M,M}$ DFT matrisi ile açısal dönüşüm uygulandığında Şekil 6-1b'de mutlak değeri gösterilmiş olan açısal boyutta kanal vektörüne, \mathbf{h}_i^w , dönüştürülerek Kısım 2.3'te *Fiziksel Olgu 1* olarak belirtilen seyrek davranış elde edilmektedir. Şekil 6-1b'de görülen 1 ve 2 numaralı daireler içersindeki tam sıfır olmayan elemanlar eşleşme takip algoritmalarına girdi olarak alınmamıştır. [7]'de de belirtildiği gibi sıfıra yakın elemanlar kanalın ölçümden ve rassal modelinden kaynaklanan beyaz gürültü olarak da kabul edilebilir. Her bir kullanıcıya ait kanal vektörünün seyreklik derecesi s_i belirlenirken, kanal vektörünün açısal boyuttaki elemanlarının %95'lik enerjisini kapsayan elemanları sıfır olmayan eleman olarak alınmıştır. Aslında s_i adet sıfır olmayan eleman, kanal vektörünün açısal boyutundaki κ =%95'lik enerjisini oluşturmaktadır. Şekil 6-1b'de görülen 1 numaralı daire içersindeki birbirine çok yakın değerdeki elemanlardan bir kısmı sıfır olmayan

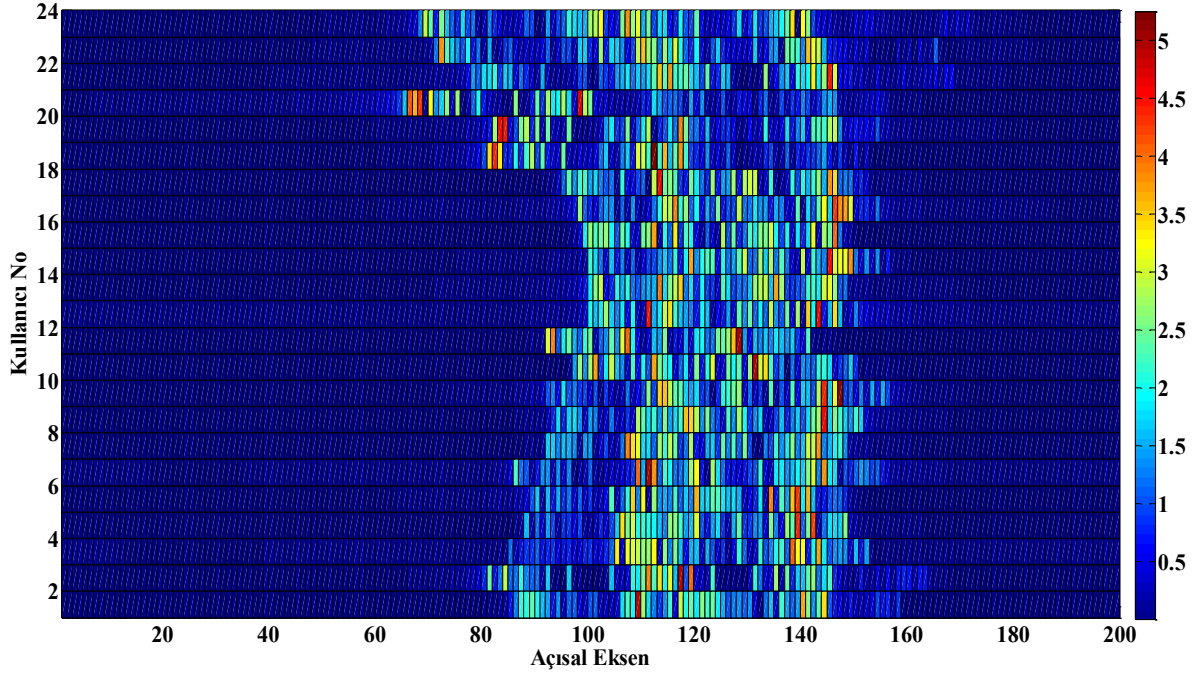
eleman seçilirken daha küçük bir kısmı $\kappa=95\%$ 'lik enerjinin dışında kalarak sıfır eleman olarak alınmıştır.

Şekil 6-2 24 Kullanıcılı Haberleşme Hücresi; milimetre frekansında $M = 200 \times 1$ yatay anten dizili baz istasyonu bulunan haberleşme hücresinde, $N_k = 24$ kullanıcının örnek bir dizilimi gösterilmektedir. Bu kullanıcıların Şekil 6-1'de tek bir kullanıcı için verilen açısız boyut gösterimi ile benzer şekilde açısız gösterimleri Şekil 6-3'te verilmiştir. Şekil 6-3'te kullanıcıların açısız yayılımın her ne kadar 100-150 açısız noktaları arasında kaldığı görünse de; matlab programında yapılan hesaplama sonucu 24 kullanıcı için ortak açısız nokta sayısı $s_c = 6$ olarak bulunmuştur. Bu durumun kullanıcı sayısının artışına bağlı olarak Şekil 6-3'te görüleceği üzere aynı açısız noktada 23 kullanıcının sıfır olmayan elemanı olsa bile 1 kullanıcıya ait sıfır eleman olması durumunda s_c miktarı düşmektedir. Şekil 6-3'te görülen bir diğer analiz sonucu belirli sayıdaki kullanıcı ortak açısız noktaya (sıfır olmayan eleman) sahip olabiliyorken kalan kullanıcılar bu açısız noktada sıfır değerine sahip iken bir yan komşuluğu olan açısız noktada ortak sıfır olmayan elemana sahip olabilmektedirler. Başka bir ifadeyle; N_k kullanıcı içerisinde belli bir kullanıcı grubunu ifade eden β_{N_k} kümesi tanımlandığında; j terimi belirli açısız noktayı temsil ederse $j \in \Omega_{\beta_{N_k}}$ ve $j + 1 \notin \Omega_{\beta_{N_k}}$ olabiliyorken $j + 1 \in \Omega_{[N_k] \setminus \beta_{N_k}}$ ve $j \notin \Omega_{[N_k] \setminus \beta_{N_k}}$ durumu oluşabilmektedir. Bu durumda aynı açısız noktada sıfır elemanı bulma oranının yüksek olması N_k sayısının düşük olması ile sağlanabilir.

QuaDRiGa kanal üreticisi; LSP parametrelerini ürettikten sonra girdi olarak verilen iki farklı frekansa ait kanal vektörlerini oluşturmaktadır. Analizlerde $|(\Omega_c)^U| > |(\Omega_c)^D|$ durumunun sıklıkla oluşması sebebi ile Algoritma 3'e girdi olan s_c değeri, Kısım 4.3'te belirtilen $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^U| - 2, |(\Omega_c)^U| + 2)$ yerine [7]'ye benzer şekilde $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| - 2, |(\Omega_c)^D| + 2)$ eşitliğindeki gibi alınmıştır. Buradaki altı çizilecek durum ise s_c değerinin yukarı yönlü kanaldan alınmamasına karşın önsel bilgi olarak kullanılan Algoritma 3'te tanımlı $p_c(j)$ olasılıksal yoğunluk dağılımı Eşitlikler (4.26) ve (4.27)'de açıklandığı gibi aynı şekilde Algoritma 3'e girdi olarak verilmesidir. Daha açık bir ifadeyle s_c değeri, $|(\Omega_c)^U|$ ifadesinden elde edilmezken $p_c(j)$ ifadesi Kısım 4.3'te tanımlı olduğu şekilde $(\Omega_c)^U$ ifadesinden elde edilmiştir.



Şekil 6-2 24 Kullanıcılı Haberleşme Hücresi



Şekil 6-3 24 Kullanıcıya ait Açısal Boyut Gösterimi

Benzetimlerde CSIT kesirimindeki NMSE değeri, ortak sıfır olmayan elemanların kurtarılma oranları ve kullanıcıların bireysel sıfır olmayan elemanlarının kurtarılma oranları farklı değişken parametrelere göre incelenmiştir.

Normalize edilmiş ortalama kareler hatası (NMSE) değeri

$$J = \frac{1}{N_k N_q N_s} \sum_{i=1}^{N_k} \sum_{v=1}^{N_q} \sum_{m=1}^{N_s} \frac{\|(\hat{\mathbf{h}}_i)_{v,m} - (\mathbf{h}_i)_v\|_2^2}{\|(\mathbf{h}_i)_v\|_2^2}$$

$N_q N_s = L = 1000$ Monte Carlo denemesi ile hesaplanmıştır.

Ortak sıfır olmayan elemanların kurtarılma oranı

$$R_c = \frac{1}{N_q N_s} \sum_{v=1}^{N_q} \sum_{m=1}^{N_s} \frac{|(\hat{\Omega}_c)_{v,m} \cap ((\Omega_c)^D)_v|}{|((\Omega_c)^D)_v|}$$

$\hat{\Omega}_c$ kurtarılan ortak sıfır olmayan elemanlar ile aşağı yönlü kanala ait gerçek ortak sıfır olmayan elemanların $(\Omega_c)^D$ kesişim kümesinin eleman sayısı normalize edilerek elde edilmiştir.

Bireysel sıfır olmayan elemanların kurtarılma oranı

$$R_i = \frac{1}{N_k N_q N_s} \sum_{i=1}^{N_k} \sum_{v=1}^{N_q} \sum_{m=1}^{N_s} \frac{|(\hat{\Omega}_i)_{v,m} \cap ((\Omega_i)^D)_v|}{|((\Omega_i)^D)_v|}$$

her bir kullanıcıya ait $\hat{\Omega}_i$ kurtarılan bireysel sıfır olmayan eleman kümesi ile aşağı yönlü kanala ait bireysel gerçek sıfır olmayan elemanların $(\Omega_i)^D$, kesişim kümesinin eleman sayısı normalize edilerek elde edilmiştir.

Algoritma-1’de dik eşleşme takip algoritması ve tez çalışmasında öne sürülen Algoritma-2 ve Algoritma-3’ün, farklı girdiler ile başarımları ölçülmüştür. Bu algoritmalar ile benzetimlerde kullanılan algoritma biçimleri;

- *En Küçük Kareler (LS) kestirimi*: Eşitlik (2.5)’te belirtilen geleneksel kanal kestirimi
- *Dik Eşleşme Takip (OMP) kestirimi*: Algoritma 1’de tanımlanmış geleneksel dik eşleşme takip algoritması

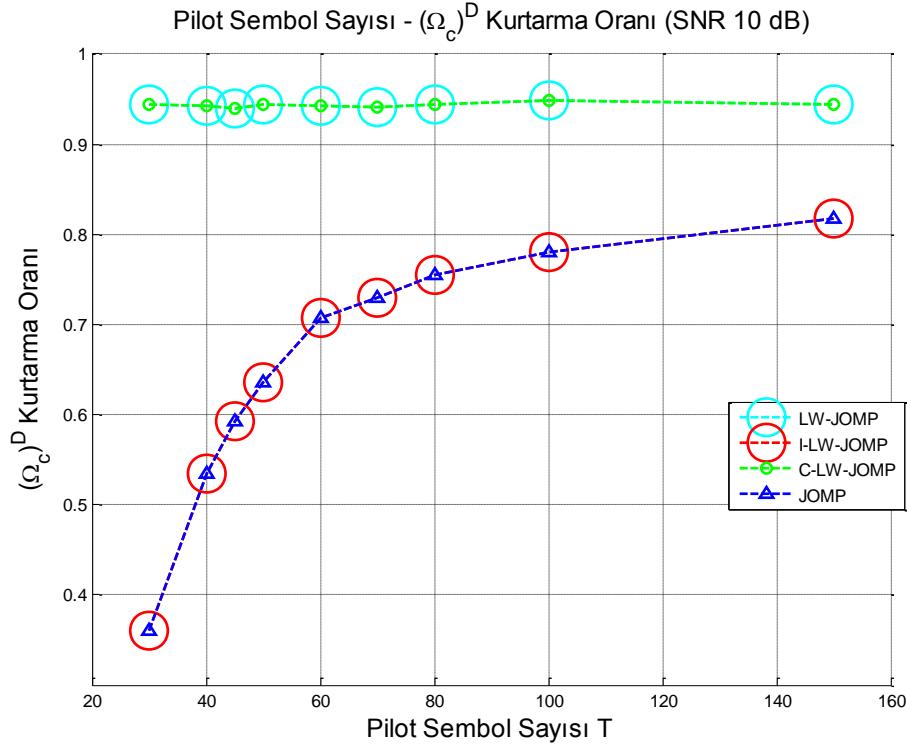
- *Ortak Dik Eşleşme Takip (JOMP) kestirimi*: Algoritma 3'te (2-a) adımındaki $\ell_{c,k} = 0$ ve (5-a) adımındaki $\ell_{i,k} = 0$ değerlerinin ayarlanması ve logit ağırlığın devre dışı bırakılması ile Rao ve ark.'ın [7]'de önerdiği algoritma
- *Logit Ağırlıklı Dik Eşleşme Takip (LW-OMP) kestirimi* : Algoritma 2'de tanımlanmış logit ağırlıklı dik eşleşme takip algoritması
- *Ortak Eleman Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip (C-LW-JOMP) kestirimi* : Algoritma 3'te (5-a) adımındaki $\ell_{i,k} = 0$ değerlerinin ayarlanması ile sadece yukarı yönlü kanalda kullanıcılar arasındaki ortak sıfır olmayan elemanların önsel bilgi olarak kullanılması
- *Bireysel Eleman Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip (I-LW-JOMP) kestirimi*: Algoritma 3'te (2-a) adımındaki $\ell_{c,k} = 0$ değerlerinin ayarlanması ile sadece yukarı yönlü kanalda kullanıcıların bireysel sıfır olmayan elemanların önsel bilgi olarak kullanılması
- *Logit Ağırlıklı Ortak Dik Eşleşme Takip (LW-JOMP) kestirimi*: Algoritma 3'te tanımlanmış logit ağırlıklı ortak dik eşleşme takip algoritması
- *Kâhin En Küçük Kareler (Oracle-LS) kestirimi*: Kanal kestirici tarafından gerçek sıfır olmayan elemanların tam olarak bilinmesi, $(\hat{\Omega}_i)^D = (\Omega_i)^D$, ile açısız boyutta en küçük kareler yönteminin uygulanması

Benzetimlerde bahsedilen algoritmaların, kullanıcılara ait kanal vektörlerinin açısız boyutunda bulunan ortak sıfır olmayan elemanları ve bireysel sıfır olmayan elemanları ayrı ayrı olacak şekilde ne kadarlık bir oranda kurtardığı incelenmiştir. Bu oranların sıkıştırılmış algılama tabanlı kestirim için önemli bir başarıml ölçütü olması ile birlikte algoritmanın kanal kestirim başarımlına etkisini görmek için CSIT kestirimine ait NMSE değerleri benzetim sonuçlarında incelenmiştir.

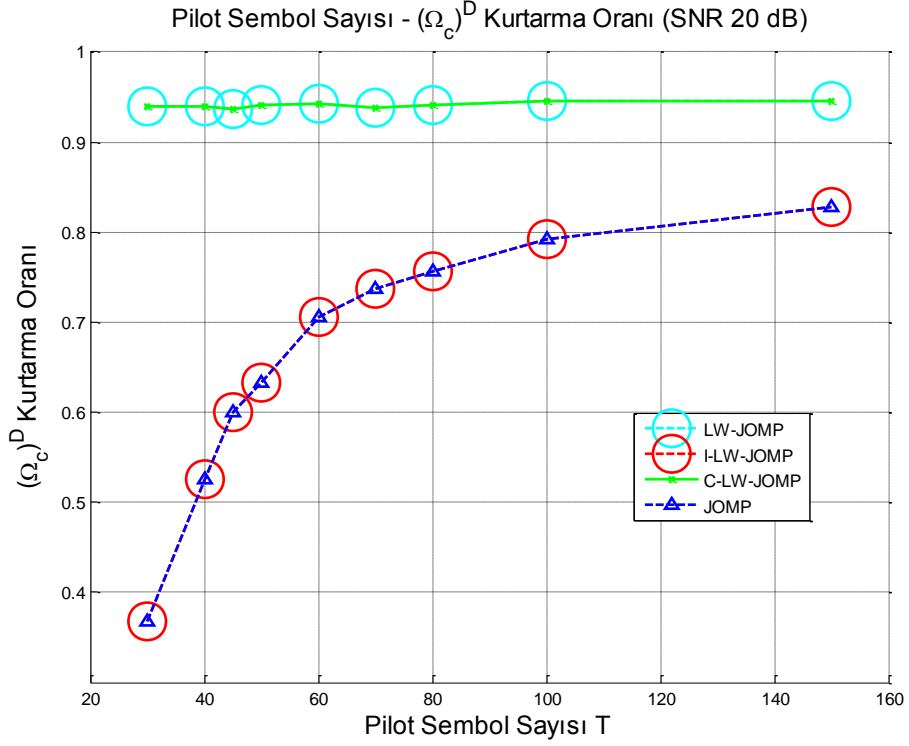
6.1. Pilot Sembol Sayısına Bağlı Başarıml

Yoğun MIMO baz istasyonunda bulunan 200 adet düzgün doğrusal dağılımlı olarak dizilmiş antenler ile yapılan aşağı yönlü kanal kestirimindeki en önemli parametre olan pilot sembol sayısı $T \in \{30, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 100, 150\}$ olacak şekilde farklı değerlerde

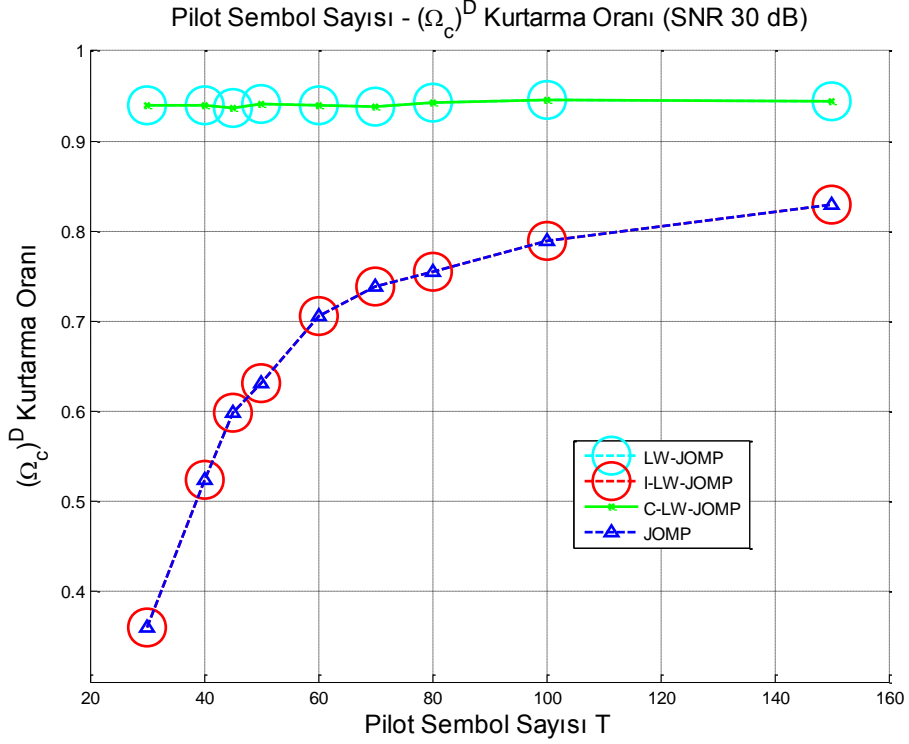
alınarak farklı algoritma biçimlerinin başarımları test edilmiştir. Bu benzetimlerde $N_k = 24$ kullanıcılu bir hüresel haberleşme sisteminde her bir kullanıcının kanal vektörünün açılal boyuttaki bireysel seyreklik değeri ortalama $|(\Omega_i)^D| = 25 \pm 1$ ve 24 adet kullanıcının ortak $|(\Omega_c)^D| = 13 \pm 1$ adet sıfır olmayan elemana sahip olduğu senaryolar seçilmiştir. pilot sembol sayısının bağılı başarımlar $SNR = 10, 20$ ve 30 dB değerlerinde incelenmiştir.



Şekil 6-4 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 10$ dB



Şekil 6-5 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 20$ dB



Şekil 6-6 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB

Şekil 6-4, Şekil 6-5 ve Şekil 6-6’da, ortak sıfır olmayan elemanların, $(\Omega_c)^D$, kurtarıma oranı farklı SNR değerlerinde incelenmiştir.

Şekil 6-4’te ortak sıfır olmayan elemanların kurtarma oranının JOMP ve I-LW-JOMP algoritmaları için beklenildiği gibi pilot sembol sayısı arttıkça arttığı gözlemlenmektedir. Algoritma 3 (2-c-1) adımında bulunan $\|(\bar{\mathbf{X}}(j))^H \mathbf{r}_i\|$ norm işleminde $\bar{\mathbf{X}}$ pilot sembol sayısının, T , az sayıda olduğu durumlarda; norm değeri ile ortak sıfır olmayan elemanlarının 2-d adımındaki eşik değerini geçmemesi sonucunda JOMP başarımı az sayıda pilot sembollerinde kötüleşmektedir.

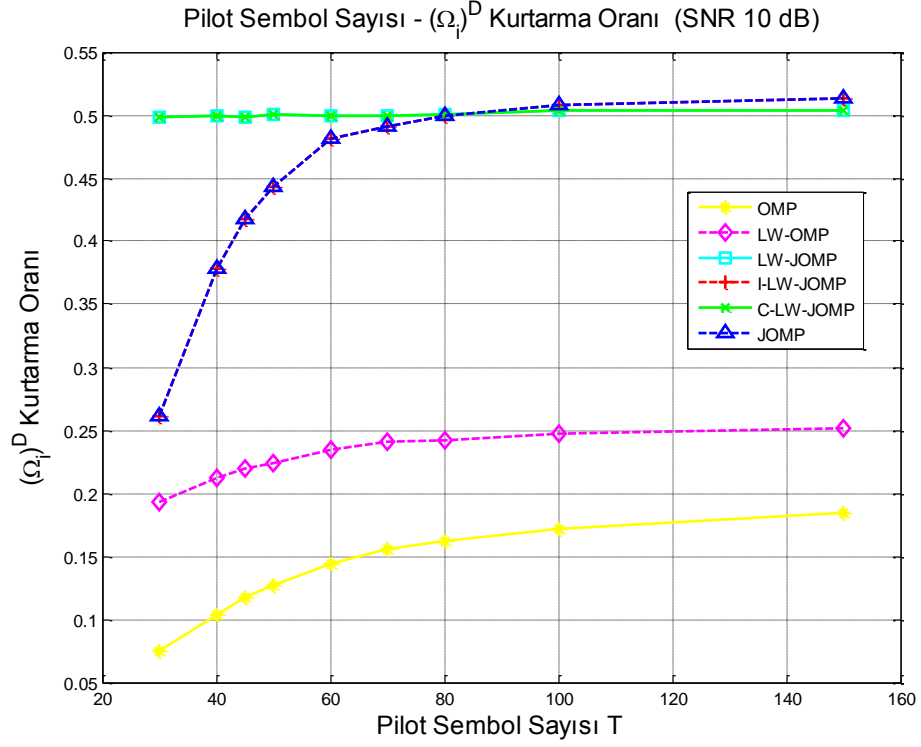
JOMP algoritmasının $SNR = 10\text{dB}$ olduğu durumda $T = 100$ ve $T = 150$ pilot sembol gönderilmesi arasında bir fark olmaması ile doyum noktasına ulaştığı gözlemlenmektedir.

C-LW-JOMP ve LW-JOMP algoritmalarının, Algoritma 3’te (2-c-1) adımında bulunan yukarı yönlü kanaldan gelen önsel bilgiler sayesinde pilot sembol sayısından bağımsız olarak tam kurtarma oranına çok yakın bir bölgedeki değerde gürbüz bir başarıma sahip olduğu görülmektedir.

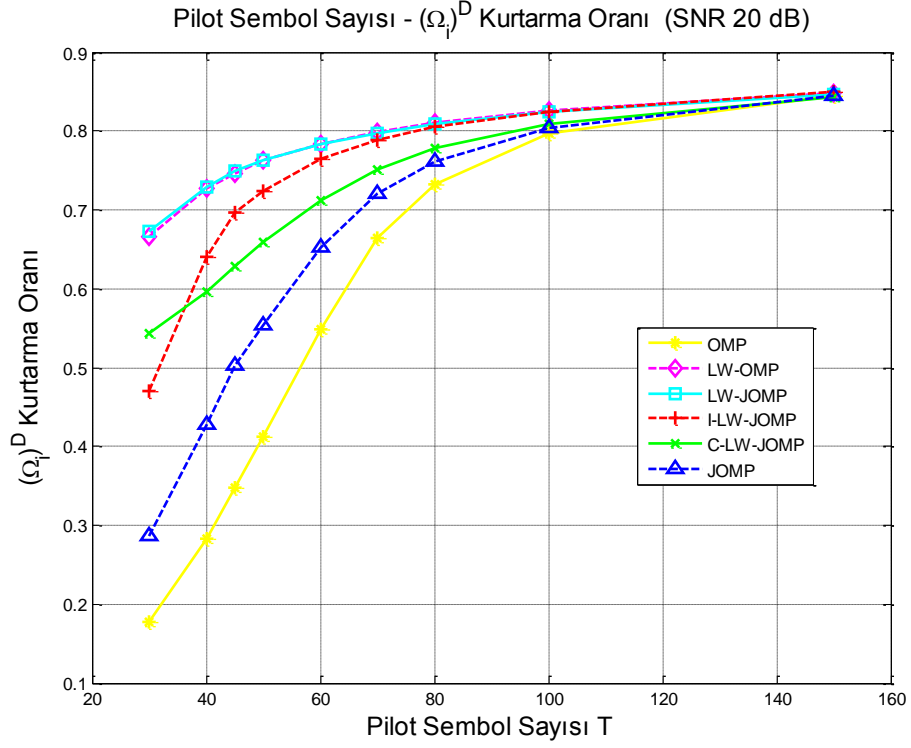
Şekil 6-5’te ve Şekil 6-6’da $SNR = 20\text{ dB}$ ve $SNR = 30\text{ dB}$ durumlarında değerinde $(\Omega_c)^D$ elamanlarının kurtarıma oranındaki değerlerin $SNR = 10\text{ dB}$ durumundaki verilerle benzerlik gösterdiği görülmektedir. Şekillerde, $T = 45$ değerindeki gibi grafiklerdeki küçük farklılıkların Algoritma 3’e giriş parametrelerinden olan $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| - 2, |(\Omega_c)^D| + 2)$ değeri olarak alınması ve yukarı yönlü kanala ait ortak sıfır olmayan elemanların $|(\Omega_c)^U|$ kanal vektörünün açılmal boyutta %95’lik enerjisi dışında kalan sıfır değerine yakın fakat tam sıfır olmayan elemanların kestirilmesine ek olarak yukarı yönlü kanaldan gelen olarak açıklanabilir.

Tüm SNR değerlerinde ve pilot sembol sayılarında $\frac{|(\hat{\Omega}_c)^D \cap (\Omega_c)^D|}{|(\Omega_c)^D|} \neq 1$ durumunun oluşması yukarı yönlü kanaldan gelen ortak sıfır olmayan elemanların $(\Omega_c)^U \neq (\Omega_c)^D$ olmamasına ek olarak $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| - 2, |(\Omega_c)^D| + 2)$ olarak alınması ve Algoritma 3’te (2-d) adımındaki τ_1 eşik değerinin her durumda optimum olmamasından kaynaklanmaktadır.

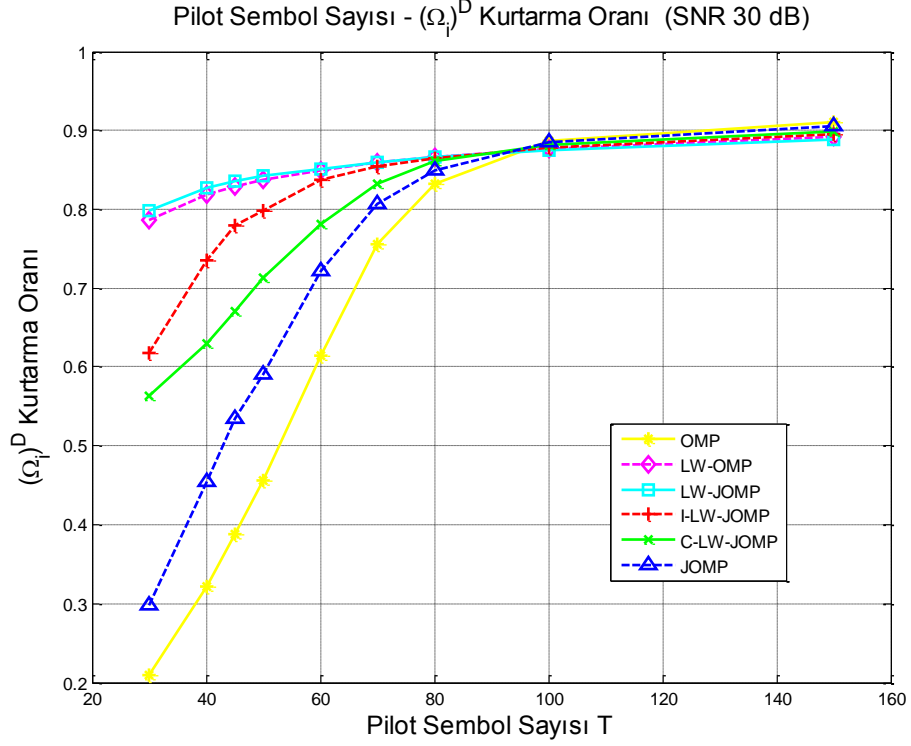
Sonuç olarak JOMP temelli algoritmaların, $(\Omega_c)^D$ elemanlarının kurtarılma oranının düşük seyreklik ve yüksek ortak sıfır olmayan eleman değerinde SNR değerine karşı gürbüz bir davranışta olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 6-7 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - SNR = 10 dB



Şekil 6-8 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - SNR = 20 dB

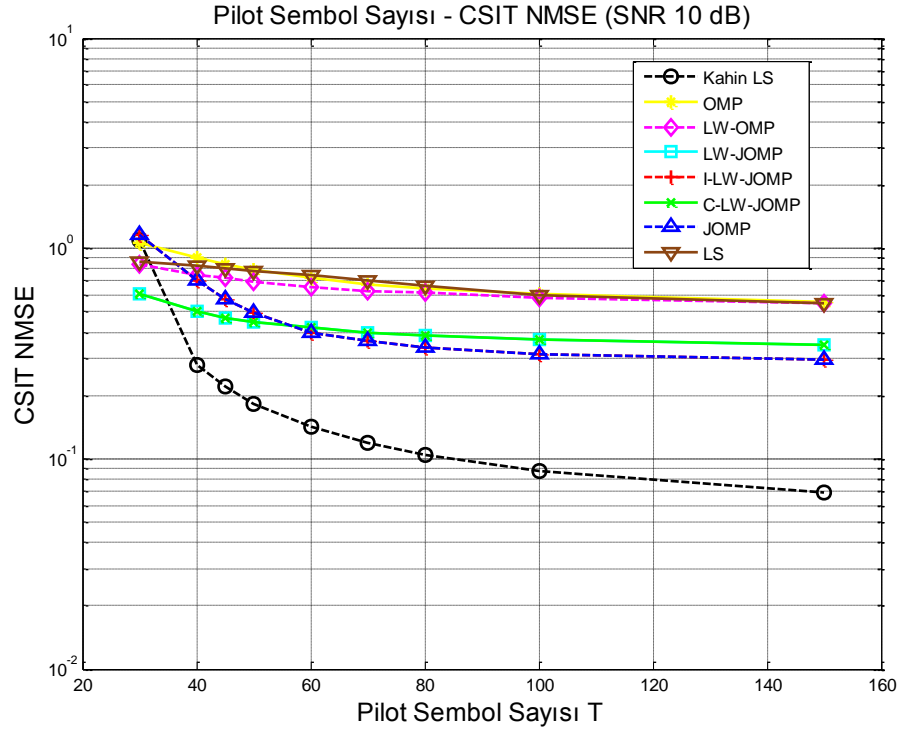


Şekil 6-9 Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - SNR = 30 dB

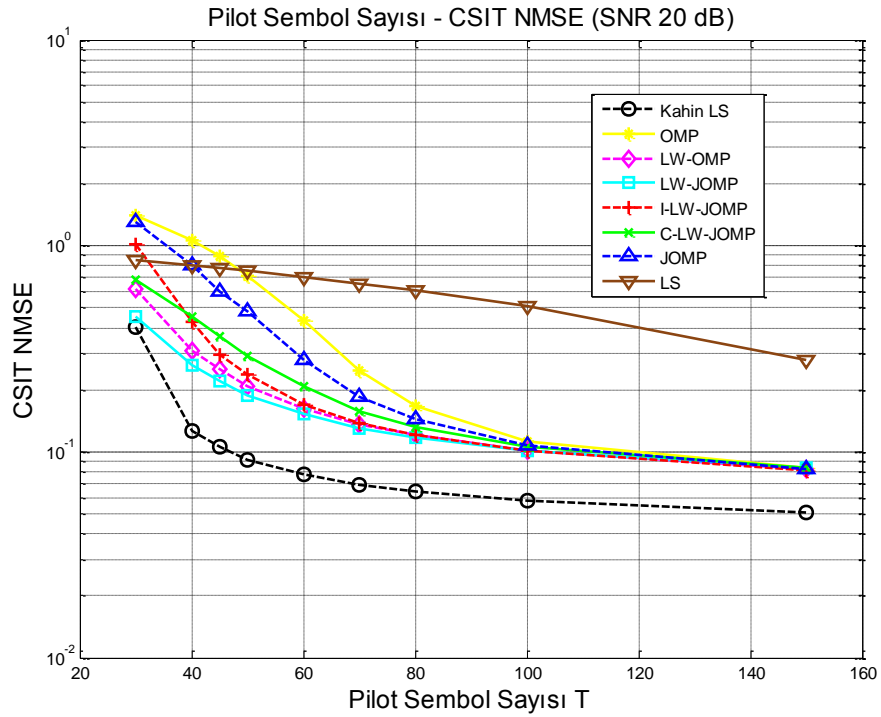
Şekil 6-7, Şekil 6-8 ve Şekil 6-9’da bireysel sıfır olmayan elemanların, $(\Omega_i)^D$, kurtarılma oranı farklı SNR değerlerinde incelenmiştir.

Geleneksel OMP yöntemi ile yapılan kestirimin diğer algoritmalara göre belirgin bir başarımlı kaybı olduğu gözlemlenmektedir. Tüm algoritmaların $T = 150$ pilot sembol sayısında doyum noktasına ulaştığı ve benzer başarımlara yaklaştıkları gözlemlenmektedir. $SNR = 10$ dB değerinde C-LW-JOMP, I-LW-JOMP, LW-JOMP ve JOMP algoritmalarının doyum noktasının ulaştığı seviye $\left|(\hat{\Omega}_i)^D\right| = 0.5$ iken $SNR = 20$ dB ve $SNR = 30$ dB değerlerinde algoritmalar arasındaki başarımlı farkı azalmış ve doyum noktası değeri 0.9 seviyesine çıkmıştır. $SNR = 10$ dB değerinde, ortak sıfır olmayan eleman bilgisini kullanmayan algoritmalar olan OMP ve LW-OMP algoritmaları diğer algoritmalara göre belirgin bir başarımlı kaybına sahiptirler.

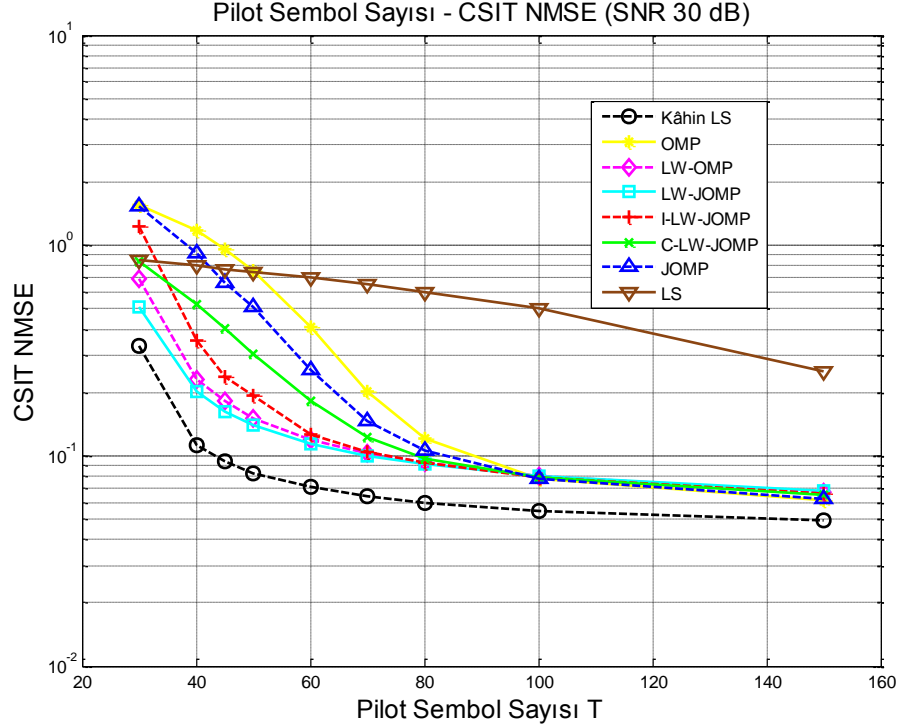
Kurtarma oranındaki 1 tam değerinin senaryodaki ortalama $s_i = 25 \pm 1$ adet sıfır olmayan elemanın tamamının kurtarılması olarak tanımlandığı düşünüldüğünde tüm algoritmalar $SNR = 30$ dB ve $T = 150$ pilot sembol sayısında aşağı yönlü kanala ait açısız boyutta $\left|(\hat{\Omega}_i)^D\right| \sim 22$ bireysel sıfır olmayan elemanları kurtardığı sonucuna varılabilir. Bireysel elemanların kurtarılma oranının tam olarak 1 değerine, $\frac{\left|(\hat{\Omega}_i)^D \cap (\Omega_i)^D\right|}{\left|(\Omega_i)^D\right|} \neq 1$ ulaşamaması; Algoritma 2 ve Algoritma 3’te giriş parametresi olarak alınan s_i değerinin $s_i \sim \mathcal{U}(|(\Omega_i)^D| - 2, |(\Omega_i)^D| + 2)$ olarak alınmasına ek olarak ε ve τ_2 artık sinyal eşik seviyesinin optimum olmaması olarak açıklanabilir.



Şekil 6-10 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 10$ dB



Şekil 6-11 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 20$ dB



Şekil 6-12 Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 30$ dB

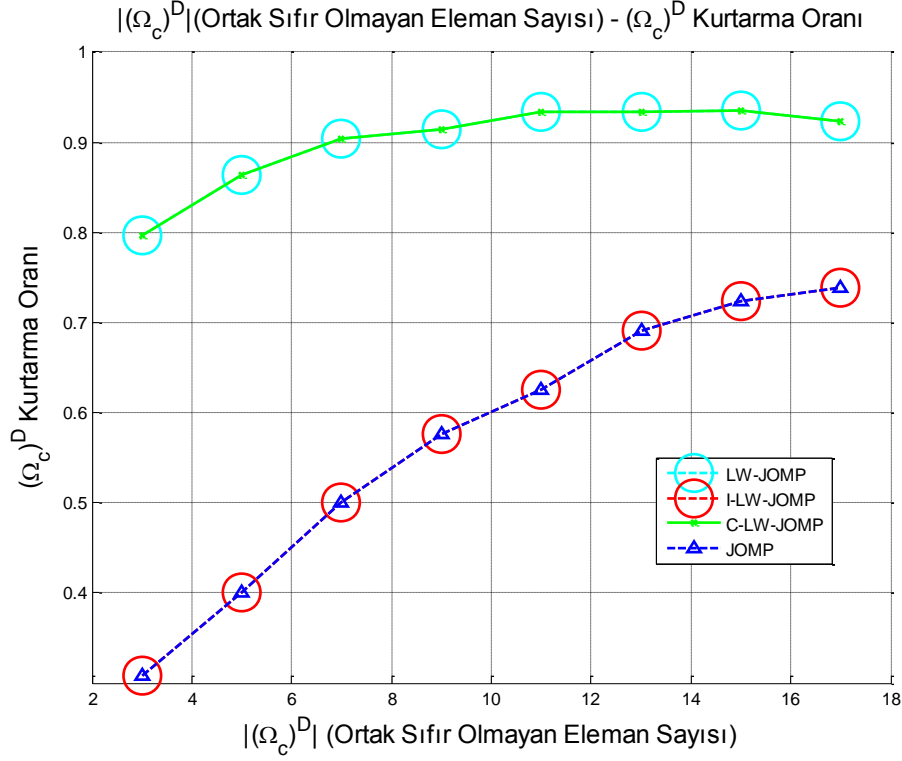
Şekil 6-10, Şekil 6-11 ve Şekil 6-12’de CSIT NMSE değerleri pilot sembol sayısına göre farklı algoritmalarda incelenmiştir.

CSIT NMSE analizinde, $(\Omega_c)^D$ ve $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranlarında kıyaslanan algoritmalara LS ve Kâhin LS kestirimleri de eklenmiştir. $SNR = 10$ dB değerinde $T = 30$ pilot sembol sayısında Kâhin LS’in başarımının C-LW-JOMP, LW-JOMP, LW-OMP ve LS kestirimlerinden daha kötü olduğu dikkat çekmektedir. Sezgisel olarak Kâhin LS kestiriminin bu kestirim yöntemlerinden daha iyi olması beklenmesine rağmen Şekil 6-1b’de belirtilen 1 ve 2 numaralı daire içerisindeki sifıra yakın olan ama tam olarak sıfır olmayan elemanlar Kâhin LS kestiriminde sıfır olarak kabul edilmektedir. Alıcının almış olduğu sinyalin etkileşime girdiği kanal vektörünün açılal boyuttaki durumu Şekil 6-1b’deki gibi olduğu için C-LW-JOMP, LW-JOMP, LW-OMP ve LS kestirimleri düşük SNR ve az sayıda pilot sembol sayısında Şekil 6-1b’de 1 ve 2 numaralı daire içerisindeki sifıra yakın elemanları da kestirmekte ve Kâhin LS’de daha iyi başarımlar göstermektedir. Şekil 6-10, Şekil 6-11 ve Şekil 6-12’de $T = 100$ pilot sembol sayısında tüm sıkıştırılmış algılama kanal kestirim

algoritmalarının doyum noktasına ulaştığı gözlemlenmektedir. Bu doyum noktasının Kâhin LS algoritmasına tam olarak erişemediği; Şekil 6-7, Şekil 6-8 ve Şekil 6-9'da sıkıştırılmış algılama tekniklerinin tüm bireysel elemanları $(\Omega_i)^D$ kurtaramaması başka bir ifadeyle $\frac{|(\hat{\Omega}_i)^D \cap (\Omega_i)^D|}{|(\Omega_i)^D|} \neq 1$ olmaması ile açıklanabilir. Bilindiği üzere Kâhin LS algoritması $(\hat{\Omega}_i)^D = (\Omega_i)^D$ durumunda kestirim yapmaktadır. $SNR = 10$ durumunda Şekil 6-7'de görülen OMP ve LW-OMP algoritmalarının düşük başarıma sahip olmasının etkisi Şekil 6-10'da gözlemlenmektedir. Şekil 6-10'da OMP ve LW-OMP algoritmaları LS algoritmasına çok yakın bir başarımla göstermektedir. $SNR = 20$ ve $SNR = 30$ değerlerinde LW-JOMP kestiriminin tüm pilot sembol sayılarında en iyi başarıma sahip olduğu gözlemlenmektedir.

6.2. Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına Bağlı Başarımlar

Yoğun MIMO baz istasyonunda bulunan 200 adet düzgün doğrusal dağılımlı olarak dizilmiş anten dizisine sahip baz istasyonu ve $N_k = 24$ kullanıcı bir hücreli haberleşme sisteminde her bir kullanıcının kanal vektörünün açılal boyuttaki bireysel seyreklik değeri ortalama $|(\Omega_i)^D| = 25 \pm 1$ 'dir. Pilot sembol gönderiminde $SNR = 30$ ve $T = 60$ olarak alınmış ve 24 adet kullanıcının $|(\Omega_c)^D| \in \{3 \pm 1, 5 \pm 1, 7 \pm 1, 9 \pm 1, 11 \pm 1, 13 \pm 1, 15 \pm 1, 17, \pm 1, \}$ ortak sıfır olmayan elemana bağlı başarımların değişimi gözlemlenmiştir.



Şekil 6-13 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

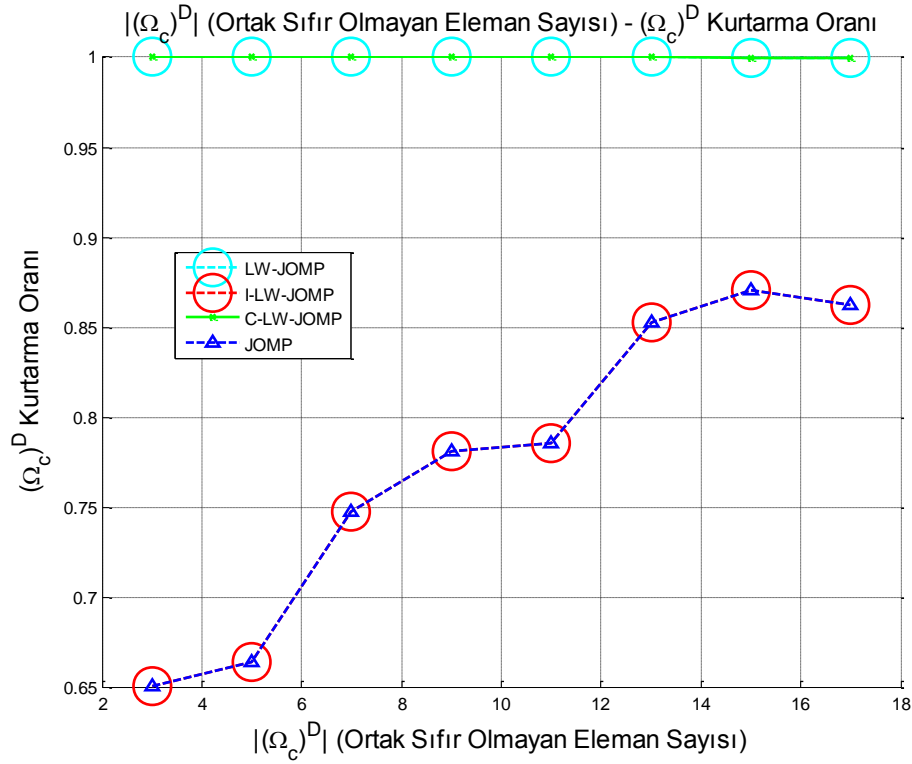
Şekil 6-13'te $(\Omega_c)^D$ kümesini kurtarılma oranının C-LW-JOMP ve LW-JOMP algoritmaları için $|(\Omega_c)^D| = 11 \pm 1$ değerinde doyum noktasına ulaştığı ve JOMP kestirimine göre sabit bir performansa sahip olduğu görülmektedir. $|(\Omega_c)^D| = 3 \pm 1$ olduğu durumda grafikten görüleceği üzere yaklaşık olarak $\frac{|(\hat{\Omega}_c)^D \cap (\Omega_c)^D|}{|(\Omega_c)^D|} \sim 0.3$ başka bir ifadeyle $|(\hat{\Omega}_c)^D| \sim 1$ ortak sıfır elemanın kurtarılabildiği gözlemlenmiştir. JOMP ve I-LW-JOMP başarımının ortak eleman sayısının artması ile ilgili $(\Omega_c)^D$ kurtarılma oranının artmasının sebebi ise giriş parametresinde alınan yukarı yönlü kanaldan gelen ortak sıfır olmayan elemanların $(\Omega_c)^U \neq (\Omega_c)^D$ eşitliğini sağlayamaması gösterilebilir. Ayrıca $(\Omega_c)^U = (\Omega_c)^D$ olduğu durum dahi düşünülse Algoritma 3'te $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| - 2, |(\Omega_c)^D| + 2)$ rassal dağılımı ile girdi sağlanması örneğin $|(\Omega_c)^D| = 3 \pm 1$ değerini $s_c \sim \mathcal{U}(0,6)$ yapabilmektedir. $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranının düşük $|(\Omega_c)^D|$ değerlerinde kötü olmasının bir diğer sebebi ise; Şekil 6-3 için yapılan analizde belli kullanıcıların açılma boyutta sıfır olmayan elemanları ortak olurken kalan kullanıcıların söz konusu sıfır olmayan elemanları diğer kullanıcıların sahip olduğu açılma noktasının komşuluklarında olabileceğidir. Söz konusu durumun etkilerinin incelenmesi için Şekil

6-13'te yapılan benzetimde, $|(\Omega_c)^D|$ değeri Algoritma 3'e girdi olarak verilmeden önce 5 artırılmış ve (4.15) eşitliğinde yukarı yönlü kanala ait açılal boyut elemanları ile oluşturulan \mathbf{p}_i önsel bilgi vektörü aşağı yönlü kanala ait gerçek açılal boyut elemanları ile

$$\mathbf{p}_i(\mu) = \frac{\|\mathbf{h}_i^{wD}(\mu)\|}{\sum_{m=1}^M \|\mathbf{h}_i^{wD}(m)\|}$$

$$\mu = 1, 2, \dots, M$$

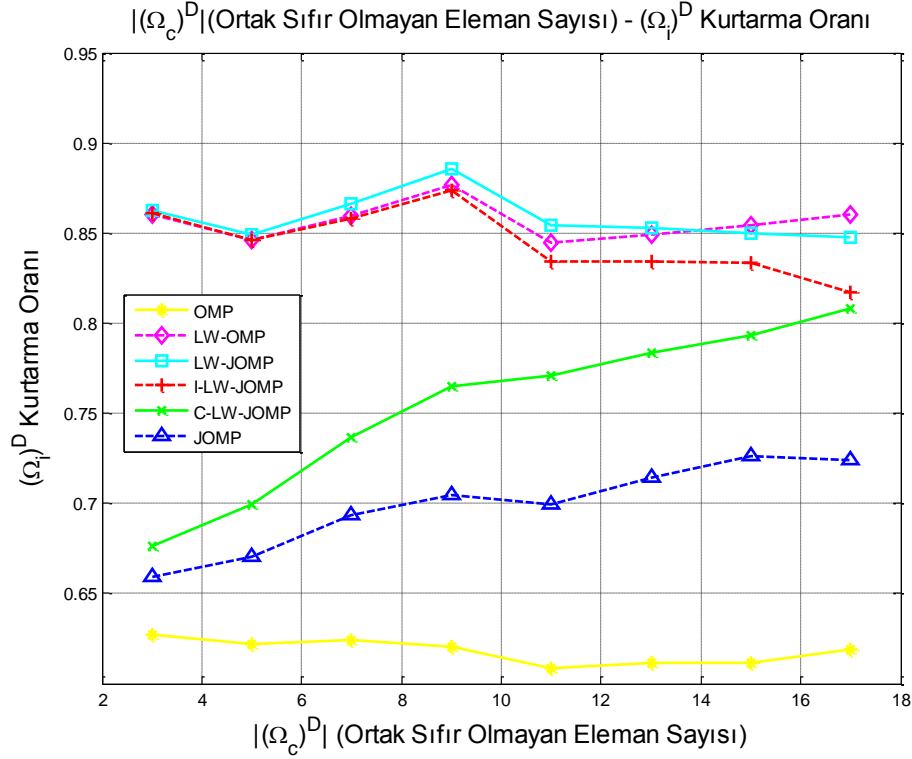
oluşturularak Algoritma 3'e girdi olarak verilmiş ve Şekil 6-14'teki sonuç elde edilmiştir.



Şekil 6-14 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ ve \mathbf{h}_i^{wD} ile oluşturulmuş \mathbf{p}_i

Gerçek \mathbf{h}_i^{wD} ile oluşturulan \mathbf{p}_i önsel bilgi vektörü sayesinde ortak sıfır olmayan elemanları kullanan logit ağırlıklı eşleşme takip algoritmaları C-LW-JOMP ve LW-JOMP tam kurtarma değerine erişmiştir. Algoritma 3'e girdi olarak $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ değerinin verilmesi ve tam kurtarma değerine ulaşmaları; C-LW-JOMP ve LW-JOMP algoritmaları için $(\Omega_c)^D \subset (\hat{\Omega}_c)^D$ eşitliğinin için geçerli olduğu sonucunu ortaya çıkaracaktır. Böylece $(\hat{\Omega}_c)^D$

içerisinde gerçekte ortak olmayan elemanlar bulunmaktadır. JOMP ve I-LW-JOMP algoritmalarında ise Şekil 6-13'e benzer bir başarımla artış trendi gözlemlenmekle beraber farklı $|(\Omega_c)^D|$ değerlerinde $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranlarında Şekil 6-13'e göre başarımla artış meydana gelmiştir. JOMP ve I-LW-JOMP algoritmalarının tam kurtarma değerine erişememesi Şekil 6-3'e göre yapılan analiz sonucunda gerçek ortak sıfır olmayan elemanların komşuluklarındaki elemanların kestirilmesi olarak açıklanabilir.



Şekil 6-15 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

Şekil 6-15'te $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranının $|(\Omega_c)^D|$ ortak sıfır olmayan eleman sayısına göre değişimi incelenmiştir. İlk olarak dikkat çeken durum, grafiğin $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranını

eksenine bakıldığında tüm algoritmaların $0.9 < \frac{|(\hat{\Omega}_i)^D \cap (\Omega_i)^D|}{|(\Omega_i)^D|} < 0.6$ aralığında olmasıdır. OMP

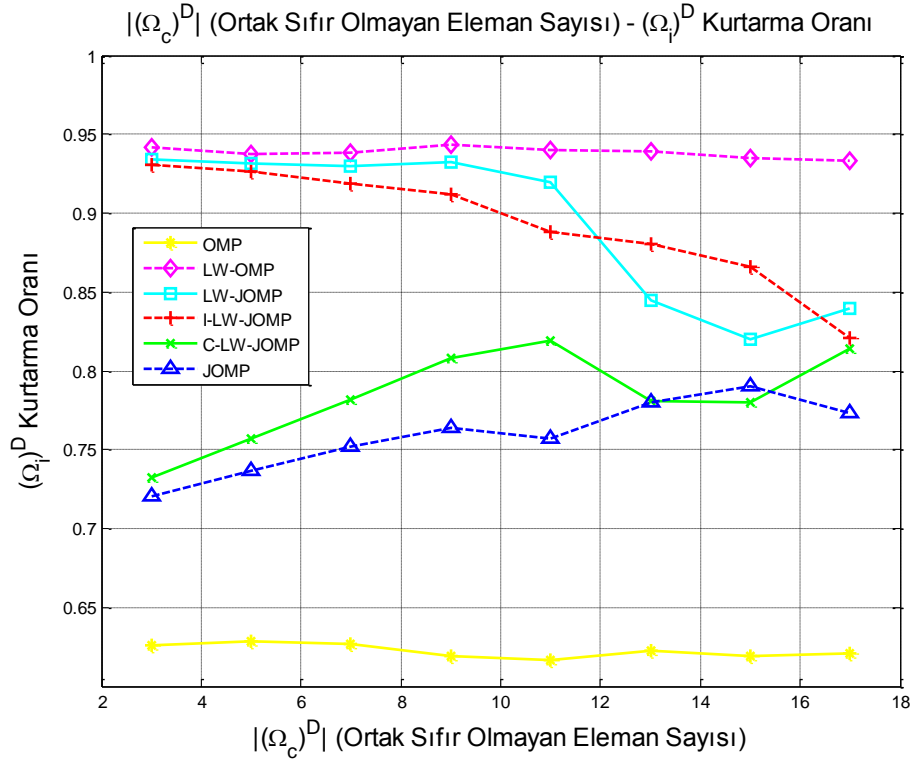
ve LW-OMP algoritmalarının $|(\Omega_c)^D|$ sayısından bağımsız olarak çalışması sonucunda, $|(\Omega_c)^D|$ sayısındaki artıştan bağımsız olarak $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranı belirli bir oranda

sabitlenmiştir. Grafikten görüleceği üzere $|(\Omega_c)^D| = 3 \pm 1$ durumunda JOMP kestirimi OMP

kestirimine oldukça yakın konumdadır. Bu durum aslında JOMP algoritmasında $|(\Omega_c)^D| = 0$

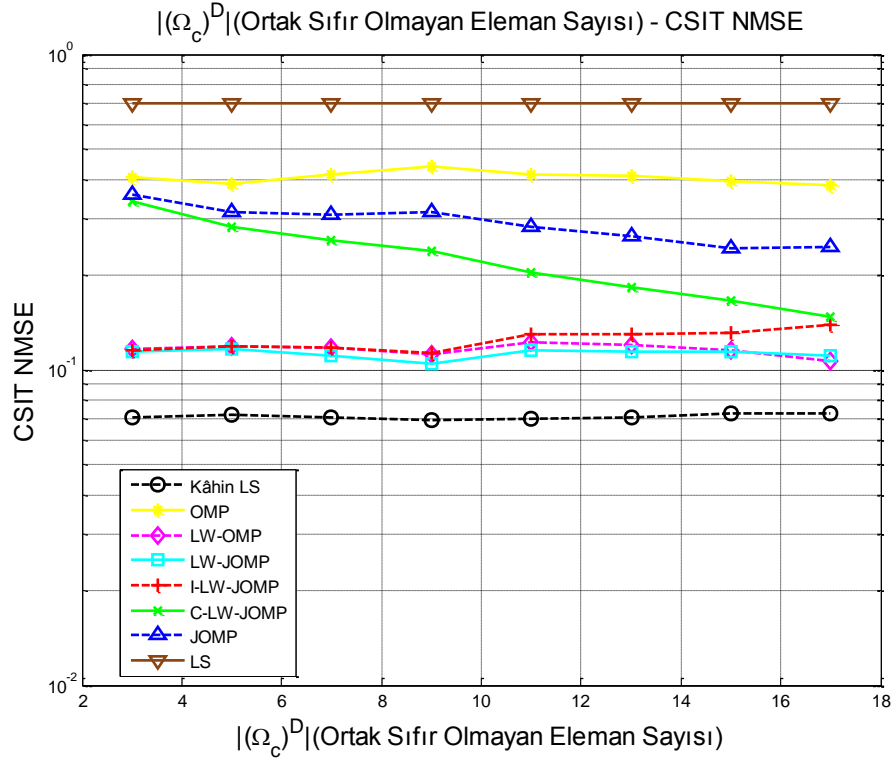
olması durumunda OMP ile aynı algoritmaya dönüşmesidir. C-LW-JOMP ve JOMP

algoritması Şekil 6-13'te $|(\Omega_c)^D|$ 'ye bağlı $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranlarındaki ortak eleman kurtarma oranlarının artması ile $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranlarında artış trendini yakalamışlardır.



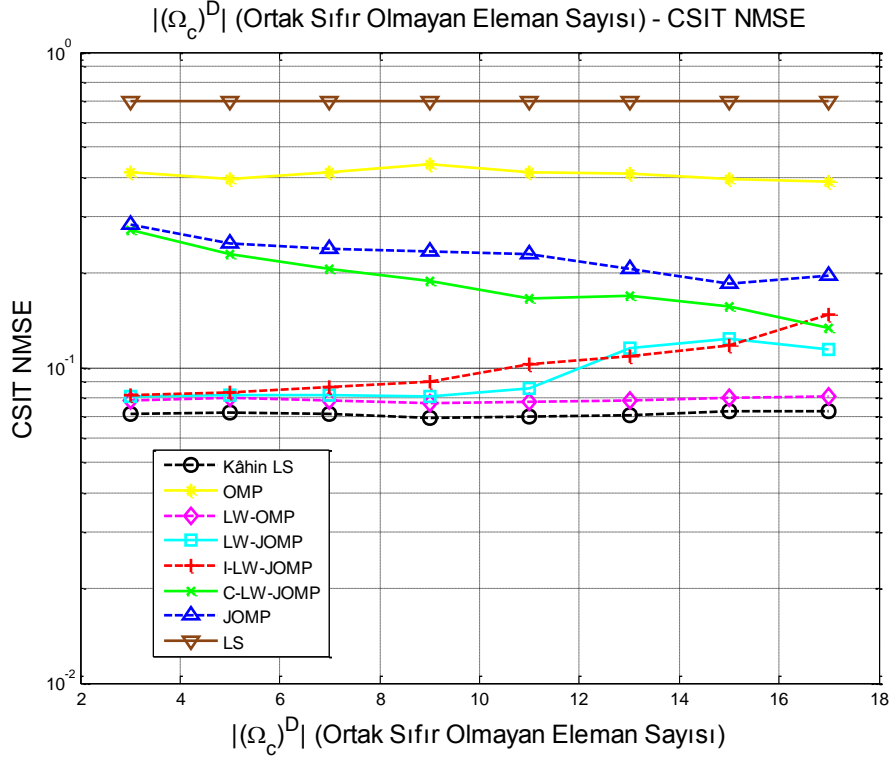
Şekil 6-16 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ ve \mathbf{h}_i^{wD} ile oluşturulmuş \mathbf{p}_i

Şekil 6-16'da \mathbf{h}_i^{wD} ile oluşturulan önsel bilgiler, LW-OMP algoritmasına Şekil 6-15'e göre başarımlarını artırmış ve tüm $|(\Omega_c)^D|$ değerlerinde gübüz bir başarımlarını sağlamıştır. LW-JOMP algoritmasında bir başarımlarını Şekil 6-15'e göre başarımlarını artırmaya karşılık s_c sayısı arttıkça, gerçek bireysel sıfır olmayan elemanlar yerine gerçekte ortak olmayan elemanları bulması sonucu başarımlarını Şekil 6-15'teki seviyesine dönmektedir. JOMP algoritmasının başarımlarının $|(\Omega_c)^D| = 13$ 'e kadar artış gösterdiği daha sonrasında ise başarımlarını kaybettiği gözlemlenmektedir. Sonuç olarak \mathbf{p}_i değerleri \mathbf{h}_i^{wD} den oluşturulmuş olmasına rağmen önsel bilgi kullanan LW-JOMP, C-LW-JOMP ve I-LW-JOMP algoritmalarının, $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ alınması durumunda $|(\Omega_c)^D|$ sayısına bağlı olarak boyuncu gübüz olamadıkları görülmektedir.



Şekil 6-17 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi

Şekil 6-17’de CSIT NMSE değerinin $|(\Omega_c)^D|$ ortak sıfır olmayan eleman sayısına göre değişimi incelenmiştir. Kanal vektörlerinin açılal boyuttaki seyrekliğini temsil eden, bireysel sıfır olmayan eleman sayısı $|(\Omega_i)^D|$ tüm $|(\Omega_c)^D|$ değerlerinde sabit alındığı için LS ve Kâhin LS algoritmaları tüm $|(\Omega_c)^D|$ boyunca sabittir. JOMP algoritması ile yapılan kestirimde Şekil 6-15’te görülen $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranındaki artışın beklenildiği gibi Şekil 6-15’te CSIT NMSE değerinde başarımlı artışına katkı sağlamıştır. En belirgin başarımlı artışına sahip olan C-LW-JOMP algoritması $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranındaki artışından fayda sağlamıştır. $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranındaki artış ile benzer olarak $|(\Omega_c)^D|$ artışı ile JOMP algoritmasının OMP algoritmasına göre avatajı belirgin hale gelmektedir. C-LW-JOMP, I-LW-JOMP ve LW-OMP algoritmaları, yukarı yönlü kanaldan gelen önsel bilgiler sayesinde $|(\Omega_c)^D|$ değerinden bağımsız gürbüz bir yapı göstermektedir.

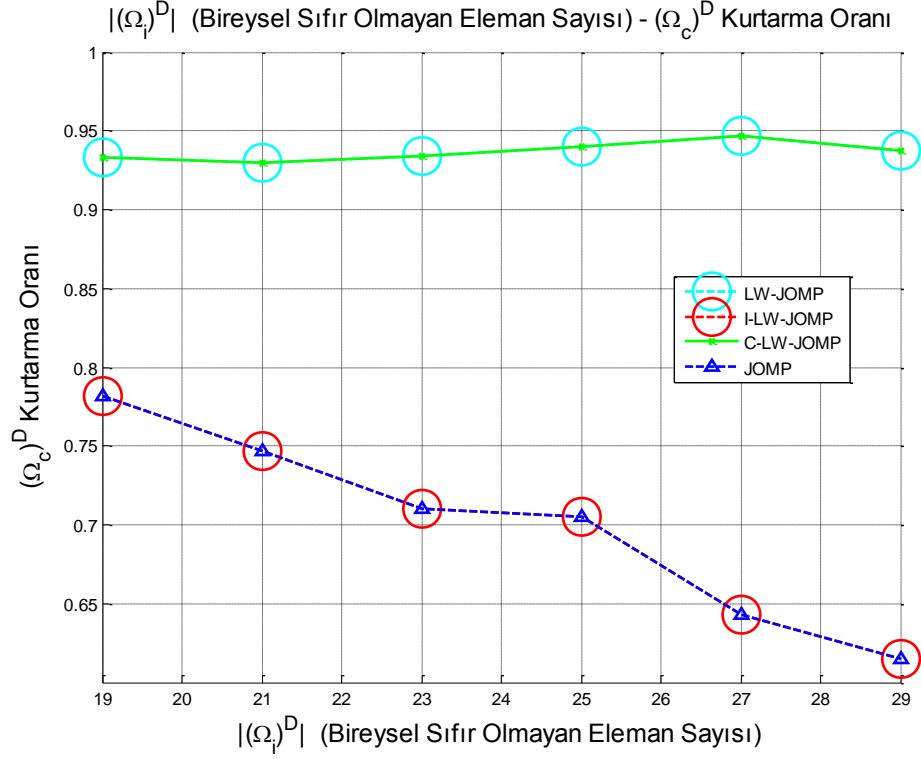


Şekil 6-18 $|(\Omega_c)^D|$ (Ortak Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi-
 $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ ve $\mathbf{h}_i^{w^D}$ ile oluşturulmuş \mathbf{p}_i

Şekil 6-18’de LW-OMP algoritmasının $\mathbf{h}_i^{w^D}$ ile oluşturulmuş \mathbf{p}_i önsel bilgileri sayesinde Kâhin LS algoritmasına çok yakın gürbüz bir başarımla yakaladığı görülmüştür. $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ alınması sayesinde JOMP algoritmasının düşük $|(\Omega_c)^D|$ değerlerinde daha iyi bir başarımla sergilediği görülmektedir. Şekil 6-16 $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranının değişimi grafiği ile bağlantılı olarak, önsel bilgi kullanan LW-JOMP, C-LW-JOMP ve I-LW-JOMP algoritmalarının, $s_c \sim \mathcal{U}(|(\Omega_c)^D| + 3, |(\Omega_c)^D| + 7)$ alınması durumunda $|(\Omega_c)^D|$ sayısına bağlı olarak boyunca gürbüz olamadıkları görülmektedir.

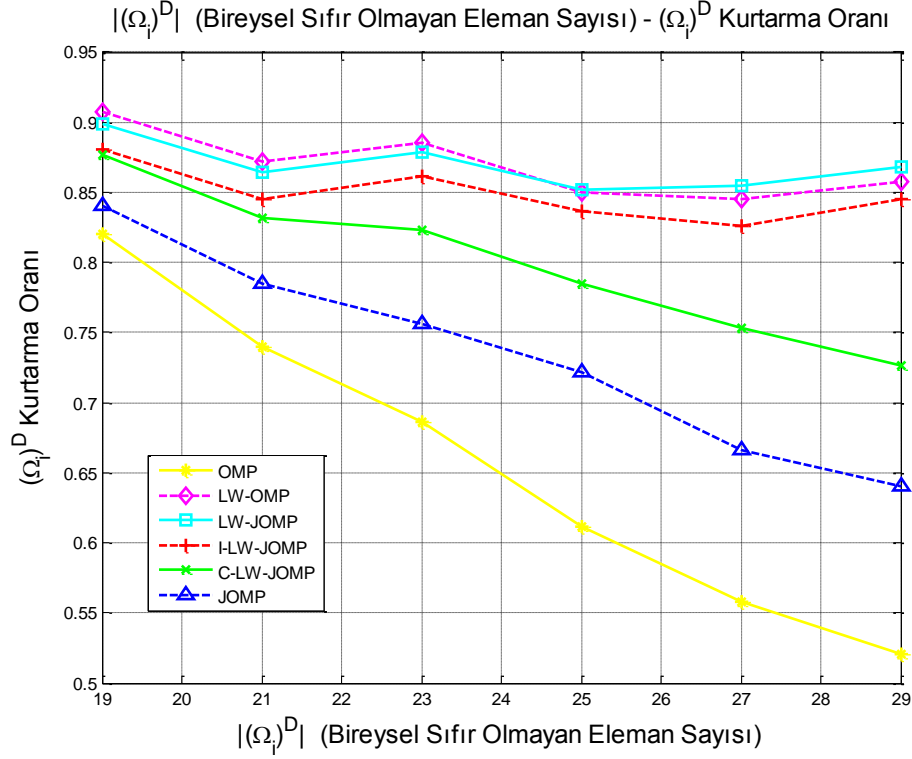
6.3. Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına Bağlı Başarımla

Yoğun MIMO baz istasyonunda bulunan 200 adet düzgün doğrusal dağılımlı olarak dizilmiş anten dizisine sahip baz istasyonu ve $N_k = 24$ kullanıcı bir hücreli haberleşme sisteminde her bir kullanıcının kanal vektörünün açısal boyuttaki ortak seyreklik değeri ortalama $|(\Omega_c)^D| = 13 \pm 1$ ’dir. Pilot sembol gönderiminde $SNR = 30$ ve $T = 60$ olarak alınmış ve 24 adet kullanıcının $|(\Omega_i)^D| \in \{19 \pm 1, 21 \pm 1, 23 \pm 1, 25 \pm 1, 27 \pm 1, 29 \pm 1\}$ ortalama bireysel sıfır olmayan eleman sayısına bağlı başarımla değişimi gözlemlenmiştir.



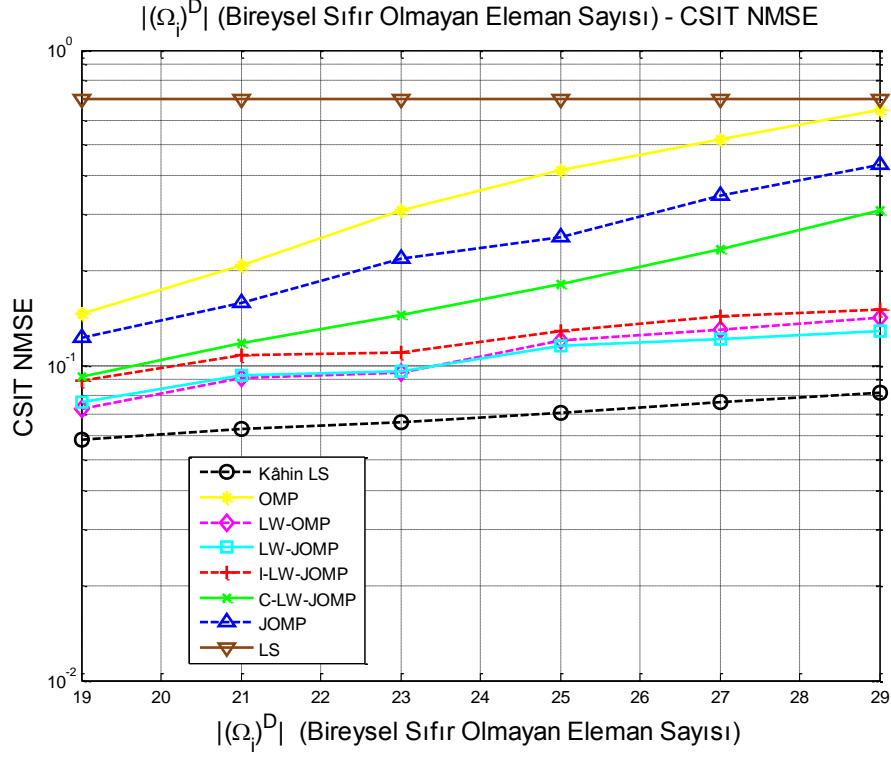
Şekil 6-19 $|\Omega_i^D|$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

Şekil 6-19'da $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranının $|\Omega_i^D|$ değişimine bağlı olarak $0.95 < \frac{|\hat{\Omega}_c^D \cap (\Omega_c)^D|}{|(\Omega_c)^D|} < 0.6$ aralığında kaldığı gözlemlenmektedir. JOMP ve I-LW-JOMP algoritmasında $|\Omega_i^D|$ artışına bağlı olarak $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranında düşüş görülmektedir. Bu durum $|\Omega_i^D|$ artışı ile Algoritma 3 2-c adımındaki alınan örnek sayısının 2-d adımındaki eşik seviyesinde tam olarak elenememesi olarak açıklanabilir. C-LW-JOMP ve LW-JOMP algoritmaları önsel bilgiler sayesinde $|\Omega_i^D|$ artışından bağımsız olarak $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranını belli bir değerde tutabilmektedir.



Şekil 6-20 $|\Omega_i^D|$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

Şekil 6-20’de, OMP, JOMP ve C-LW-JOMP algoritmalarının $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranının $|\Omega_i^D|$ arttıkça azaldığı gözlemlenmektedir. Benzetim çalışmalarında $T = 60$ pilot sembol sayısının sabit alınması ve seyreklik derecesinin artması sebebi ile $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranında düşüş yaşandığı gözlemlenmektedir. Tüm algoritmaların $|\Omega_i^D| = 19$ değerinde birbirine yakın başarımlar sergilemesinin sebebi; $|\Omega_i^D| = 19$ ve $T = 60$ pilot sembolü ile $SNR = 30$ olan bir senaryoda yapılan kestirimde doyum noktalarına ulaşmış olmalarıdır. Bu duruma benzer olarak Şekil 6-9’deki grafikte $T = 80$ durumu gösterilebilir. I-LW-JOMP, LW-JOMP ve LW-OMP algoritmaları önsel bilgiler sayesinde verilen $|\Omega_i^D|$ artış aralığında yaklaşık 0.5 oranda kayıp yaşamasına rağmen gürbüz bir başarımlar sergilediği görülmektedir. $|\Omega_i^D|$ artışından en çok etkilenen algoritma OMP algoritması olmakla beraber JOMP algoritması OMP’ye olan üstünlüğünü $|\Omega_i^D|$ arttıkça belirgin hale getirmiştir.

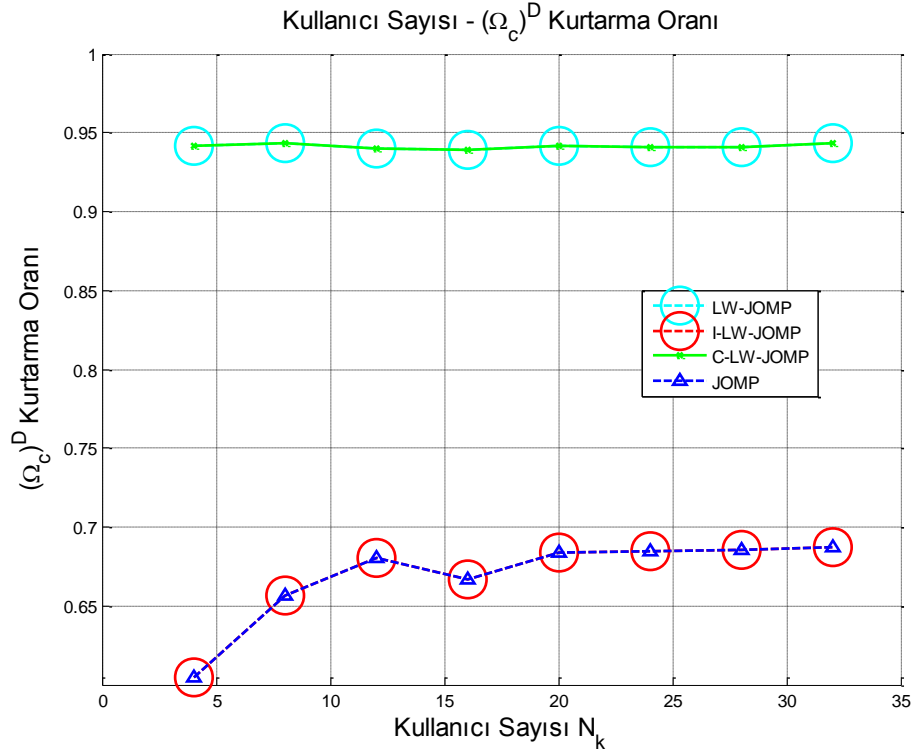


Şekil 6-21 $|\Omega_i^D|$ (Bireysel Sıfır Olmayan Eleman Sayısına) Karşılık CSIT NMSE Değişimi Şekil 6-21’de CSIT NMSE değerinin $|\Omega_i^D|$ ortak sıfır olmayan eleman sayısına göre değişimi incelenmiştir. En kötü ve sabit bir başarıma sahip olan LS algoritması dışında tüm algoritmaların artan $|\Omega_i^D|$ değeri ile başarıma kaybına uğradığı gözlemlenmektedir. $|\Omega_i^D| = 19$ değerinde tüm algoritmalar ve Kâhin LS metodu; Şekil 6-20’e ait açıklamalardaki durumdan dolayı birbirine yakın bir başarıma sahip olduğu görülmektedir. Önsel bilgiye sahip algoritmaların diğer algoritmalara olan başarıma üstünlüğü diğer benzetimlerde de olduğu gibi görülebilmektedir. Şekil 6-20’de $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranında gürbüz yapıya sahip olan I-LW-JOMP, LW-JOMP ve LW-OMP algoritmalarının $|\Omega_i^D|$ artışı karşısında başarıma düşüşleri CSIT NMSE parametresinde daha net şekilde gözlemlenebilmektedir. $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranında gürbüz bir yapıya sahip söz konusu algoritmalar, Algoritma 3 6’ncı adımındaki açısız boyutta yapılan LS işleminde $T = 60$ pilot sembol sayısının yeterli olmamasından kaynaklanmaktadır.

6.4. Kullanıcı Sayısına Bağlı Başarıma

Yoğun MIMO baz istasyonunda bulunan 200 adet düzgün doğrusal dağılımlı olarak dizilmiş antenler sahip baz istasyonunun bulunduğu çok kullanıcılı bir hücreli haberleşme sisteminde

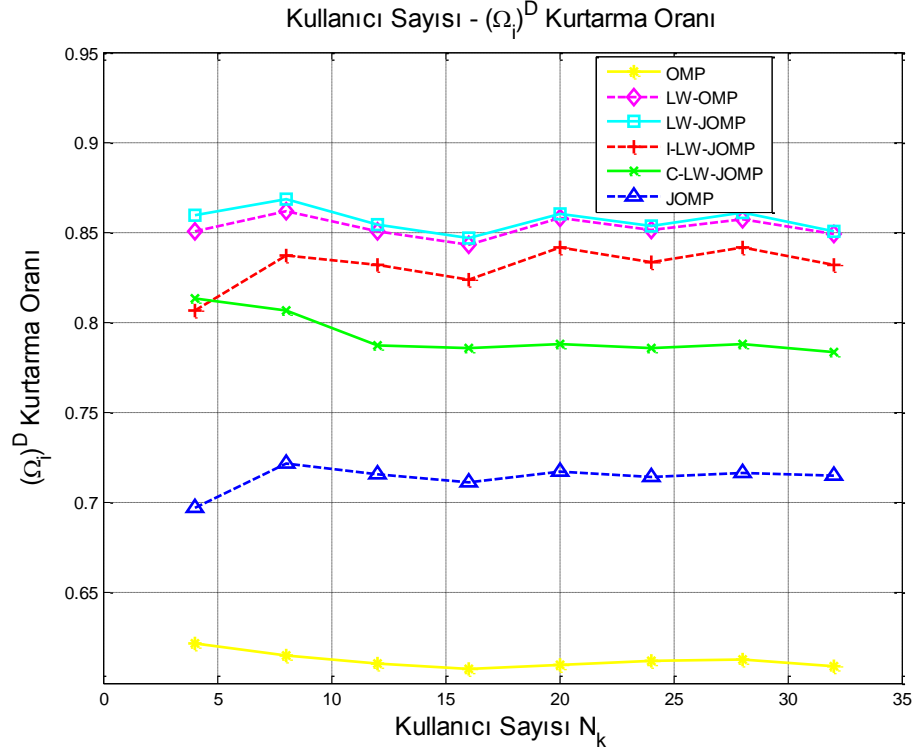
her bir kullanıcının kanal vektörünün açılal boyuttaki ortak seyreklik değeri ortalama $|(\Omega_c)^D| = 13 \pm 1$ ve ortalama bireysel seyreklik değeri $|(\Omega_i)^D| = 25 \pm 1$ 'dir. Pilot sembol gönderiminde $SNR = 30$ ve $T = 60$ olarak alınmış ve $N_k \in \{4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32\}$ kullanıcı sayısına bağlı başarımlarını gözlemlenmiştir. Kullanıcı sayısına bağlı değişimin incelenmesi için daha fazla kanal vektörü oluşturulması gerektiği çalışmalarda görülmüştür. Bu sebeple $N_q = 250$ kanal vektörü oluşturularak $N_s = 50$ benzetim yapılmış böylece $L = 12500$ monte carlo benzetimi yapılmıştır.



Şekil 6-22 Kullanıcı Sayısına Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

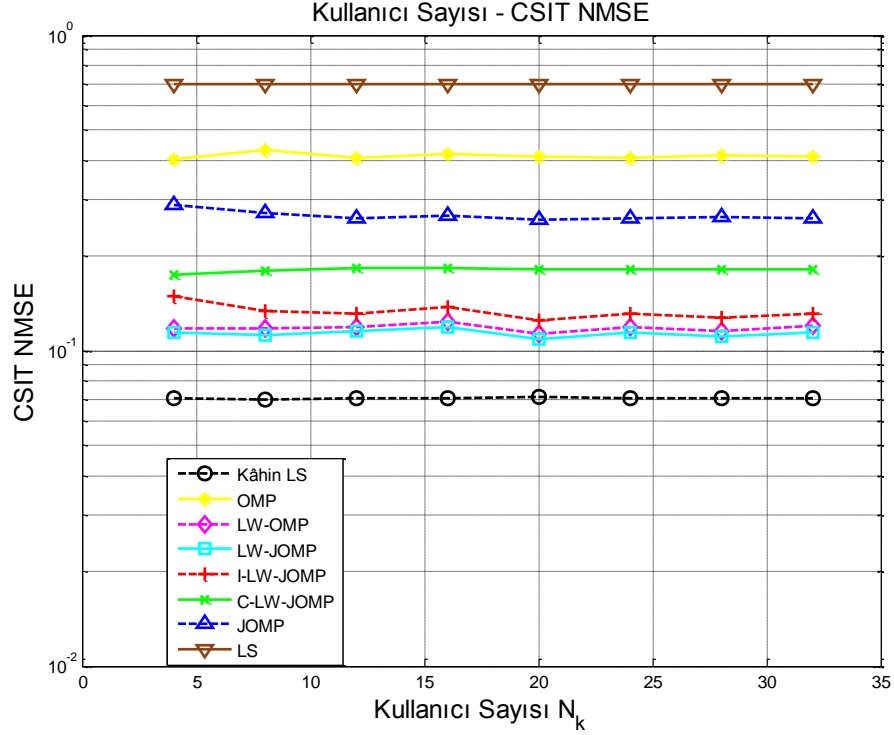
Şekil 6-22'de $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranının s_i değişimine bağlı başarımlarını incelenmiştir. JOMP ve I-LW-JOMP algoritmalarında $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranının kullanıcı sayısının artışına bağlı olarak $0.6 < \frac{|(\hat{\Omega}_c)^D \cap (\Omega_c)^D|}{|(\Omega_c)^D|} < 0.7$ değeri arasında kaldığı gözlemlenmektedir. C-LW-JOMP

LW-JOMP algoritmalarının ise $\frac{|(\hat{\Omega}_c)^D \cap (\Omega_c)^D|}{|(\Omega_c)^D|} \sim 0.95$ seviyesinde gürbüz bir performansa sahip olduğu gözlemlenmektedir.



Şekil 6-23 Kullanıcı Sayısına Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi

Şekil 6-23'teki tüm algoritmaların, $(\Omega_i)^D$ kurtarma oranının kullanıcı sayısına bağlı olarak belirgin bir değişime uğramadığı gözlemlenmiştir. OMP algoritmasının JOMP algoritmasının $N_k = 1$ kullanıcı sayısındaki başarımına eşit olduğu bilindiğinde, JOMP algoritmasının OMP algoritmasına karşı kullanıcı sayısının $4 < N_k < 32$ olduğu $SNR = 30$ ve $T = 60$ durumunda sabit bir performans artışına sahip olduğu gözlemlenmektedir. Şekil 6-23'te LW-JOMP algoritmasının en iyi performansa sahip olduğu ve LW-OMP algoritmasına göre çok düşük bir başarımla kazancına sahip olduğu gözlemlenmektedir.

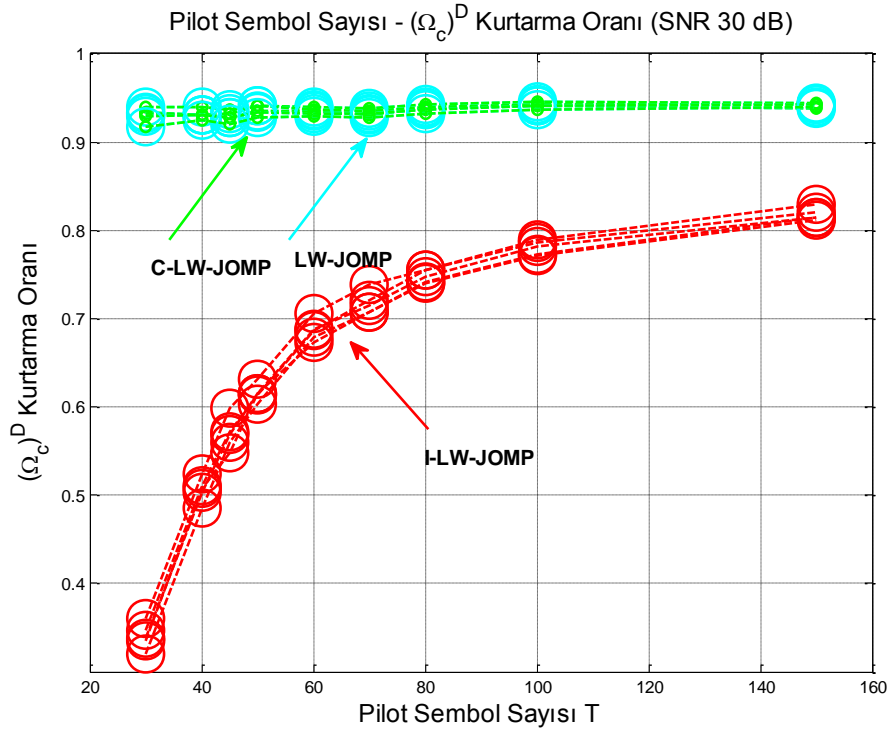


Şekil 6-24 Kullanıcı Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi

Şekil 6-22 ve Şekil 6-23 sonuçlarından yola çıkarak sezgisel olarak da Kâhin LS kestirim metodunun kullanıcı sayısından bağımsız olabileceği sonucu Şekil 6-24'te doğrulanmaktadır. Aynı zamanda $T = 60$ pilot sembol sayısının sabit olduğu senaryoda en kötü başarıyı sergileyen LS algoritmasının CSIT NMSE değerinin beklenildiği gibi kullanıcı sayısından bağımsız olduğu gözlemlenmektedir.

6.5. Frekans Değişimine Bağlı Başarım

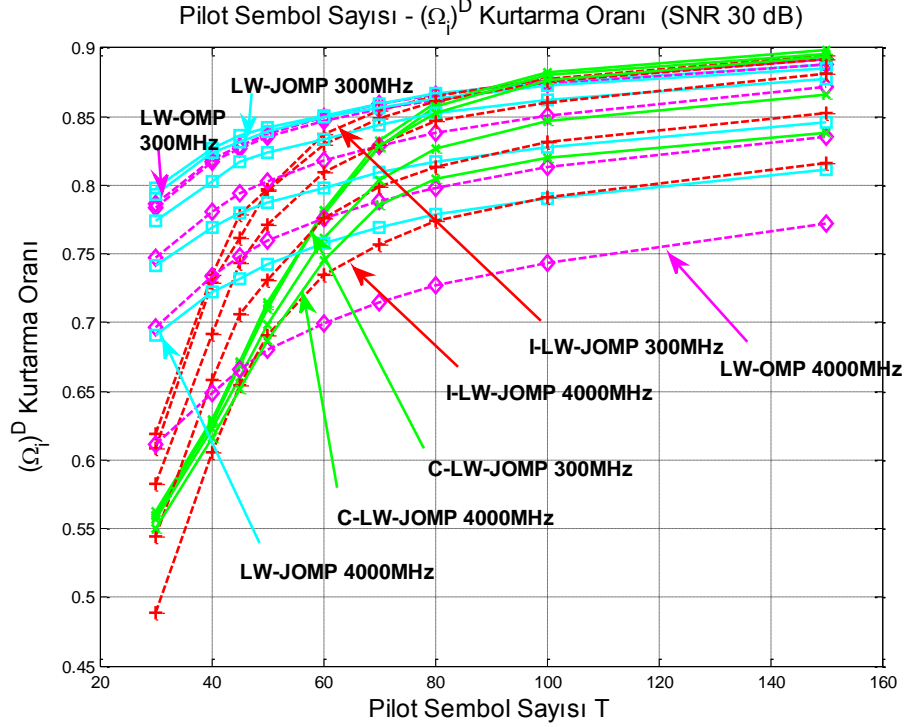
Yoğun MIMO baz istasyonunda bulunan 200 adet düzgün doğrusal dağılımlı olarak dizilmiş antenler sahip baz istasyonunun bulunduğu çok kullanıcılı bir hücresel haberleşme sisteminde her bir kullanıcının kanal vektörünün açısal boyuttaki ortak seyreklik değeri ortalama $|(\Omega_c)^D| = 13 \pm 1$ ve ortalama bireysel seyreklik değeri $|(\Omega_i)^D| = 25 \pm 1$ olarak kabul edilebilir. Pilot sembol gönderiminde $SNR = 30$ ve $N_k = 24$ olarak alınmıştır. Bu benzetimde aşağı yönlü kanal merkez frekansı 27 GHz yukarı yönlü kanal merkez frekans $\{26.7\text{ GHz}, 26.5\text{ GHz}, 26\text{ GHz}, 25\text{ GHz}, 23\text{ GHz}\}$ değerlerine göre başka bir ifadeyle $\{300\text{ MHz}, 500\text{ MHz}, 1\text{ GHz}, 2\text{ GHz}, 4\text{ GHz}\}$ merkez frekanslarına göre başarım incelenmiştir. Benzetimde pilot sembol uzunluğu $T \in \{30, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 100, 150\}$ değerlerine göre başarım değişimi gözlemlenmiştir.



Şekil 6-25 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_c)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - $SNR = 30$ dB

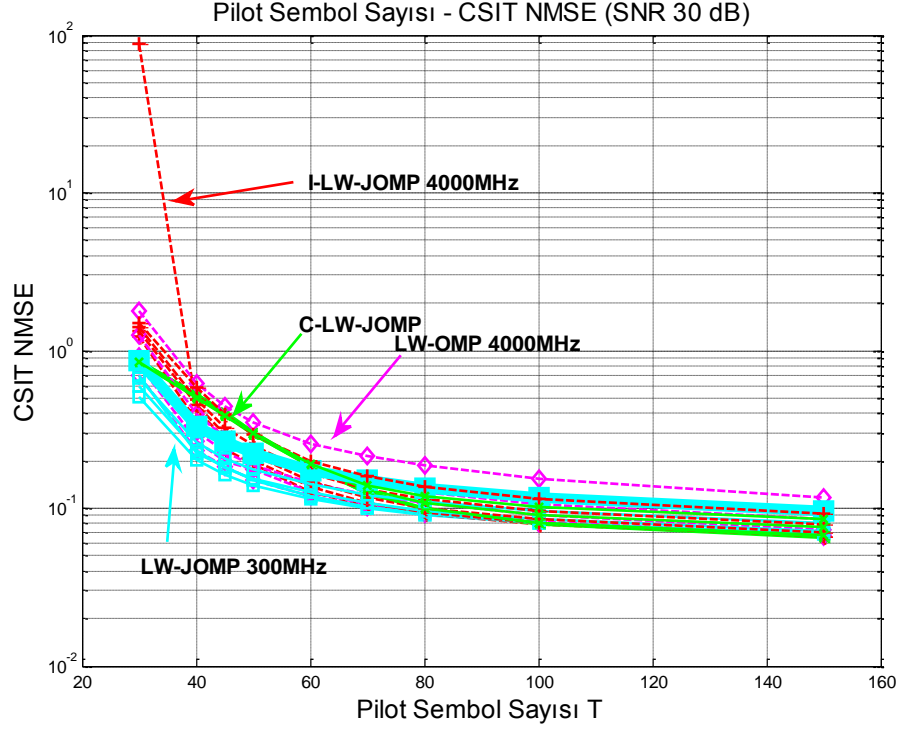
Şekil 6-25'te C-LW-JOMP ve LW-JOMP algoritmalarının $(\Omega_c)^D$ kurtarma oranının birbirine çok yakın olduğu gözlemlenmektedir. Her iki algoritmanın aşağı yönlü ve yukarı yönlü

kanaldaki frekans farkından etiklenmedikleri gözlemlenmektedir. I-LW-JOMP algoritması diğer algoritmalara göre performans kaybı olması $(\Omega_c)^U$ ortak sıfır olmayan elemanlar ile ilgili bir önsel bilgiye sahip olmaması olarak açıklanabilir.



Şekil 6-26 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının Değişimi - SNR = 30 dB

Şekil 6-26'da tüm algoritmaların frekans farkına bağlı olarak $(\Omega_i)^D$ Kurtarma Oranının değiştiği gözlemlenmektedir. Sezgisel olarak frekans farkının artışının önsel bilginin kalitesini düşüreceği düşünülebilir. Şekil 6-26'da görüleceği üzere 4000MHz frekans farkı tüm algoritmalarda en kötü başarıyı vermektedir. LW-OMP algoritması frekans farkından en çok etkilenen algoritmadır. C-LW-JOMP algoritması az sayıda pilot sembol sayısı ile kestirimi yapıldığında frekans farkına bağımlı olmadığı gözlemlenmektedir. Tüm pilot sembol uzunluklarında en başarılı algoritma LW-JOMP olarak değerlendirilebilir.



Şekil 6-27 Aşağı Yönlü ve Yukarı Yönlü Kanal Merkez Frekans Farkına Bağlı Pilot Sembol Sayısına Karşılık CSIT NMSE Değişimi - $SNR = 30$ dB

Şekil 6-27’de I-LW-OMP algoritması 4000MHz frekans farkında ve $T = 30$ pilot sembol sayısında en kötü başarıma sahiptir. Diğer benzetimlerde LW-JOMP algoritması ile yaklaşık aynı başarıımı gösteren LW-OMP algoritması aşağı yönlü ve yukarı yönlü frekans farkının artması ve 4000MHz ulaşması ile tüm pilot sembol sayılarında en kötü başarıma sahiptir. LW-JOMP algoritması düşük pilot sembol sayılarında en iyi başarıımı elde etmektedir.

7. SONUÇ

Yoğun MIMO haberleşme sistemlerinde baz istasyonu, çok sayıda antene sahip olması sayesinde uzaysal çoğullama avantajını ön plana çıkarmaktadır. Çok kullanıcıli yoğun MIMO haberleşme sisteminde uzaysal çoğullama avantajından tam olarak yararlanılabilmesi için baz istasyonunun aşağı yönlü kanal durum bilgisine sahip olması gerekmektedir. Yoğun MIMO sistemlerinde kullanılacak olan TDD haberleşme metodunda aşağı yönlü kanal durum bilgisi karşılıklılık ilkesi sayesinde yukarı yönlü kanal durum bilgisinden elde edilebilmektedir. TDD metoduna kıyasla pek çok avantajı olan karşılıklılık ilkesinin geçerli olmadığı FDD sistemlerinin de yoğun MIMO sistemlerinde kullanılabilmesi, çok anten sayısının getirmiş olduğu çok sayıda pilot sembolleri sebebiyle sorun oluşturmaktadır. Çok anten sayısına sahip baz istasyonunun açısal çözünürlüğü ve ortamda bulunan sınırlı yansıtıcılar sonucu ortaya çıkan seyreklik kavramı incelenmiştir. Kanal vektörlerindeki seyreklikten faydalanılarak CSIT kestiriminin yapıldığı araştırmalar incelenmiştir. Eşleşme takip algoritmaları tabanlı bu araştırmalardan, baz istasyonu yakınındaki sınırlı sayıdaki yansıtıcıdan sebebiyle kullanıcılar arasında ortaya çıkan ortak seyreklik kavramını kullanan JOMP algoritması incelenmiştir.

Ortak seyreklik bilgisini kullanarak diğer eşleşme takip algoritmalarına üstünlüğü bulunan JOMP algoritmasının geliştirilmesine yönelik araştırmalar yapılmıştır. TDD sistemlerindeki karşılıklılık ilkesinin geçerli olmadığı FDD sistemlerinde, kanal vektörlerindeki seyreklik bilgisinin bulunduğu açısal boyutta bir karşılıklılık olabileceğine yönelik araştırmalar yapılmıştır. FDD sistemlerde, farklı taşıyıcı frekansları kullanan aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanala ait açısal boyutta karşılıklılık olduğuna yönelik deneysel çalışmalar incelenmiştir. Bu açısal karşılıklılığın OMP gibi geleneksel eşleşme takip algoritmalarına ve JOMP algoritmasına önsel bilgi oluşturabileceği değerlendirilmiştir. Önsel bilgilerin eşleşme takip algoritmalarına etkili olarak uyarlanmasına yönelik çalışmalar incelenmiştir. Toplamalı logit ağırlık fonksiyonunun eşleşme takip algoritmalarında önsel bilgi olarak kullanıldığı çalışma JOMP algoritmasına uyarlanarak LW-JOMP algoritması önerilmiştir.

Araştırmalar sonucunda eşleşmeli takip algoritmalarının başarımlarının incelenmesi için MATLAB ortamında benzetimler yapılmıştır. Bu benzetimlerde, kullanıcılara ait kanal vektörlerinin oluşturulması için nesne yönelimli MATLAB tabanlı QuaDRiGa Kanal üretici kullanılmıştır. QuaDRiGa Kanal üreticinin ürettiği kanal vektörleri analiz edilmiştir.

Tez çalışmasında yapılan benzetimlerde milimetre dalga boyunda 200x1 anten dizisine sahip baz istasyonu modeli kullanılmıştır. Farklı SNR değerlerinde pilot sembol sayısı, ortak sıfır olmayan eleman sayısının değişimi, bireysel sıfır olmayan eleman sayısının değişimi ve kullanıcı sayısına bağlı olarak algoritmaların benzetimleri yapılmıştır.

LW-OMP algoritmasının yapılan tüm benzetimlerde gürbüz bir başarımla sergilediği gözlemlenmiştir. LW-JOMP algoritmasının düşük $SNR = 10$ dB ve yüksek $SNR = 30$ dB değerinde LW-OMP algoritmasında göre daha iyi bir performans olduğu gözlemlenmiştir. $|(\Omega_c)^D|$ değeri fazla olduğunda $s_c \gg |(\Omega_c)^D|$ olması durumunda önsel bilgi kullanan JOMP algoritmaları gürbüz başarımla sergileyememektedir. Algoritmaların, kullanıcı sayısının değişiminden düşük seviyede etkilendiği gözlemlenmiştir.

LW-OMP ve LW-JOMP algoritmaları açısal karşılıklılığın sağlamış olduğu önsel bilgiyi kullanarak diğer algoritmalara göre üstün başarımla sergileyerek ön plana çıkmışlardır. Yukarı yönlü kanal ve aşağı yönlü kanal kestirim zamanlarının farklı olduğu zaman aşımına uğramış durumlarda oluşabilecek açısal karşılıklılık özelliğinin yitirilmesi ve böylelikle LW-OMP başarımının düşüşe geçmesi durumunda JOMP algoritmasının tercih edilebileceği değerlendirilmektedir.

Gelecek çalışmalarda deneysel olarak; yukarı yönlü kanal vektörlerinde açısal boyut bilgilerine ulaşamadığı durumlarda, bir önceki zaman diliminde kestirilen aşağı yönlü kanal vektörlerinde zamansal bir ilinti kurularak bireysel sıfır olmayan elemanların ve ortak sıfır olmayan elemanların değişimi incelenebilir. Ortak elemanların çok değişmediği gözlemlendiği durumlarda C-LW-JOMP algoritmasının kullanılabilir olduğu değerlendirilmektedir. Tez kapsamında yeniden oluşturma algoritmalarının iyileştirilmesi için kullanılan önsel bilgilerin, baz istasyonunun kullanıcı terminallerine göndermiş olduğu pilot sembollerin eniyileştirilmesi amacıyla kullanılmasına yönelik çalışmaların yapılabileceği değerlendirilmektedir. Aşağı yönlü ve yukarı yönlü kanalların baz istasyonu tarafında aynı anten dizisinden yayılımı göz önüne alındığında anten arası mesafenin dalga boyuna oranı her iki kanal için değişecektir. Bu mesafe dikkate alınarak DFT dönüşüm matrisinin iyileştirilmesine yönelik çalışmaların yapılabileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors ve T. L. Marzetta, "Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, pp. 186-195, **2014**.
- [2] E. Candes ve M. Wakin, "An Introduction to Compressive Sampling," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 21–30, **2008**.
- [3] P. W. Chan, E. S. Lo, R. R. Wang, E. K. Au, V. K. Lau, R. S. Cheng, W. H. Mow, R. D. Murch, ve K. B. Letaief, "The Evolution Path of 4G networks: FDD or TDD?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 12, pp. 42–50, **2006**.
- [4] A. Gupta ve R. K. Jha, "A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies," *IEEE Access*, **2015**.
- [5] D. Tse ve D. Viswanath., "Fundamentals of Wireless Communication," *Cambridge University Press*, **2005**.
- [6] K. Zheng, L. Zhao, J. Mei, B. Shao, W. Xiang, ve L. Hanzo, "Survey of 1704 Large-Scale MIMO Systems," *IEEE Commun. Surv. Tuts.*, vol. 17, no. 3, pp. 1738–1760, **2015**.
- [7] X. Rao ve V. Lau, "Distributed Compressive CSIT Estimation and Feedback for FDD Multi-User Massive MIMO Systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 12, pp. 3261–3271, **2014**.
- [8] Y. Ding ve B. D. Rao, "Channel Estimation Using Joint Dictionary Learning in FDD Massive MIMO Systems," *IEEE GlobalSIP 2015*, pp. 185–189, **2015**.
- [9] J. Dai, A. Liu ve V. K. N. Lau "FDD Massive MIMO Channel Estimation with Arbitrary 2D-Array Geometry" *IEEE Transactions on Signal Processing* vol.: 66, no: 10 pp. 2584–2599, **2018**.
- [10] J. Scarlett, J. Evans, ve S. Dey, "Compressed Sensing with Prior Information: Information-Theoretic Limits and Practical Decoders," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 61, no. 2, pp. 427–439, **2013**.
- [11] "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations," Tech. Rep. G. T. 25.996, 3GPP ETSI Release 9, **2010** [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/DynaReport/25996.htm>
- [12] K. Hugel, K. Kalliola, ve J. Laurila, "Spatial Reciprocity of Uplink and Downlink Radio Channels in FDD Systems," COST 273 TD(02) 066, **2002**.
- [13] "5G Spectrum Public Policy Position" Huawei Technologies Co., Ltd., 2017.
- [14] Jae-Hyun Lee, Jeong-Sik Choi ve Seong-Cheol Kim, "Cell Coverage Analysis of 28 GHz Millimeter Wave in Urban Micro-Cell Environment using 3D Ray-Tracing", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , vol. : 66, no. 3, **2018**.
- [15] R.G. Baraniuk, "Compressive Sensing," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 24, no. 4, pp. 118–120, 124, **2007**.

- [16] E. Candès ve T. Tao, “Decoding by Linear Programming,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4203-4215, **2005**.
- [17] D. Donoho, “Compressed Sensing,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, **2006**.
- [18] J. A. Tropp ve A. C. Gilbert, “Signal Recovery from Random Measurements via Orthogonal Matching Pursuit,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no. 12, pp. 4655–4666, **2007**.
- [19] METIS, Mobile ve Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society, EU 7th Framework Programme project, <http://www.metis2020.com>.
- [20] WINNER+ D5.3, “Final Channel Models”, V1.0, CELTIC CP5-026 WINNER+ project, Available at http://projects.celticinitiative.org/winner+/deliverables_winnerplus.html, **2010**.
- [21] 3GPP, “Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz”, *3rd Generation Partnership Project (3GPP), Tech. Rep. TR 38.901 v14.1.0 Release 14*, **2017**.
- [22] S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Börner ve L. Thiele, "QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 62, pp. 3242-3256, **2014**.
- [23] S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Börner L. Thiele, F. Burkhardt ve E. Eberlein, "QuaDRiGa-Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation", Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, Tech. Rep. v2.0.0, **2017**.
- [24] M. Biguesh ve A. B. Gershman, “Training-Based MIMO Channel Estimation: A Study of Estimator Tradeoffs and Optimal Training Signals,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 3, pp. 884–893, **2006**.
- [25] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, ve Y. Liu, “A Coordinated Approach to Channel Estimation in Large-Scale Multiple-Antenna Systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 264–273, **2013**.
- [26] Y. Zhou, M. Herdin, A. M. Sayeed ve E. Bonek, “Experimental Study of MIMO Channel Statistics and Capacity via the Virtual Channel Representation,” Univ. Wisconsin Madison, Madison, WI, USA, Tech. Rep., **2007**.
- [27] J. Hoydis, C. Hoek, T. Wild ve S. ten Brink, “Channel Measurements for Large Antenna Arrays,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Wireless Commun. Systems (ISWCS)*, pp. 811–815, **2012**.
- [28] W. U. Bajwa, J. Haupt, A. M. Sayeed ve R. Nowak, “Compressed Channel Sensing: A New Approach to Estimating Sparse Multipath Channels,” *Proc. IEEE*, vol. 98, no. 6, pp. 1058–1076, **2010**.
- [29] Qualcomm “FDD/TDD Comparison Key Messages” <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/fdd-tdd-comparison.pdf>

- [30] A. Liu, F. Zhu ve V. K. Lau, “Closed-Loop Autonomous Pilot and Compressive CSIT Feedback Resource Adaptation in Multi-User FDD Massive MIMO Systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 65, no. 1, pp. 173–183, **2017**.
- [31] X. Rao ve V. K. N. Lau, “Compressive Sensing with Prior Support Quality Information and Application to Massive MIMO Channel Estimation with Temporal Correlation,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 18, pp. 4914-4924, **2015**.
- [32] Z. Gao, L. Dai ve Z. Wang, “Structured Compressive Sensing Based Superimposed Pilot Design in Downlink Large-Scale MIMO Systems,” *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 12, pp. 896–898, **2014**.
- [33] Z. Gao, L. Dai, Z. Wang ve S. Chen, “Spatially Common Sparsity Based Adaptive Channel Estimation and Feedback for FDD Massive MIMO,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 23, pp. 6169–6183, **2015**.
- [34] H. Xie, F. Gao ve S. Jin, “An Overview of Low-Rank Channel Estimation for Massive MIMO Systems,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7313–7321, **2016**.
- [35] J. W. Choi, B. Shim, Y. Ding, B. Rao ve D. I. Kim, “Compressed Sensing for Wireless Communications : Useful Tips And Tricks,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 19, no. 3, pp. 1527–1550, **2017**.
- [36] C.-K. Wen, S. Jin, K.-K. Wong, J.-C. Chen ve P. Ting, “Channel Estimation for Massive MIMO Using Gaussian-Mixture Bayesian Learning,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 1356-1368, **2015**.

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Mevlüt Özgür DEMİRAY
Doğum Yeri : Aksu/Isparta
Medeni Hali : Evli
E-posta : zgrdmry@gmail.com
Adresi : Çankaya/ANKARA

Eğitim

Lisans : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Yabancı Dil Düzeyi

İngilizce : Çok İyi

İş Deneyimi

Ağustos 2017- ... : RF Tasarım Mühendisi,
YILDIRIM ELEKTRONİK, ANKARA
Şubat 2013- Ağustos 2017 : Sistem Mühendisi,
ROKETSAN, ANKARA

Deneyim Alanları

Kablosuz haberleşme, RF sistem tasarımı, Mikrodalga devre tasarımı, Sinyal işleme.

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-