



T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR İÇİN EŞİK TABANLI FIRSATÇI PAKET GÖNDERİM PLANI TASARIMI

Hakkı SOY

DOKTORA TEZİ

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Mayıs-2013
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

DOKTORA TEZİ

KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR İÇİN EŞİK TABANLI FIRSATÇI PAKET GÖNDERİM PLANI TASARIMI

Hakkı SOY

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

1. Danışman: Prof. Dr. Mehmet BAYRAK
2. Danışman: Yrd. Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR

2013, 133 Sayfa

Jüri
Prof. Dr. Mehmet BAYRAK
Prof. Dr. Ali OKTAY
Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Doç. Dr. Ercan YALDIZ
Yrd. Doç. Dr. S. Sinan GÜLTEKİN

Kablosuz algılayıcı ağların geleceğin algılama teknolojisi olması öngörülmekte ve bu nedenle geniş bir yelpazede uygulama alanlarında giderek daha önemli hale gelmektedir. Katmanlar arası tasarım, kablosuz algılayıcı ağların optimizasyonu için umut verici yeni bir yaklaşımdır. Bu tez çalışmasında, fiziksel katmanda elde edilen kanal durum bilgisinin, ortam erişim kontrol katmanında optimal paket gönderim zamanlaması için kullanılmasına odaklanılmıştır. Hücresel mimaride, algılayıcı düğümler arasında çeşitleme kullanılarak elverişsiz kanal kalitesine sahip olanların haberleşmesini ertelerken, iyi bağlantıya sahip olanların gönderimlerini fırsatçı şekilde zamanlayarak kablosuz kanalın spektral verimliliğinin artırılması mümkündür. Bu tezde, yukarı bağlantı paket gönderimi için dağıtılmış durumda çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı kullanılarak geri besleme olmaksızın eşik seviyesine dayanan yeni bir strateji önerilmiştir.

Tasarımda, algılayıcı düğümlerin sadece kendi kanallarını bildikleri varsayılmış ve algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne paket transferi herhangi bir düğümün kanal kalitesi o anki zaman diliminde önceden belirlenmiş eşik seviyesini geçince başlatılmıştır. Optimum eşik seviyesini belirlemek için basitleştirilmiş çarpışma modeli altında bir zaman diliminde sadece bir algılayıcı düğümün kendi paketini gönderdiği başarılı paket gönderim olasılığı maksimum yapılmıştır. Bu bağlamda iki farklı sistem modeli incelenmiştir. Birinci durumda algılayıcı düğümlerin sadece bir antene sahip olduğu varsayılmış ve kanal kazançları SNR ve NSNR metrikler kullanılarak ölçülmüştür. Daha sonra, algılayıcı düğümlerin çoklu antenlere sahip olduğu kabul edilerek önerilen strateji anten çeşitlemesi ve doğrusal birleştirme teknikleri yardımıyla ESNR metrik aracılığıyla uygulanmıştır.

Bu tezdeki tasarım yöntemi bant genişliği verimli, güvenilir ve ölçeklenebilir kablosuz algılayıcı ağların ortaya koyulmasını, aynı zamanda çarpışmalara rağmen enerji tüketiminin azaltılmasını hedeflemektedir. Analitik çözümler yanında, önerilen stratejinin etkinliğini incelemek üzere MATLAB programlama ortamında bir benzetim modeli geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Benzetim sonuçları önerilen planın performansının geleneksel dönüşümlü zamanlama algoritmasından daha iyi olduğunu ve analitik çözümlere çok yakın sonuçlar verdiğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: çok kullanıcı çeşitlemesi; çoklu antenler; fırsatçı zamanlama, katmanlar arası tasarım; kablosuz algılayıcı ağlar; ortam erişim kontrolü (MAC) protokolü.

ABSTRACT

Ph.D THESIS

A THRESHOLD-BASED OPPORTUNISTIC PACKET TRANSMISSION SCHEME DESIGN FOR WIRELESS SENSOR NETWORKS

Hakkı SOY

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
DOCTOR OF PHILOSOPHY
IN ELECTRICAL - ELECTRONIC ENGINEERING

Advisor: Prof. Dr. Mehmet BAYRAK
Co-Advisor: Assist. Prof. Dr. Özgür ÖZDEMİR

2013, 133 Pages

Jury
Prof. Dr. Mehmet BAYRAK
Prof. Dr. Ali OKTAY
Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Assoc. Prof. Dr. Ercan YALDIZ
Assist. Prof. Dr. S. Sinan GÜLTEKİN

Wireless sensor networks are currently foreseen to become the sensing technology of the future and to thus become increasingly important in a wide variety of application fields. Cross-layer design is a new promising approach for wireless sensor network optimization. This thesis focuses on exploiting channel state information from the physical layer for optimal packet transmission scheduling at the medium access control layer. In a cellular architecture, it is possible to use diversity among the sensor nodes to increase the spectral efficiency of the wireless channel by opportunistically schedule transmissions with a good connection, while postponing communication to those with unfavorable channel qualities. We propose a threshold based novel strategy for uplink packet transmission which exploits multiuser diversity gain without feedback in a decentralized manner.

In our design, we assume that the sensor nodes know only their own channels and the packet transfer from the sensor nodes to the controller node is initiated when the channel quality of any node exceeds the predefined threshold at the current time slot. To determine the optimum threshold, we maximize the probability of successful packet transmission where only one sensor node transmits its packet in one time slot under the simplified collision model. We investigate two different system models in this context. At the first setup, we assume that the sensor nodes have only single antenna and the channel gains are measured by using SNR and NSNR metrics. Afterwards, the sensor nodes are assumed with multiple antennas, so the proposed strategy is applied with ESNR metric through antenna diversity and linear combining techniques.

The design methodology in this thesis aims at producing bandwidth efficient, reliable and scalable wireless sensing networks, in spite of collisions, reducing energy consumption at the same time. Besides the analytical solutions, a simulation model was developed and implemented in MATLAB programming environment to study the effectiveness of proposed strategy. Simulation results show that the performance of proposed scheme outperforms the conventional round robin scheduling algorithm and gives very close results to the analytical solutions.

Keywords: cross layer design; medium access control (MAC) protocol; multiple antennas; multiuser diversity; opportunistic scheduling; wireless sensor networks.

ÖNSÖZ

Doktora eğitimim süresince mesleki açıdan gelişmemde büyük desteğini gördüğüm, fikir ve tecrübeleriyle her konunda yol gösteren, yardım ve tavsiyelerini esirgemeyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Mehmet BAYRAK'a en içten dileklerimle teşekkür ederim. Tez konusunun belirlenmesinden başlayarak çalışmalarıma büyük bir titizlikle rehberlik eden, değerli zamanını ayıran, bilgi ve deneyimlerini paylaşan yardımcı danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Lisans eğitimim esnasında kendime örnek aldığım, görüş ve önerileriyle tezin ortaya çıkmasına destek veren Tez İzleme Komitesi Üyesi Sayın Prof. Dr. Ali OKTAY'a, tez çalışmalarının yürütülmesinde her türlü ilgi ve desteği gösteren Tez İzleme Komitesi Üyesi Sayın Doç. Dr. Ercan YALDIZ'a, katkılarından dolayı Sayın Prof. Dr. Saadetdin HERDEM ve Sayın Yrd. Doç. Dr. S. Sinan GÜLTEKİN'e teşekkür ederim. Son olarak, sevgi ve desteklerini her an yanımda hissettiğim aileme şükranlarımı sunarım.

Hakkı SOY
KONYA-2013

İÇİNDEKİLER

ÖZET **1**

ABSTRACT **2**

ÖNSÖZ **3**

İÇİNDEKİLER **4**

SİMGELER VE KISALTMALAR **7**

1. GİRİŞ **9**

1.1. Kablosuz Haberleşme Kanalı 10
1.1.1. Kanal karakteristikleri 11
1.1.2. Kanal modelleri 12
1.1.3. Kanal kapasitesi 14
1.1.4. Kanal parametreleri 16
1.1.5. Kanal sınıflandırma 17
1.1.6. Çeşitleme teknikleri 19
1.2. Çoklu-Giriş Çoklu-Çıkış (MIMO) Sistemler 20
1.3. Hücresel Haberleşme Sistemleri 23
1.3.1. Çoklu erişim teknikleri 24
1.3.2. Zamanlama planı 25
1.4. Tezin Motivasyonu 30
1.5. Tezin Literatüre Katkısı 31
1.6. Temel Varsayımlar 32
1.7. Tezin Organizasyonu 33

2. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR **34**

2.1. Algılayıcı Düğüm Mimarisi 35
2.2. Ağ Mimarisi ve Protokol Yığını 39
2.2.1. Fiziksel katman 40
2.2.2. Veri bağlantı katmanı 40
2.2.3. Ağ katmanı 41
2.2.4. Taşıma katmanı 41
2.2.5. Uygulama katmanı 41
2.3. IEEE 802.15.4 ve ZigBee Standartları 41
2.4. MAC Protokolü Tasarımı 43
2.5. Katmanlar Arası Tasarım ve Optimizasyon 47
2.6. Literatür Özeti 49
2.6.1. Statik TDMA planı 49
2.6.2. Maksimum SNR/NSNR planı 50
2.6.3. Maksimum olabilirlik planı 52

3. ÖNERİLEN FIRSATÇI PAKET GÖNDERİM PLANI 54

3.1. Sistem Modeli 54
3.2. Kanal ve Sinyal Modeli 56
3.2.1. Aşağı bağlantı fazında pilot sinyal yayını 58
3.2.2. Yukarı bağlantı fazında paket gönderimi 60
3.3. Optimum Eşik Seviyesinin Belirlenmesi 63
3.3.1. Önerilen SNR planı 63
3.3.2. Önerilen NSNR planı 66
3.4. Performans Analizi 69
3.5.1. Optimum eşik seviyesi analizi 69
3.5.2. Kanal durumu analizi 70
3.5.3. Spektral verimlilik analizi 73
3.5.4. Sinyal kalitesi analizi 76
3.5.5. Enerji verimliliği analizi 76
3.5.6. Adaletlilik analizi 79

4. ÖNERİLEN PLANININ UZAYSAL ÇEŞİTLEME İLE GELİŞTİRİLMESİ ... 83

4.1. Sistem Modeli 83
4.2. Kanal ve Sinyal Modeli 84
4.2.1. Aşağı bağlantı fazında pilot sinyal yayını 84
4.2.2. Yukarı bağlantı fazında paket gönderimi 88
4.3. Optimum Eşik Seviyesinin Belirlenmesi 90
4.3.1. SC ile önerilen ESNR planı 90
4.3.2. MRC ile önerilen ESNR planı 94
4.4. Performans Analizi 96
4.4.1. Optimum eşik seviyesi analizi 97
4.4.2. Kanal durumu analizi 98
4.4.3. Spektral verimlilik analizi 100
4.4.4. Sinyal kalitesi analizi 103
4.4.5. Enerji verimliliği analizi 104
4.4.6. Adaletlilik analizi 105

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 107

5.1. Sonuçlar 107
5.2. Öneriler 110

KAYNAKLAR 111

EKLER 120

EK-1: Önerilen SNR planında spektral verimlilik ifadesi 121

EK-2: Önerilen NSNR planında sistem SNR metriği PDF ifadesi 122

EK-3: SC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi 124

EK-4: SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ifadesi 125

EK-5: SC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi 126

EK-6: MRC ile önerilen ESNR planında optimum eşik seviyesi ifadesi 127

EK-7: MRC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi 129

EK-8: MRC ile statik TDMA planında spektral verimlilik ifadesi..... 130

EK-9: MRC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi.... 131

ÖZGEÇMİŞ 132

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

λ	: Dalga boyu
d	: Ortamdaki engelin fiziksel boyutu
h	: Kanal kazanç katsayısı
r	: Sinyal genliği
σ	: Standart sapma
τ	: Direkt sinyal genliğinin tepe değeri
I_0	: Sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
P	: Sinyal gücü
B	: Bant genişliği (Hz)
C	: Kanal kapasitesi (bit/s)
ψ	: Spektral verimlilik (bit/s/Hz)
γ	: Sinyal gürültü oranı
$\overline{\gamma}$	: Ortalama sinyal gürültü oranı
$\hat{\gamma}$	: Sistem sinyal gürültü oranı
$\widehat{\gamma}$	: Başarılı paketlerin sinyal gürültü oranı
T_C	: Kanal uyum zamanı
B_D	: Doppler yayılımı
σ_C	: Kanal gecikme yayılımı
B_C	: Kanal uyum bant genişliği
T_S	: Sinyal sembol süresi
B_S	: Sinyal bant genişliği
ρ	: Başarılı paket ortalama sinyal gürültü oranı
K	: Algılayıcı düğüm sayısı
L	: Algılayıcı düğümlerde anten sayısı
M	: Kontrol düğümünde anten sayısı
N	: Sembol sayısı
β	: Optimum eşik seviyesi
n	: Ayrık zaman indisi
p	: Zaman dilimi indisi
δ	: Dirac delta fonksiyonu
Γ	: Eksik Gamma fonksiyonu
Γ_c	: Tamamlayıcı eksik Gamma fonksiyonu
E_1	: Üstel integral fonksiyonu
u	: Birim basamak fonksiyonu
η	: Normalleştirilmiş sinyal gürültü oranı
x	: Pilot sinyal
y	: Algılayıcı düğümlerde alınan sinyal
z	: Gürültü sinyali
$\mathbf{h}$	: Kanal vektörü
$\mathbf{w}$	: Hüzme biçimlendirme vektörü
q	: Bileşik kanal katsayısı
s	: Algılayıcı düğümden gönderilen veri paketi sinyali
$\mathbf{t}$	: Kontrol düğümünde alınan sinyal vektörü

$\mathbf{z}$	: Gürültü vektörü
r	: Kontrol düğümünde alınan birleştirilmiş sinyal
$\mathbf{H}$	: Kanal matrisi
$\mathbf{q}$	: Bileşik kanal vektörü
$\mathbf{y}$	: Algılayıcı düğümlerde alınan sinyal vektörü
v	: Algılayıcı düğümlerde alınan birleştirilmiş sinyal
$\mathbf{a}$	: Ağırlık verme vektörü
$\mathbf{I}$	: Birim matris
$(.)^H$	: Hermityen eşlenik operatörü
$(.)^*$	: Karmaşık eşlenik operatörü
$\mathrm{E}[\![.]\!]$	: Beklenen değer operatörü
$\|\|.\|\|$	: Frobenious norm operatörü
$P(.)$	: Bir olayın olasılığı
$f(.)$	: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$F(.)$	: Kümülatif dağılım fonksiyonu
$\mathbb{CN}(0,\sigma^2)$	: Dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımı

Kısaltmalar

ACK	: Alındı onayı
ADC	: Analog dijital dönüştürücü
AWGN	: Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
BER	: Bit hata oranı
CDF	: Kümülatif dağılım fonksiyonu
CDMA	: Kod bölmeli çoklu erişim
CSMA	: Taşıyıcı duyarlı çoklu erişim
CSMA/CA	: Çarpışma sakınmalı taşıyıcı duyarlı çoklu erişim
CTS	: Gönderime uygun
ESNR	: Efektif sinyal gürültü oranı
FDD	: Frekans bölmeli çoklama
FDMA	: Frekans bölmeli çoklu erişim
GPS	: Küresel konumlandırma sistemi
ISI	: Semboller arası girişim
LLC	: Lojik bağlantı kontrolü
MAC	: Ortam erişim kontrolü
MIMO	: Çoklu-giriş çoklu-çıkış
MISO	: Çoklu-giriş tek-çıkış
MRC	: Maksimum oran birleştirme
NSNR	: Normalleştirilmiş sinyal gürültü oranı
PDF	: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
SC	: Seçmeli birleştirme
SNR	: Sinyal gürültü oranı
SDMA	: Uzay bölmeli çoklu erişim
SISO	: Tek-giriş tek-çıkış
SIMO	: Tek-giriş çoklu-çıkış
RF	: Radyo frekans
RTS	: Gönderim isteği
TDD	: Zaman bölmeli çoklama
TDMA	: Zaman bölmeli çoklu erişim

1. GİRİŞ

Haberleşme sistemlerinin temel kullanım amacı bilgi kaynağı tarafından üretilen mesaj sinyalinin elektriksel olarak hedefe gönderilmesidir. Verici ile alıcı arasındaki fiziksel ortam haberleşme kanalı olarak isimlendirilir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde bilgi atmosferde veya serbest uzayda radyo dalgası olarak bilinen elektromanyetik dalgalar kullanılarak taşınır. Kaynak üzerindeki verici anten sinyal gönderimi için radyo frekansında enerji yayarken, hedef üzerindeki alıcı anten sinyal alımı için radyo frekansında enerji toplar. Kablolu sistemler ile karşılaştırıldığında kablosuz haberleşme teknolojisi kolay yoldan ve düşük maliyetle veri transferine imkân sağlar. Bunun yanında hareketlilik (mobility) ve ölçeklenebilirlik (scalability) gibi bazı üstünlükleri, kablosuz haberleşmenin çok sayıda uygulama alanında yaygın olarak kullanılmasının önünü açmıştır.

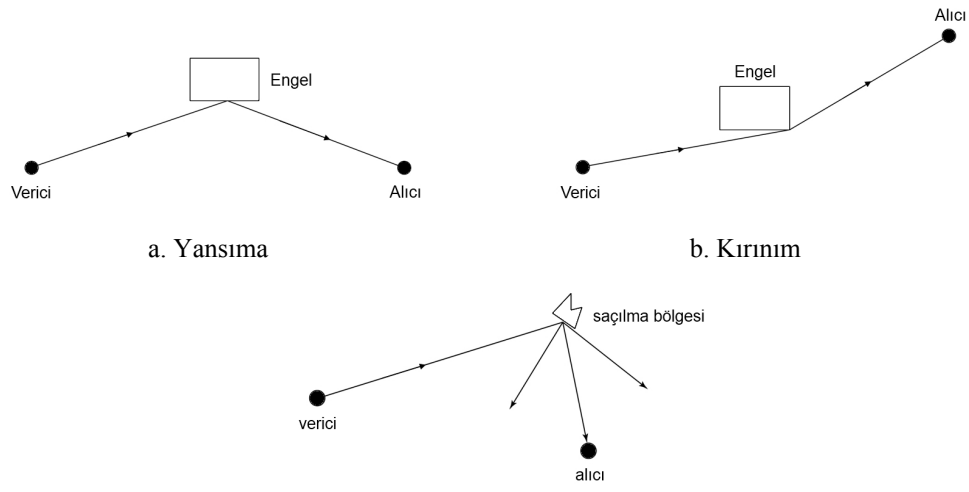
Kablosuz haberleşme teorisinin temeli Maxwell denklemleri ile ışık hızında yayılan elektromanyetik dalgaların varlığının ortaya koyulması (1864), bu denklemlerin Hertz tarafından deneysel olarak doğrulanması (1897) ve Marconi tarafından ilk uzun mesafeli radyo yayınının gerçekleştirilmesine (1899) dayanır. Geçen zaman içinde çalışma frekansının yükseltilerek anten boyutlarının küçültülmesi, sistem kurulum maliyetinin düşmesi ve servis kalitesinin yükseltilmesi gibi faktörler kablosuz sistemlerin her geçen gün daha fazla talep görmesi için tetikleyici olmuşlardır. Bugün gelinen noktada kablosuz haberleşme dünya genelinde üzerinde en fazla araştırma yapılan çalışma konularından biridir. Özellikle son yıllarda yaygın olarak kullanılan çoklu anten teknikleri, işbirlikçi (cooperative) ve fırsatçı (opportunistic) haberleşme gibi yeni yaklaşımlarla kablosuz sistemlerin gelişimi hızla devam etmektedir.

Kablosuz haberleşmenin üstünlüklerinin belirgin olarak görüldüğü en önemli uygulamalardan biri kuşkusuz kablosuz ağlardır. Kablosuz ağlar kullanıcıların sahip oldukları cihazlar yardımıyla birbirleriyle kablosuz bağlantı kurduğu, ihtiyaç duydukları bilgi ve servislere kablosuz eriştiği haberleşme teknolojisidir. Hücresel ağlar üzerinden mobil telefon kullanımında elde edilen başarı, zamanla kablosuz yerel alan ağları ve geniş bant kablosuz ağlar gibi farklı uygulamaların ortaya çıkmasına yol açmış ve insan hayatında önemli değişiklikler meydana getirmiştir. Kablosuz haberleşme sistemlerindeki yeniliklere paralel olarak mikro-elektronik devre tasarımı ve algılama teknolojilerinin hızla gelişimi sonucunda kablosuz algılayıcı ağlar olarak isimlendirilen ve uzaktan izleme uygulamalarında avantaj sağlayan yeni bir disiplin ortaya çıkmıştır.

Kablosuz ağlarda başta mevcut bant genişliği ve cihazlar üzerinde depolanan enerji olmak üzere sistem kaynakları kısıtlıdır. Buna karşın kullanıcıların ağa bağlı kaldıkları süre içerisinde yüksek veri hızı ve düşük gecikme süresi gibi servis kalitesi ihtiyaçlarının kesintisiz olarak karşılanması gerekir. Mevcut kaynakların kullanıcılar arasında verimli şekilde paylaştırılması için ağ üzerinde kaynak yönetimi gerçekleştirilir. Kablosuz ağlarda kullanıcıların anlık kanal koşulları zamana ve bulundukları konuma göre farklılık göstereceğinden kaynak kullanım verimliliği sürekli değişir. Kaynak yönetiminin etkin yapılabilmesi için öncelikle kablosuz kanal özelliklerinin ayrıntılı olarak bilinmesi gerekir.

1.1. Kablosuz Haberleşme Kanalı

Kablosuz sistemlerinin performansı kanal koşullarına göre değişir. Kablosuz kanalın doğası gereği korumasız yapısı sebebiyle gönderilen radyo dalgası üzerinde toplanır beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) ve semboller arası girişim (inter-symbol interference, ISI) etkisi mevcuttur. Ayrıca Şekil 1.1'de gösterildiği gibi elektromanyetik dalga teorisinin fiziksel kanunlarına bağlı olarak ortamda bulunan yapay engeller (şehirsel alanlarda binalar ve yollar) ve doğal engeller (kırsal alanlarda ağaçlar ve dağlar) sebebiyle radyo dalgası yayılımı yansıma (reflection), kırınım (diffraction) ve saçılma (scattering) gibi etkilere maruz kalır. Bu sebepten alınan sinyal, gönderilenden çok daha zayıftır (Paulraj ve Papadias, 1997).



Şekil 1.1. Ortamda bulunan engeller sebebiyle elektromanyetik dalga yayılımının etkilenmesi

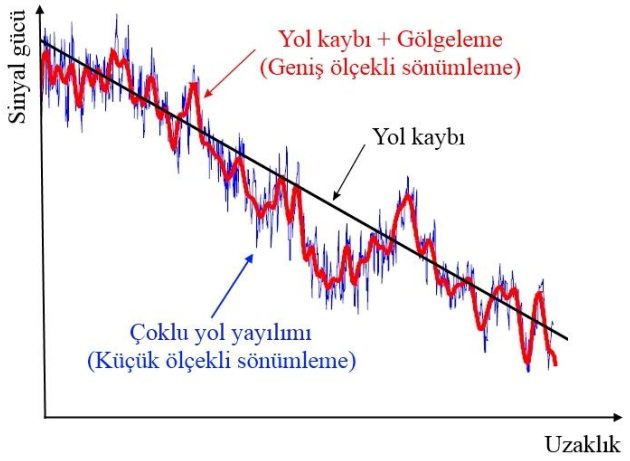
Yayılan elektromanyetik dalga, dalga boyu ile karşılaştırıldığında çok büyük fiziksel boyutta ($d >> \lambda$) yer yüzeyi veya üzerindeki binalar gibi bir engele çarparsa yansıma meydana gelir. Bununla birlikte alıcı ile verici arasındaki radyo yolu düzgün olmayan keskin uçlar ve kısa açıklıkların oluşturduğu engeller tarafından kesilirse kırınım meydana gelir. Bu durumda ortamdaki küçük engeller etrafında elektromanyetik dalganın eğildiği veya küçük açıklılardan geçerken dalganın genişlediği gözlenir. Doğrudan görüş hattı olmasa bile kırınımdan doğan ikincil dalgalar sebebiyle alıcı ve verici arasında bağlantı sağlanır. Ayrıca elektromanyetik dalga yayılımının yapraklar, sokak ışıkları ve lamba direkleri gibi dalga boyu ile karşılaştırıldığında daha küçük boyutta ($d < \lambda$) bir veya daha fazla engel nedeniyle yolundan sapması saçılma olarak isimlendirilir (Babu ve Rao, 2011).

1.1.1. Kanal karakteristikleri

Kablosuz haberleşme kanalının temel karakteristiği sönümleme (fading) etkisidir. Ortamda bulunan engeller sebebiyle oluşan sinyal tekrarlarının farklı genlik ve fazda değişik yönlerden ayrı zamanlarda alıcıya ulaşması sonucu görülen zayıflama ve salınımlar sönümleme olarak isimlendirilir. Sönümleme sebebiyle alınan sinyalin anlık gücü zaman, frekans ve coğrafi konum dikkate alındığında rastgele değişir. Sönümlemeye sebep olan sinyal tekrarları kanal şartlarına bağlı olarak birbirlerini zayıflatacak şekilde alıcıya ulaşırsa meydana gelen yıkıcı yönde güçlü girişim etkisi derin sönümleme (deep fading) olarak isimlendirilir. Derin sönümleme durumunda haberleşmede kesintiler görülür (Tse ve Viswanath, 2005; Goldsmith, 2005).

Sönümlemenin kaynağında yol kaybı (path loss), gölgeleme (shadowing) ve çoklu yol yayılımı (multipath propagation) gibi bozucu etkenler vardır. Kablosuz sistemlerde yol kaybı nedeniyle kaynak ve hedef arasındaki izlenen yolun uzunluğuna bağlı olarak sinyal gücü azalır. Alınan sinyal gücü belirli bir eşik seviyesinin altına düştüğünde, alıcının gönderilen sinyali çözümlemesi mümkün olmaz. Bununla birlikte ortamda bulunan engeller sebebiyle gönderilen sinyal bloke edilirse alınan sinyal gücü önemli ölçüde azalır. Bu durum gölgeleme olarak isimlendirilir. Ayrıca gönderilen sinyalin ortamda bulunan engellere çarpması ve yer yüzeyinden yansıması sonucu ortaya çıkan sinyal tekrarları çoklu yol yayılımı olarak isimlendirilir. Alıcıya ulaşan sinyal tekrarlarının üst düşümü (superposition), alınan sinyal üzerinde yapıcı ve yıkıcı yönde girişim ile faz kaymasına sebep olur (Rappaport, 2002; Pätzold, 2002).

Kablosuz haberleşme sistemlerinde yol kaybı ve gölgeleme etkisi geniş ölçekli sönümleme (large scale fading), çoklu yol yayınımı etkisi ise küçük ölçekli sönümleme (small scale fading) olarak değerlendirilir. Büyük bir coğrafi bölge üzerinde radyo dalgası yayılımı üzerinde Şekil 1.2'de gösterildiği gibi hem büyük ölçekli (uzun mesafeli) hem de küçük ölçekli (kısa mesafeli) sönümleme görülür (Goldsmith, 2005). Sönümleme kanal üzerinde zamanla rastgele değiştiğinden radyo dalgası yayılımının tahmin edilmesi oldukça zor bir problemdir. Pratikte karşılaşılan pek çok haberleşme sistemi için kanal karakteristiklerinin önceden bilinmesi mümkün olamayacağından, alıcıya ulaşan sinyal gücünün değişimi genellikle rastgele süreç (random process) olarak değerlendirilir (Wen, 2011).



Şekil 1.2. Kablosuz kanal üzerinde sinyal gücünün sönümleme sebebiyle rastgele değişimi

1.1.2. Kanal modelleri

Kablosuz sistemlerde kanal üzerinde elektromanyetik dalga yayılımı ve buna bağlı olarak alınan sinyal gücü ortamdaki engeller sebebiyle sürekli olarak değişir. Gönderilen sinyale bağlı olarak alınan sinyalin belirlenmesi ancak kanal modelinin tam olarak bilinmesi durumunda mümkün olabilir. Sinyal yayılımı üzerinde sönümleme etkisini belirlemek için farklı kanal modelleri geliştirilmiştir (Ertel ve Cardieri, 1998). Kablosuz sistemlerde radyo dalgası yayılımı genellikle Rayleigh ve Rician kanal modelleri kullanılarak incelenir. Hem Rayleigh hem de Rician kanal modelleri düz sönümlemeli (dar bant) sistemlerde geçerli olup verici, alıcı ve/veya ortamda bulunan engellerin hareket etmesinden kaynaklanan Doppler kayması etkisini içermez.

Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinde gönderilen radyo dalgasının direkt sinyal bileşeni ortamdaki engeller sebebiyle tamamen bloke edilirken, çok sayıda çoklu yol bileşenleri zayıf genliklerle alıcıya ulaşır. Rayleigh kanal durumunda kazanç katsayıları $h = a + bi$ şeklinde modellenir. Burada a ve b terimleri bağımsız ve özdeş dağılımlı rastgele Gauss değişkenlerdir, $a, b \sim \mathbb{N}(0, \sigma^2)$. Alınan sinyal genliği $r = |h| = \sqrt{a^2 + b^2}$ için olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ve kümülatif dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) ifadeleri sırasıyla

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \qquad (r \geq 0) \tag{1.1}$$

ve

$$F_r(r) = 1 - e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \tag{1.2}$$

şeklinde verilmiştir. Burada $2\sigma^2$ terimi alınan çoklu yol sinyallerinin ortalama gücünü gösterir. Benzer şekilde alınan sinyal gücü $r^2 = |h|^2$ için PDF ifadesi,

$$f_{r^2}(r^2) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{\frac{-r}{2\sigma^2}} \qquad (r \geq 0) \tag{1.3}$$

olarak verilmiştir (Du ve Swamy, 2010; Shankar, 2012). Rayleigh sönümlemeli kanal modeli kullanılarak troposfer/iyonosfer üzerinden haberleşme ve kentsel alanların radyo dalgası yayılımına etkisi incelenebilir (Wen, 2011).

Rician sönümlemeli kanal üzerinde gönderilen radyo dalgasının güçlü olan direkt sinyal bileşeni ile birlikte az sayıdaki zayıf çoklu yol bileşenleri alıcıya ulaşırken, alınan sinyal gücü istatistiksel olarak Rician dağılımı kullanılarak ifade edilir. Rician kanal durumunda kazanç katsayıları $h = (a + \tau) + bi$ şeklinde modellenir. Burada τ terimi direkt sinyal genliğinin tepe değerini gösterir. Alınan sinyal genliği $r = |h| = \sqrt{(a + \tau)^2 + b^2}$ için PDF ifadesi,

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-(r^2 + \tau^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r\tau}{\sigma^2}\right) \qquad (r \geq 0) \tag{1.4}$$

şeklinde verilmiştir. Burada τ^2 direkt sinyal gücünü, $2\sigma^2$ alınan çoklu yol sinyallerinin ortalama gücünü ve

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-x\cos\theta} d\theta \tag{1.5}$$

sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu gösterir (Biglieri ve ark., 1998; Du ve Swamy, 2010).

1.1.3. Kanal kapasitesi

Kablosuz sistemlerde bağlantı kalitesini ölçmek için çoğu zaman kanal kapasitesi ölçütünden faydalanılır. Tek-giriş, tek-çıkış (single-input, single-output, SISO) sistem modeli üzerinde AWGN kanal için giriş-çıkış ilişkisi,

$$y = \sqrt{\mathrm{P}}x + z \tag{1.6}$$

şeklinde ifade edilir. Burada P sinyal gücü, x kanal girişi, y kanal çıkışı, z ise sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı karmaşık toplanır beyaz Gauss gürültüsü terimlerini göstermektedir. Shannon (1948) tarafından geliştirilen enformasyon teorisinde kapasite kavramı, kanal üzerinde hatasız olarak gönderilebilecek bilgi miktarının üst sınırı olarak açıklanmıştır. AWGN kanal için kanal kapasitesi Shannon tarafından,

$$C = B\log_2(1+\bar{\gamma}) \tag{1.7}$$

formülüyle verilmiştir. Burada B kanal bant genişliğini ve $\bar{\gamma} = \mathrm{P}/\sigma^2$ ortalama sinyal gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerini göstermektedir. Shannon kanal kapasitesi teorik üst sınır olup pratikte ulaşılması zordur.

Kablosuz sistemlerde bağlantı kalitesini ölçmek için ayrıca spektral verimlilik ve enerji verimliliği ölçütlerinden faydalanılabilir (Fakhri ve ark., 2006). Spektral verimlilik verilen bit hata oranı (bit error rate, BER) ile birim bant genişliğinden birim zamanda kanal üzerinden gönderilebilecek toplam bit sayısını belirtmektedir. Enerji

verimliliği ise verilen BER ve bant genişliği ile belirlenen bit sayısının kanal üzerinden gönderilmesi için gerekli enerjiyi gösterir (Ullah ve Priantoro, 2009). Shannon limiti yardımıyla spektral verimlilik,

$$\psi = \frac{C}{B} = \log_2(1+\bar{\gamma}) \tag{1.8}$$

şeklinde elde edilir. Bulunan ifadeden görüldüğü üzere spektral verimlilik, bant genişliği başına veri hızıdır. Spektral verimliliğin artırılması için ortalama SNR değerinin artırılması gerekir. Bu şekilde bant genişliğinden bağımsız olarak kapasite artışı sağlanabilir. Kablosuz sistemlerde performans ölçülürken spektral verimlilik ve kapasite kavramları çoğu zaman birbirleriyle örtüşür (Pérez-Neira ve Campalans, 2009).

Sönümlemeli kanal durumunda kapasite, verici ve/veya alıcıda kanal durum bilgisi (channel state information) bulunmasına bağlıdır. Hem alıcı hem de vericide kanal durum bilgisi bulunması durumunda, sönümlemeden dolayı kanal kapasitesinde küçük bir kayıp oluşur ve gönderilen sinyal sadece gürültüden etkilenir. Buna karşın alıcıda kanal durum bilgisi bulunması fakat vericide bulunmaması durumunda, gönderilen sinyal gürültü yanında sönümlemeden de etkilenir. Özellikle derin sönümleme meydana geldiğinde alınan sinyal kesintiye uğrayacağından kanal kapasitesi oldukça düşer. Düz sönümlemeli kanal için giriş-çıkış ilişkisi,

$$y = \sqrt{\mathrm{P}}hx + z \tag{1.9}$$

olarak ifade edilir. Burada h terimi rastgele kanal kazanç katsayısıdır. $\mathrm{E}\left[\!\left[|h|^2 \right]\!\right] = 1$ olduğu kabul edilirse sönümlemeli kanal kapasitesi,

$$C = \mathrm{E}\left[\!\left[B\log_2(1+|h|^2\,\bar{\gamma}) \right]\!\right] = B\int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \tag{1.10}$$

şeklinde bulunur. Burada $\gamma = |h|^2\,\bar{\gamma}$ olmak üzere, $f_{\gamma}(\gamma)$ alınan SNR için PDF ifadesini göstermektedir. Elde edilen bu kapasite, AWGN kanal kapasitesinin ortalama değerine eşit olduğundan ergodik kapasite olarak da isimlendirilir (Choudhury ve Gibson, 2007).

Bulunan kanal kapasitesi ifadesinden faydalanarak sönümlemeli kanal için spektral verimlilik,

$$\psi = \mathrm{E}\left[\log_2(1+|h|^2\,\bar{\gamma})\right] = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \qquad (1.11)$$

formülüyle hesaplanır.

1.1.4. Kanal parametreleri

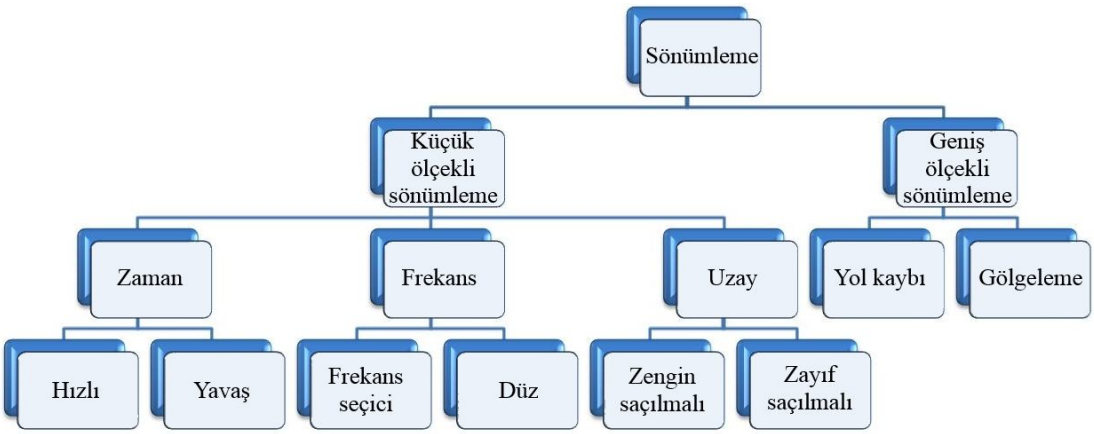
Kablosuz haberleşme kanalı karakterize edilirken sönümleme etkisinin belirlenmesi için genellikle uyum zamanı (coherence time), Doppler yayılımı (Doppler spread), gecikme yayılımı (delay spread) ve uyum bant genişliği (coherence bandwith) gibi kanal parametrelerinden faydalanılır. Bu parametreler yardımıyla kanal karakteristiklerinin farklı koşullar altında belirlenmesi için darbe cevabı kullanılır. Zaman boyutundaki her parametrenin frekans boyutunda bir karşılığı vardır. Fourier dönüşümü kullanılarak kanal karakteristiklerinin frekans bağımlılığı ortaya çıkarılabilir.

Uyum zamanı (T_C), kanal karakteristiklerinin yani darbe cevabının değişmeden kaldığı zaman aralığını belirler. Gönderilen sinyalin sembol süresi kanalın uyum zamanından küçükse sinyal kanal üzerinde bozulmadan iletilebilir. Doppler yayılımı (B_D), gönderilen sinyal frekansının sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını belirtir ve kanal darbe cevabının ne derece hızlı değiştiğinin bir ölçüsüdür. Doppler yayılımı ile kanal uyum zamanı ters orantılı olarak değişir, $T_C \approx 1/B_D$ (Biglieri ve ark., 1998).

Ortamdaki engeller sebebiyle ortaya çıkan sinyal tekrarları, değişik yollardan farklı mesafeler kat ederek alıcıya farklı zamanlarda ulaşır. Alıcıya en erken ulaşan çoklu yol bileşeni (genellikle direkt sinyal) ile en geç ulaşan çoklu yol bileşeni arasındaki zaman farkı, gecikme yayılımı (σ_C) olarak isimlendirilir. Gecikme yayılımı kablosuz kanalda çoklu yol bileşenlerinin sayısı hakkında bilgi verir. Uyum bant genişliği (B_C), gönderilen sinyalin tüm frekans bileşenlerinin kanal üzerinden eşit kazanç ve faz kaymasıyla geçtiği (yani kanal karakteristiklerinin aynı kaldığı) frekans aralığıdır. Uyum bant genişliği ile gecikme yayılımı ters orantılı olarak değişir, $B_C \approx 1/\sigma_C$ (Biglieri ve ark., 1998).

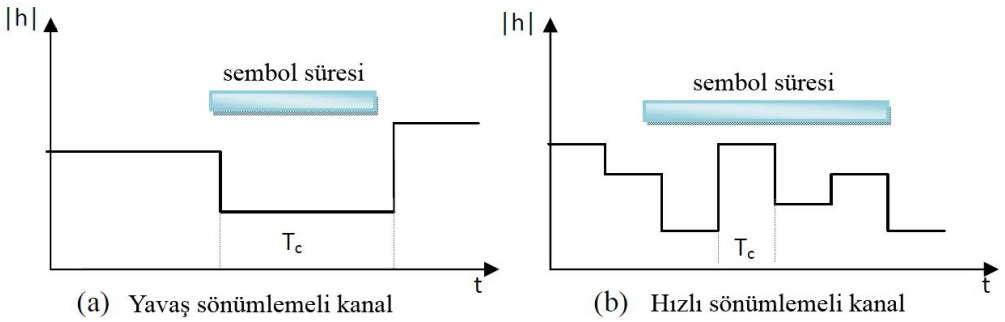
1.1.5. Kanal sınıflandırma

Sinyal ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak kablosuz haberleşme sistemlerinde farklı özellikte sönümleme karakteristikleri ortaya çıkar. Sönümlemenin kablosuz sistemler üzerindeki etkisi incelenirken genellikle kanalın zamanla değişim hızı ve frekans seçiciliği dikkate alınarak sınıflandırma yapılır. Ayrıca verici, alıcı ve/veya ortamda bulunan engellerin hareketli olmaları durumunda kanal karakteristikleri değişir. Kablosuz haberleşme kanalı, sönümleme tipine göre çeşitli özellikleri bakımından Şekil 1.3'de sınıflandırılmıştır.



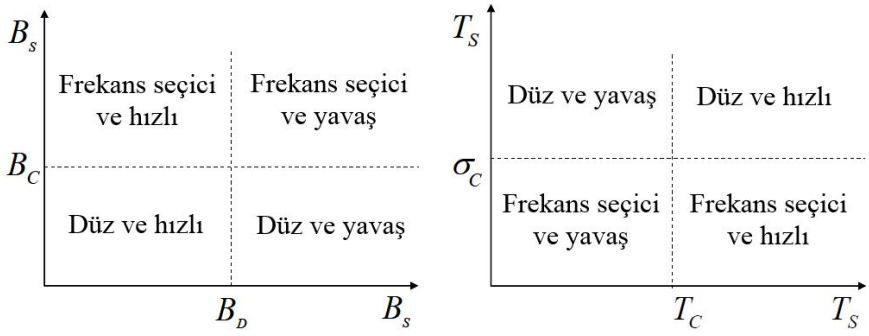
Şekil 1.3. Sönümleme etkisine göre kablosuz kanal özelliklerinin sınıflandırılması

Gönderilen sinyalin genlik ve fazının zamana göre değişim hızının incelenmesiyle, kanalın yavaş veya hızlı sönümlemeli olduğuna karar verilir. Kanal değişim hızının belirlenmesi için uyum zamanı ve Doppler yayılımı parametreleri kullanılır. Yavaş sönümlemeli kanal için, sembol süresi kanal uyum zamanından daha kısa ($T_S << T_C$) ve sinyal bant genişliği Doppler yayılımından daha büyük ($B_S >> B_D$) değerdedir. Buna karşın hızlı sönümlemeli kanal için, sembol süresi kanal uyum zamanından daha uzun ($T_S > T_C$) ve sinyal bant genişliği Doppler yayılımından daha küçük ($B_S < B_D$) değere sahiptir. Verici, alıcı ve/veya ortamda bulunan engellerin hareket hızı arttığında Doppler yayılımı artar. Bu durumda kanal uyum zamanı kısalır ve kanal daha hızlı değişir. Yavaş ve hızlı sönümlemeli kanal karakteristikleri, sembol süresi ve kanal uyum zamanı parametreleri dikkate alınarak Şekil 1.4'de gösterilmiştir.



Şekil 1.4. Yavaş ve hızlı sönümlemeli kanal karakteristikleri (Wen, 2011)

Gönderilen sinyalin genlik ve fazının frekansa göre değişiminin incelenmesiyle, kanalın düz sönümlemeli veya frekans seçici olduğuna karar verilir. Kanal frekans bağımlılığının belirlenmesi için uyum bant genişliği ve gecikme yayılımı parametreleri kullanılır. Sinyal frekans karakteristiğinin korunduğu düz sönümlemeli (frekans seçici olmayan) kanal durumunda, sinyal bant genişliği kanal uyum bant genişliğinden daha küçük $(B_S << B_C)$ ve sembol süresi kanal gecikme yayılımından daha uzun $(T_S >> \sigma_C)$ değere sahiptir. Düz sönümlemeli kanal özellikleri dar bant sistemlerde görülür ve gönderilen sinyalin tüm spektral bileşenleri kanal üzerinde aynı şekilde etkilenir. Buna karşın frekans seçici kanal durumunda, gönderilen sinyalin spektral bileşenleri farklı genlik kazançları ve faz kaymaları sebebiyle kanal üzerinde bozulur. Frekans seçici sönümleme için sinyal bant genişliği uyum bant genişliğinden büyük $(B_S > B_C)$ ve sembol süresi gecikme yayılımından daha kısa $(T_S < \sigma_C)$ değerdedir. Frekans seçici sönümleme geniş bant sistemlerde görülür ve alınan sinyal gönderilen sinyalin çok sayıda tekrarını içerir. Sinyal ve kanal parametrelerine göre kablosuz kanal üzerindeki sönümleme etkisi Şekil 1.5'de gösterilmiştir.



Şekil 1.5. Sinyal ve kanal parametrelerine göre sönümlemenin sınıflandırılması

1.1.6. Çeşitleme teknikleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını olumsuz yönde etkileyen en önemli problem daha önce açıklandığı gibi çoklu yol yayılımından kaynaklanan küçük ölçekli sönümlemenin alınan sinyal üzerinde bozucu etkisidir. Sönümlemenin ortadan kaldırılması amacıyla çeşitleme (diversity) tekniklerinden faydalanılır. Çeşitleme tekniklerinde, gönderilen sinyalin birden fazla sayıda tekrarının bağımsız sönümlemeli yollardan alıcıya ulaştırılması amaçlanır. Çeşitleme yolları kablosuz kanalın zaman, frekans ve uzay boyutları kullanılarak oluşturulabilir. Bağımsız sönümlemeli çeşitleme yollarının sayısı arttığında BER azalırken, alınan sinyalin kalitesi yükselir (Tse ve Viswanath, 2005).

Zaman çeşitlemesinde, sinyal kanal uyum zamanından daha büyük aralıklarla farklı zamanlarda gönderilir. Bunun için kodlama (coding) ve serpiştirme (interleaving) kullanılır. Bu yöntemler yardımıyla bilgi önce kodlanır ve daha sonra kodlanan semboller zaman ekseninde bağımsız sönümlemeye sahip farklı uyum periyotlarında serpiştirilir. Aynı sinyal birden fazla zaman diliminde gönderildiğinden, zaman çeşitlemesinde veri transfer hızı düşer. Ayrıca serpiştirme gecikmeye sebep olur. Kanal uyum zamanının çok uzun ve/veya gecikmeye karşı hassas olduğu sistemlerde zaman çeşitlemesi uygulanamaz (Tse ve Viswanath, 2005; Lozano ve Jindal, 2010).

Frekans çeşitlemesinde, sinyal kanal uyum bant genişliğinden daha büyük aralıklarla ayrılmış farklı kanallardan gönderilir. Bağımsız sönümlemeli çeşitleme yollarının sayısı sistem bant genişliğiyle sınırlıdır. Bu şekilde birden fazla frekans bandında, farklı frekansta taşıyıcılar üzerinden sinyal gönderildiğinden daha fazla verici gücüne ihtiyaç duyulur. Frekans seçici kanal durumunda frekans çeşitlemesi kolaylıkla kullanılabilir. Buna karşın düz sönümlemeli kanal üzerinde frekans çeşitlemesi beklenen sonucu vermez (Goldsmith, 2005; Tse ve Viswanath, 2005).

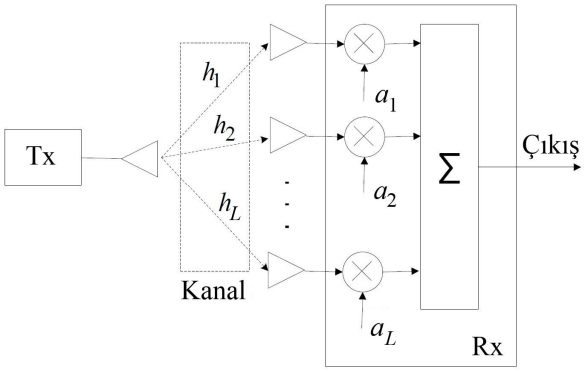
Anten (uzay) çeşitlemesinde, verici (Tx) ve/veya alıcı (Rx) üzerinde çoklu antenler kullanılarak farklı uzaylarda bağımsız sönümlemeli çeşitleme yolları oluşturulur. Oluşturulan bu yolların birbirlerinden bağımsız olabilmesi için taşıyıcı frekansına bağlı olarak anten dizisi elemanları arasında yarım dalga boyu $(\lambda / 2)$ boşluk bırakılmalıdır. Anten çeşitlemesi, Şekil 1.6'da gösterildiği gibi alıcı çeşitlemesi ve verici çeşitlemesi olmak üzere iki farklı şekilde gerçekleştirilir. Verici üzerinde çoklu antenler kullanılan çoklu-giriş, tek-çıkış (multiple-input, single-output, MISO) sistemlerde, verici çeşitlemesi (uzay zaman kodlama) yardımıyla aynı sinyal kodlanarak

çoklu antenler üzerinden farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Alıcı üzerinde çoklu antenler kullanılan tek-giriş, çoklu-çıkış (single-input, multiple-output, SIMO) sistemlerde ise, alıcı çeşitlemesi yardımıyla aynı sinyal çoklu antenler üzerinden alınır.



Şekil 1.6. MISO/SIMO sistemlerde verici/alıcı çeşitlemesi kullanımı

Alıcı çeşitlemesinde bağımsız sönümlemeli çeşitleme yollarından alınan sinyaller, Şekil 1.7'de gösterildiği gibi doğrusal birleştirme teknikleriyle birleştirilerek sinyal gücü yükseltilir (Brennan, 1959; Proakis, 1995). Doğrusal birleştirme işlemi için genellikle uygulama kolaylığı sunan seçmeli birleştirme (selection combining, SC) ve optimum sonuç veren maksimum oran birleştirme (maximum ratio combining, MRC) teknikleri tercih edilir (Alouini ve Goldsmith, 1999).

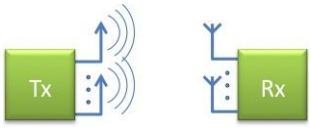


Şekil 1.7. Alıcı çeşitlemesinde bağımsız sönümlemeli yollardan alınan sinyallerin birleştirilmesi

1.2. Çoklu-Giriş Çoklu-Çıkış (MIMO) Sistemler

Anten çeşitlemesi oluşturmak için kablosuz bağlantının her iki ucunda çoklu antenler kullanılırsa, aynı anda hem verici hem de alıcı çeşitlemesi gerçekleştirilir. Bu şekilde bağımsız sönümlemeli sinyal tekrarları birlikte gönderilip alınarak çeşitleme kazancı artırılır. Şekil 1.8'de gösterilen çoklu-giriş çoklu-çıkış (multiple-input, multiple-output, MIMO) sistem modelinde, SISO sistem modelinde olduğu gibi zaman ve frekans boyutları yanında kablosuz kanalın uzay boyutundan faydalanılır. Bu durumda

uzaysal çeşitleme (spatial diversity) ve uzaysal çoğullama (spatial multiplexing) şeklinde iki farklı mekanizma kullanılarak kablosuz sistemlerin performansı artırılır. Uzaysal çeşitleme tekniği kullanıldığında, bağlantı güvenilirliği yükseltilir ve böylece BER düşürülür. Buna karşın uzaysal çoğullama tekniği kullanıldığında, mevcut bant genişliği ve verici gücü değiştirilmeden kanal kapasitesi artırılır (Paulraj ve ark., 2003).



Şekil 1.8. Çoklu-giriş çoklu-çıkış (MIMO) sistem modeli

Uzaysal çoğullama tekniğinde haberleşme kanalı birbirine paralel alt kanallara ayrıştırılır. Benzer şekilde tüm veri akışı, alt veri akışlarına bölünerek her veri akışı vericideki farklı bir antenden (yani farklı bir alt kanaldan) gönderilir (Shin ve Lee, 2003). Vericide bulunan her antenin alıcı üzerinde farklı bir uzaysal imzası vardır. Alıcı yeterli sinyal işleme gücüne sahipse, girişim önleme algoritmaları yardımıyla farklı alt kanallar üzerinden gönderilen bağımsız veri akışlarını birbirinden ayırıp tekrar elde eder. Uzaysal çoğullama tekniğinde veri akışı sayısı, alıcı ve verici üzerinde anten sayılarının minimumuna eşittir. Kablosuz bağlantının her iki ucunda kanal durum bilgisi bulunması durumunda kanal kapasitesi, SISO sistem modeliyle karşılaştırıldığında alt veri akışı sayısı miktarınca artar (Bölcskei ve ark., 2006). Çoklu antenler kullanılarak kanal kapasitesinin artırılmasıyla ilgili teorik çalışmalar ilk defa Winters (1987) tarafından başlatılmış olup daha sonra gerekli hesaplamalar Foschini ve Gans (1998) ile Telatar (1999) tarafından gerçekleştirilmiştir. Uzaysal çoğullama ile kanal kapasitesinin artırılmasına yönelik çalışmalara örnek olarak BLAST (Bell Labs layered space-time techniques) planı verilebilir (Foschini ve ark., 1999).

Uzaysal çeşitleme tekniğinde alıcı ve verici üzerinde bulunan her anten çifti kendi aralarında bağımsız bir bağlantı oluşturur. Çeşitleme derecesi olarak isimlendirilen bağımsız sönümlemeli sinyal yolu sayısı, alıcı ve verici üzerinde bulunan anten sayılarının çarpımına eşittir. Anten sayısı arttıkça daha fazla bağlantı ortaya çıkacağından çeşitleme derecesi yükselir. Uzaysal çeşitleme kullanıldığında sabit SNR değerinde alınan sinyal üzerinde gözlemlenen BER düşerken, bağlantı güvenilirliği iyileştirilir ve haberleşme mesafesi uzar. Ayrıca, istenen BER daha düşük SNR değeri ile başarılacağından enerji tasarrufu sağlanır (Anderson, 2000; Diggavi ve ark., 2004;

Tse ve Viswanath, 2005; Bölcskei ve ark., 2006; Siam ve Krunz, 2009). Uzaysal çeşitleme ile kapasite artışına örnek olarak Alamouti planı (Alamouti, 1998), uzay-zaman kafes kodları (space-time trellis codes) (Tarokh ve ark., 1998) ve dikgen uzay-zaman blok kodları (orthogonal space-time block codes) (Tarokh ve ark., 1999) verilebilir.

Çoklu antenler ile donatılan vericide kanal durum bilgisi bulunmadığında, optimal strateji verici çeşitlemesi yardımıyla uzay zaman kodlaması (space time coding) kullanarak gönderilen veri akışının kodlanmasıdır (Tarokh ve ark., 1998). Vericide kanal durum bilgisi bulunduğunda ise zamanlama planı, güç kontrolü ve hüzme biçimlendirme gibi uyarlamalı (adaptive) teknikler yardımıyla performans artışı sağlanabilir (Godara, 1997; Lozano ve Jindal, 2010).

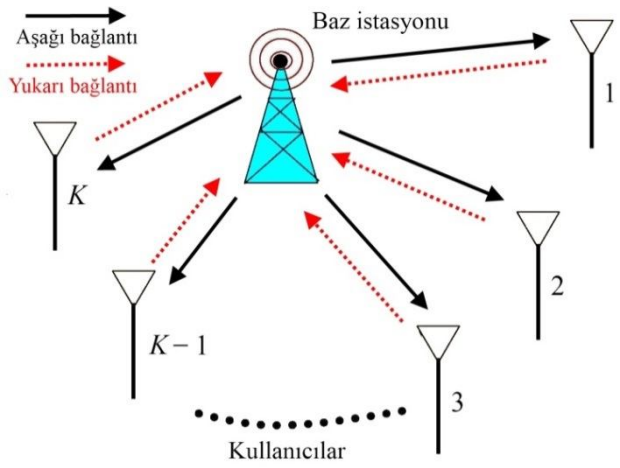
Tek katmanlı MISO sistem modelinde hüzme biçimlendirme (beamforming) tekniği yardımıyla verici üzerinde bulunan anten dizisi elemanlarına farklı ağırlıklar verilerek yönlü anten oluşturulur. Bu şekilde radyo dalgaları istenilen şekilde yönlendirilerek alıcıda sinyal gücü maksimum yapılır. Buna karşın MIMO sistem modelinde çok katmanlı hüzme biçimlendirme üzerinde ön kodlama uygulanılarak alıcı antenlerin tümünde sinyal gücü maksimum yapılabilir (Foschini ve Gans, 1998). Kablosuz sistemlerde hüzme biçimlendirme tekniği uygulanarak kapsama alanının genişletilmesi ve veri transferinde enerji tüketiminin azaltılması mümkündür (Winters, 1998; Tarokh ve ark., 1998).

MIMO sistemlerde çeşitleme ve çoğullama kazançlarının her ikisi de aynı anda maksimum yapılamaz. Çeşitleme ve çoğullama yardımıyla elde edilecek kazançlar arasında ödünleşim (trade-off) ortaya çıkar (Zheng ve Tse, 2003). Bu sebepten yüksek bağlantı güvenilirliği gerektiren uygulamalarda uzaysal çeşitleme tekniği tercih edilirken, yüksek veri transfer hızına ihtiyaç duyulan uygulamalarda uzaysal çoğullama tekniğinden faydalanılır (Lozano ve Jindal, 2010). Örneğin kablosuz algılayıcı ağlarda istenen sinyal kalitesi sağlanamazsa, bağlantı güvenilirliği düşer ve gönderilen paketler başarılı olarak alınamaz. Başarısız paket gönderimi durumunda algılayıcı düğümlerin boşa enerji tüketimi artar. Gönderilen paketlerin sinyal kalitesinin yükseltilmesi için daha fazla gönderim gücü ile paket transferi gerçekleştirilebilir. Fakat bu durumda da yine enerji tüketimi artacağından, ağın çalışma ömrü kısalır. Sonuç olarak düşük enerji tüketimiyle başarılı paket gönderimi sağlamak üzere uzaysal çeşitleme tekniğinden faydalanılması, kablosuz algılayıcı ağlar için daha fazla önem taşır.

1.3. Hücresel Haberleşme Sistemleri

Mimari yapısı bakımdan kablosuz ağlar hücresel (cellular) ve tasarsız (ad hoc) ağlar olmak üzere iki farklı sınıfta incelenir. Hücresel ağlarda geniş bir coğrafi bölge üzerinde yüksek güçte radyo yayını yapmak yerine makro ve mikro ölçekte hücreler oluşturularak her hücre içinde konumlandırılan baz istasyonları yardımıyla düşük güçte radyo yayını gerçekleştirilir. Kullanıcılar fiziksel konumlarından bağımsız (mobil) veya sabit konumlu olmak üzere iki farklı şekilde baz istasyonuyla haberleşir. Baz istasyonu hücre içindeki kullanıcıların birbirleriyle bağlantı kurabilmesi için röle görevi üstlenir ve aynı zamanda sistem kaynaklarını merkezi (centralized) olarak yönetir. Tasarsız ağlarda ise herhangi bir alt yapı olmadan kullanıcılar doğrudan birbirleriyle haberleşir. Her kullanıcı kendi yönetim fonksiyonlarını kendisi gerçekleştirdiğinden sistem kaynakları dağınık (distributed) olarak yönetilir.

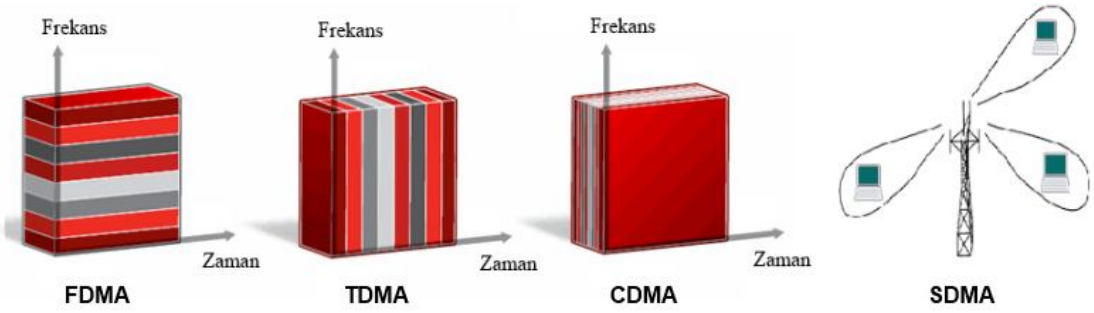
Hücresel ağlar sabit alt yapı gerektirmesine karşın ağ topolojisinin sürekli aynı kalmasından dolayı etkin kaynak yönetimi gerçekleştirme avantajına sahiptir. Tipik bir hücresel haberleşme sistemi Şekil 1.9'da gösterilmiştir. Burada baz istasyonundan kullanıcılara doğru aşağı bağlantı (downlink) ve kullanıcılardan baz istasyonuna doğru yukarı bağlantı (uplink) olmak üzere iki farklı kanaldan çift yönlü haberleşme gerçekleştirilir. Aşağı bağlantı, baz istasyonundan kullanıcılara bilgi akışı için yayın (broadcast) kanalı olarak görev yapar. Buna karşın yukarı bağlantı, kullanıcılardan baz istasyonuna bilgi akışı için çoklu erişim (multiple access) kanalı olarak kullanılır.



Şekil 1.9. Tipik bir hücresel haberleşme sistemi mimarisi

1.3.1. Çoklu erişim teknikleri

Hücresel ağlarda haberleşme kanalının kullanıcılar arasında paylaşımı çoklu erişim teknikleri yardımıyla gerçekleştirilir. Çoklu erişim teknikleri farklı kullanıcılara ait sinyallerin birbirleriyle örtüşmeden bloklar halinde birleştirilerek kanal üzerinden gönderilmesine imkân sağlar. Böylece kullanıcıların birbirleri üzerinde girişim oluşturmayacağı bağımsız kanallar oluşturulur. Hücresel haberleşme sistemlerinde kaynak paylaşımı için Şekil 1.10'da gösterildiği gibi zaman, frekans, kod ve uzay bölmeli çoklu erişim teknikleri kullanılır.

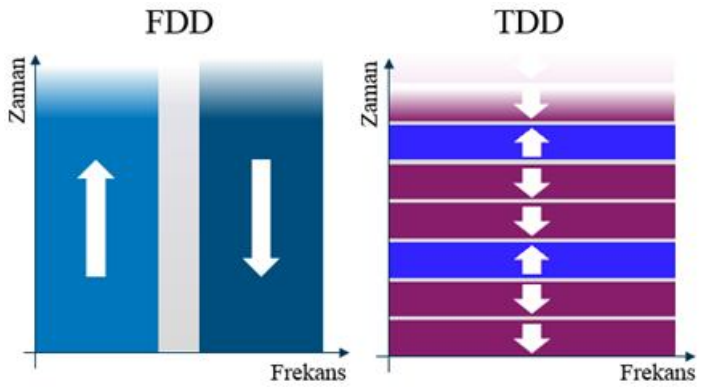


Şekil 1.10. FDMA, TDMA, CDMA ve SDMA teknikleri yardımıyla kanal paylaşımı

Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) tekniğinde her kullanıcı kendisine ait zaman dilimi içinde tüm bant genişliğini tek başına kullanır. Frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA) tekniğinde her kullanıcıya kendisine ait taşıyıcı frekans ve bant genişliği atanır. Kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) tekniğinde kullanıcılar tüm frekans bandını sürekli olarak kendi aralarında paylaşırken, eşsiz kodlar yardımıyla birbirinden ayrılırlar. Alıcı tüm kullanıcıların kodlarını bildiğinden gönderilen sinyal içinden ilgili kodu çözerek orijinal bilgiyi elde eder.

Uzay bölmeli çoklu erişim (SDMA) tekniğinde baz istasyonu üzerinde yönlü antenler yerleştirilerek kullanıcıların farklı uzaylarda birbirlerinden ayrılması ve baz istasyonuyla eş zamanlı haberleşmesi sağlanır. Bu durumda sistem bant genişliği farklı antenler üzerinden kullanıcılar arasında paylaştırıldığından, spektral verimlilik TDMA ve FDMA tekniklerine göre önemli ölçüde artar. SDMA tekniğiyle oluşturulabilecek hüzme sayısı verici üzerindeki anten sayısıyla sınırlıdır. Bununla birlikte SDMA tekniğinden faydalanılması için tüm kullanıcıların kanal durumlarının baz istasyonu tarafından bilinmesi gerekir (Ajib ve Haccoun, 2005).

Hücresel ağlarda kullanıcıların kendi aralarındaki kaynak paylaşımı yanında baz istasyonuyla kullanıcılar arasında çift yönlü haberleşmenin gerçekleştirilmesi başka bir kaynak paylaşım problemini ortaya çıkarır. Haberleşme kanalının aşağı ve yukarı bağlantı kanalları arasında paylaşımı çoklama (duplexing) teknikleri yardımıyla sağlanır. Frekans bölmeli çoklama (FDD) tekniğinde tüm bant genişliği iki parçaya bölünerek iki farklı frekans bandı oluşturulur. Bunlardan biri aşağı bağlantı kanalı diğeri yukarı bağlantı kanalı için kullanılarak tam çoklama (full duplex) gerçekleştirilir. Zaman bölmeli çoklama (TDD) tekniğinde ise TDMA kullanılarak oluşturulan her zaman dilimi kendi içinde iki parçaya ayrılır. Bunlardan biri aşağı bağlantı kanalı, diğeri yukarı bağlantı kanalı için dönüşümlü olarak kullanılarak yarı çoklama (half duplexing) elde edilir. FDD ve TDD teknikleri kullanılarak kablosuz kanalın aşağı ve yukarı yönde paylaşımı Şekil 1.11'de grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.11. Çoklama teknikleri yardımıyla kanalın aşağı ve yukarı bağlantı arasında paylaşımı

1.3.2. Zamanlama planı

Hücresel ağlarda kullanıcılar ile baz istasyonu arasında çoklu erişim kanalının paylaşımı için genellikle TDMA tekniğinden faydalanılır. TDMA tekniği kullanıldığında, her kullanıcı başka bir kullanıcının girişime maruz kalmadan kendisine ayrılan zaman diliminde baz istasyonuyla haberleşme gerçekleştirir. TDMA tekniğinde kullanıcıların kanal erişimleri zamanlama (scheduling) planı yardımıyla düzenlenir. Zamanlama planı kullanıldığında sınırlı sistem kaynaklarının zaman boyutunda kullanıcılar arasında verimli şekilde paylaşımı, doğal olarak bir optimizasyon problemi ortaya çıkarır. Buna karşın FDMA ve CDMA teknikleri kullanıldığında tüm kullanıcılar aynı zaman diliminde kanalı kullanabildikleri için zamanlama planına gerek duyulmaz.

Ağ içindeki kullanıcıların hangi zaman diliminde kanal erişimine izin verileceğini belirleyen zamanlama planı oluşturulurken genellikle kanal kapasitesinin artırılması, enerji tüketiminin düşürülmesi, gecikme süresinin azaltılması ve kullanıcılar arasında adalet sağlanması gibi servis kalitesi ölçütleri dikkate alınır (Shin ve Lee, 2003). Zamanlama planı tasarımında en basit algoritma, kullanıcıların sırayla kanal erişimine izin verilen dönüşümlü (round robin) zamanlama uygulanmasıdır. Dönüşümlü zamanlama yardımıyla elde edilen statik TDMA planında kullanıcıların periyodik olarak kanal erişimine izin verildiğinden maksimum adaletlilik (fairness) sağlanır. Fakat kanal erişiminde kullanıcıların kanal durumları dikkate alınmadığından, dönüşümlü zamanlama planında spektral verimlilik artışı gerçekleştirilemez. Spektral verimlilik bakımından avantaj sağlayacak bir zamanlama planı elde edilebilmesi için ağ içindeki tüm kullanıcıların kanal durumlarının anlık olarak izlenmesi ve buna göre kanal durum iyi olan kullanıcılara öncelik verilmesi gerekir.

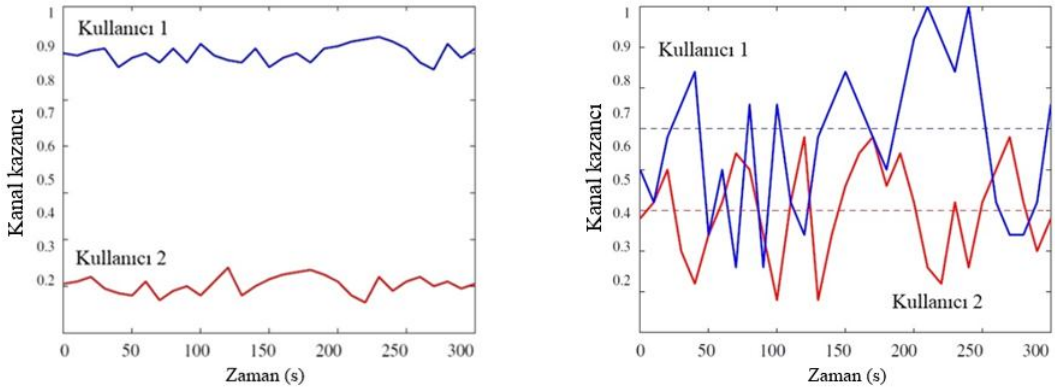
1.3.2.1. Çok kullanıcı çeşitlemesi

Hücresel mimarili ağlarda kullanıcıların baz istasyonuna göre konumları dikkate alındığında kanal kazanç dağılımları farklılık gösterir. Ayrıca sönümleme sebebiyle kullanıcıların kanal koşulları rastgele değişir. Bu sebepten belirli bir zaman diliminde bazı kullanıcılar kötü kanal koşullarına sahip olup bağlantıları kesintiye uğrarken, bazılarının ise sinyal seviyesi tepe değere yaklaşır. Kullanıcıların kanal koşullarının zamana ve konuma bağlı olarak birbirinden farklı olmasından kaynaklanan bu etki çok kullanıcı çeşitlemesi (multiuser diversity) olarak isimlendirilir. Çok kullanıcı çeşitlemesi ilk olarak en iyi kanal şartlarına sahip kullanıcıya servis verecek şekilde Knopp ve Humblet (1995) tarafından yukarı bağlantı kanalı üzerinde uygulanmış, daha sonra Tse (1997) tarafından aşağı bağlantı kanalında benzer sonuçlar elde edilmiştir.

Klasik çeşitleme tekniklerinde olduğu gibi bağımsız sönümlemeli sinyal tekrarları oluşturularak bağlantı güvenilirliğinin artırılması yerine, çok kullanıcı çeşitlemesiyle kullanıcıların kanal koşullarının farklılığından yararlanarak kanal kapasitesinin artırılması hedeflenir. Çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı, kanal üzerindeki sönümlemenin dağılımına bağlıdır. Alıcı ile verici arasında doğrudan görüş hattı bulunan Rician sönümlemeli kanal şartlarında sönümlemenin istatistiksel dağılımı daha dar olduğundan, elde edilebilecek çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı Rayleigh sönümlemeli kanala göre düşüktür.

1.3.2.2. Fırsatçı hüzme biçimlendirme

Kullanıcıların kanal durumlarının farklılığından yararlanarak çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı sağlanması için kanal üzerinde sönümleme etkisi kritik öneme sahiptir. Sönümlemeli kanalın değişim hızı arttıkça, kullanıcılar tarafından alınan sinyallerin salınım aralığı genişler ve böylece çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yükselir. Buna karşın yavaş sönümlemeli veya sönümleme görülmeyen AWGN kanal koşullarında sinyal salınımları sınırlı kalacağından kullanıcılar arasında çeşitleme oluşmaz. Bu durumda özellikle baz istasyonuna yakın olan belirli kullanıcılar sürekli olarak diğerlerinden daha iyi kanal şartlarına sahip olacağından, kanal durumu kötü olan kullanıcıların kanal erişiminde uzun gecikme süreleri ortaya çıkar. Yavaş sönümlemeli kanal durumunda çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanmak için Viswanath ve ark. (2002) tarafından önerilen fırsatçı (rastgele) hüzme biçimlendirme tekniği kullanılır. Fırsatçı hüzme biçimlendirme yardımıyla kullanıcıların anlık kazanç kazançlarının salınım aralığının genişletilmesi Şekil 1.12'de grafiksel olarak gösterilmiştir.



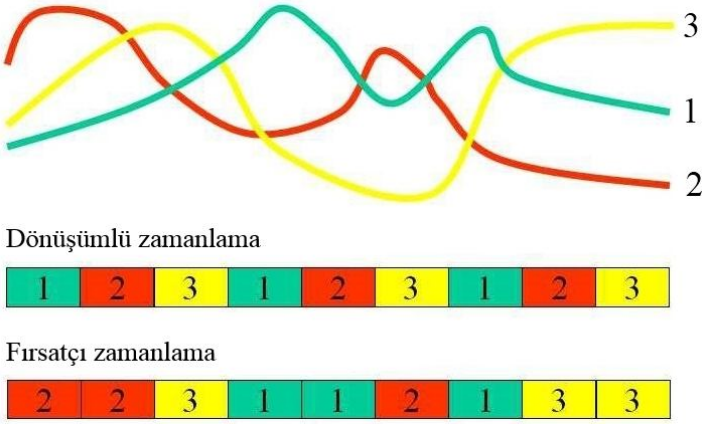
Şekil 1.12. Fırsatçı hüzme biçimlendirme yardımıyla kanal üzerinde yapay dalgalanmalar oluşturulması

Fırsatçı hüzme biçimlendirme tekniğinden faydalanmak için baz istasyonu üzerinde çoklu antenler yerleştirilir ve kullanıcıların kanal durumları dikkate alınmaksızın her antenden gönderilen sinyale rastgele ağırlıklar verilerek hüzme biçimlendirme işlemi gerçekleştirilir. Ağırlık katsayılarını içeren hüzme biçimlendirme vektörünün her zaman diliminde rastgele değiştirilmesiyle kanal üzerinde yapay dalgalanmalar oluşturulur. Böylece yavaş sönümlemeli kanal hızlı sönümlemeli kanala dönüştürülerek farklı kullanıcıların kanal erişimlerine fırsat verilir.

Çok kullanıcı çeşitlemesi yardımıyla elde edilebilecek kanal kapasitesi kullanıcı sayısının fonksiyonudur. Sistem içindeki kullanıcı sayısı arttığında, her zaman diliminde kanal durumu tepe değere yakın olan bir kullanıcı bulunma olasılığı artacağından çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yükselir. Fırsatçı hüzme biçimlendirme uygulanarak kullanıcıların kanal durumlarının baz istasyonu tarafından bilindiği gerçek hüzme biçimlendirme (true beamforming) performansına ulaşılması, her zaman diliminde kanal durumu seçilen hüzme biçimlendirme vektörüyle eşleşen bir kullanıcı bulunmasına bağlıdır. Bu sebepten fırsatçı hüzme biçimlendirme uygulanarak performans artışı sağlanması, sistem içinde yeterli sayıda kullanıcı bulunmasına bağlıdır.

1.3.2.3. Fırsatçı zamanlama planı

Veri transferi paket gönderimine dayanan kablosuz haberleşme sistemlerinde TDMA tekniği kullanılarak zamanlama planı oluşturulurken, her zaman diliminde daha iyi kanal koşullarına sahip kullanıcıya öncelik verilirse spektral verimlilik bakımından avantaj sağlanır. Fırsatçı olarak nitelendirilen bu tarz zamanlama planı oluşturulduğunda bant genişliği daha verimli kullanılacağı için kanal kapasitesi dönüşümlü zamanlama planına göre artar (Kulkarni ve Rosenberg, 2003; Gyasi-Agyei ve Seong-Lyun, 2006). Dönüşümlü ve fırsatçı zamanlama planları yardımıyla kullanıcıların kanal erişimlerinin düzenlenmesi Şekil 1.13'de grafiksel olarak gösterilmiştir. 1×EVDO, HSDPA ve WiMAX gibi yeni nesil haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik odaklı servis kalitesinin iyileştirilmesi amacıyla fırsatçı zamanlama planından faydalanılmaktadır (Racic ve ark., 2008).



Şekil 1.13. Dönüşümlü ve fırsatçı zamanlama planları yardımıyla TDMA tekniğinin uygulanması

Kablosuz ağlarda fırsatçı zamanlama planı uygulanabilmesi için öncelikle kullanıcıların kendi kanal durumlarını bilmesi gerekir. Kullanıcıların kanal durumlarının belirlenmesi için genellikle baz istasyonu tarafından aşağı bağlantı kanalında periyodik olarak pilot sinyal yayınlanır. Yayınlanan pilot sinyal üzerinde kullanıcılar tarafından sinyal kalitesi ölçümü yapılarak kanal durum bilgisi olarak isimlendirilen anlık kanal kazançları belirlenir. TDD tekniğinden faydalanılan sistemlerde kanal karşıtlık prensibi gereğince aşağı bağlantı için elde edilen kanal durum bilgisi kullanılarak, baz istasyonu tarafından yukarı bağlantı kanalında zamanlama planı oluşturulabilir. Bu şekilde fırsatçı zamanlama planı oluşturulması üzerinde son yıllarda çok sayıda çalışma yapılmıştır (Liu ve ark., 2001; Liu, ve ark., 2003; Sharif ve Hassibi, 2007).

Kablosuz ağlarda fırsatçı zamanlama planı merkezi ve dağınık olmak üzere iki farklı şekilde oluşturulabilir (Lin, 2009). Merkezi fırsatçı zamanlama planında aktif kullanıcıların kanal durumları baz istasyonu üzerinde çalıştırılan bir zamanlayıcı (scheduler) tarafından sürekli takip edilir. Bunun gerçekleşebilmesi için kullanıcılar sahip oldukları anlık kanal durum bilgisini yukarı bağlantı kanalından geri beslemeyle baz istasyonuna gönderirler. Baz istasyonu tarafından her zaman diliminde en iyi kanal koşullarına sahip kullanıcıya öncelik verilir. Bu şekilde oluşturulan mükemmel zamanlama planıyla çok kullanıcı çeşitlemesinden maksimum kazanç elde edilir.

Merkezi zamanlama planı hem aşağı hem de yukarı bağlantı kanallarında uygulanabilir. Aşağı bağlantı kanalında fırsatçı zamanlama planı uygulanırsa, baz istasyonu en iyi kanal kazancına sahip kullanıcıya paket gönderir. Yukarı bağlantı kanalında fırsatçı zamanlama planı uygulanırsa, kimliği baz istasyonu tarafından yayınlanan kullanıcı sahip olduğu paketi baz istasyonuna gönderir. Özellikle kullanıcı sayısının çok fazla olduğu ve/veya kanalın çok hızlı değiştiği uygulamalarda, merkezi zamanlama planı aşırı geri besleme yükü ve uzun gecikme sürelerine sebep olacağından beklenen performansı sağlamaz (Gyasi-Agyei ve Seong-Lyun, 2006).

Dağınık fırsatçı zamanlama planında ise kullanıcılar üzerinde dağıtılmış kanal durum bilgisi (decentralized CSI) kullanılır (Yao ve Giannakis, 2005; Yu ve Giannakis, 2006; Wang ve ark., 2009). Bu şekilde paket gönderim kararları merkezi otoriteden bağımsız olarak kullanıcıların kendileri tarafından verilir. Sistem içindeki her kullanıcı kendi kanal durumunun farkında olsa da diğer kullanıcıların kanal durumlarından haberdar değildir (Qin ve Berry, 2003).

Dağınık fırsatçı zamanlama planı oluşturmak için genellikle eşik seviyesi tabanlı paket gönderimi gerçekleştirilir (Ge, 2008). Kullanıcılar aşağı bağlantı kanalında

yayınlanan pilot sinyal üzerinden elde ettikleri kanal durum bilgisini, önceden belirlenen eşik seviyesiyle karşılaştırarak paket gönderim kararı verir (Coronel ve ark., 2005). Periyodik geri beslemeye ihtiyaç olmaması dağınık fırsatçı zamanlama planında önemli bir avantaj sağlar. Bu şekilde merkezi otorite olmadan zamanlama planı oluşturulurken karşılaşılan en önemli problem, birden fazla kullanıcının eş zamanlı paket gönderimi sonucunda meydana gelen çarpışma (collision) olayıdır.

Çarpışma durumunda gönderilen paketler birbirleri üzerindeki girişim etkisinden dolayı başarılı şekilde alınamaz. Gelişmiş sinyal işleme teknikleri kullanılarak alıcıya çoklu paket alımı (multi-packet reception) yeteneği kazandırılması yönünde literatürde baz çalışmalar yapılmıştır (Ghez ve ark., 1989; Li ve Dai, 2005; Lu ve ark., 2012). Fakat yine de baz istasyonunun bu karmaşık algoritmaları çalıştırabilecek sinyal işleme yeteneğine ve yeterli işlem süresine sahip olduğu uygulamaların sayısı oldukça sınırlıdır. Bu sebepten dağınık fırsatçı zamanlama planı oluşturulurken başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapacak şekilde eşik seviyesinin optimizasyonu önemli bir problem teşkil eder.

1.4. Tezin Motivasyonu

Geleneksel kablosuz ağlar için öncelikli tasarım hedefi sınırlı bant genişliğinin daha verimli kullanılması ve kanal kapasitesinin artırılmasıdır. Hücresel mimarili kablosuz ağlarda çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanarak oluşturulan fırsatçı zamanlama planıyla spektral verimlilik artışı sağlanabilir. Bunun yanında çoklu anten teknikleri kullanılarak kablosuz bağlantı güvenilirliği ve spektral verimlilik iyileştirilebilir. Kablosuz algılayıcı ağlar için tasarım hedefi ise enerji verimliliğinin artırılmasıdır. Bununla birlikte özel amaçlı bazı uygulamalarda enerji tüketiminin düşürülmesi yanında spektral verimlilik artışı önem kazanır. Bu tez çalışmasının temel motivasyonu, algılayıcı düğümlerin enerji kısıtlamaları dikkate alınarak çok kullanıcı çeşitlemesi, fırsatçı zamanlama ve çoklu antenler yardımıyla kablosuz algılayıcı ağlarda spektral verimlilik artışı sağlayacak fırsatçı paket gönderim planı tasarımıdır. Burada kullanılan fırsatçı tanımlaması, önerilen planın algılayıcı düğümlerin kanal koşullarının değişiminden faydalanma yeteneğine sahip olduğunu vurgulamaktadır.

Tez içinde hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağın bir hücresi göz önünde tutularak, geliştirilen plan yardımıyla yukarı bağlantı kanalında algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne paket gönderimi düzenlenmeye çalışılmıştır. Algılayıcı düğümlerden

kontrol düğümüne periyodik geri besleme aşırı enerji tüketimine sebep olacağından, kablosuz algılayıcı ağlarda merkezi fırsatçı zamanlama planı kullanılamaz. Dolayısıyla algılayıcı düğümlerin paket gönderimini organize etmek için eşik seviyesi tabanlı dağınık fırsatçı zamanlama planı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen yöntem ile kanal durumu önceden belirlenen eşik seviyesinin üzerinde olan algılayıcı düğümlerin paket gönderimine izin verildiğinden, gönderilen başarılı paketlerin sinyal kalitesi önemli ölçüde artırılmıştır.

1.5. Tezin Literatüre Katkısı

Kablosuz ağlarda kanal kapasitesi, gönderim gücü ve bağlantı zamanlaması ile ilgili düzenlemeler paket gönderim planı (stratejisi) olarak isimlendirilir. Önerilen paket gönderim planı için temel başarı ölçütü fırsatçı zamanlama yardımıyla spektral verimlilik ve dolayısıyla kanal kapasitesinin artırılmasıdır. Bununla birlikte alınan başarılı paketlerin sinyal kalitesi yükseltilerek bağlantı güvenilirliği artırılmaya çalışılmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında elde edilen analitik ifadeler ve bilgisayar benzetimi yardımıyla aşağıda belirtilen sorulara cevap aranmıştır:

1. Algılayıcı düğümler üzerinde dağıtılmış kanal durum bilgisi kullanılarak oluşturulan dağınık fırsatçı zamanlama planı için başarılı paket gönderim oranını maksimum yapacak optimum eşik seviyesi istatistiksel olarak nasıl belirlenir?
2. Önerilen fırsatçı zamanlama planı kullanılarak elde edilen sınırlı çok kullanıcı çeşitlemesi kazancıyla, dönüşümlü zamanlama planına göre spektral verimlilik ve başarılı paketlerin sinyal kalitesi bakımından avantaj sağlanabilir mi?
3. Önerilen fırsatçı zamanlama planında spektral verimlilik odaklı eşik seviyesi optimizasyonu enerji verimliliği ve adaletlilik gibi diğer performans ölçütlerini ne şekilde etkiler?
4. Önerilen fırsatçı zamanlama planında algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenler kullanılmasıyla elde edilen MIMO sistem modeliyle çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yanında uzaysal çeşitleme tekniğinden faydalanarak spektral verimlilik ve başarılı paketlerin sinyal kalitesi bakımından ekstra kazanç sağlanabilir mi?

Gerçekleştirilen tez çalışmasının literatüre katkısı şu ana başlıklar altında aşağıda listelenmiştir:

1. Kablosuz algılayıcı ağlarda dağınık fırsatçı zamanlama planı yardımıyla yukarı bağlantı kanalında paket gönderimi düzenlenmiştir.
2. Önerilen eşik seviyesi tabanlı paket gönderim planında çarpışma ve boş dinleme nedeniyle algılayıcı düğümlerin boşa harcadıkları enerji ve spektral verimlilik kaybını minimuma indirmek amacıyla başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapacak eşik seviyesi istatistiksel yöntemler kullanılarak optimize edilmiştir.
3. Oluşturulan dağınık fırsatçı zamanlama planında her ne kadar algılayıcı düğümler üzerinde dağıtılmış kanal durum bilgisinden faydalanılarak sınırlı çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı elde edilse de, yeterli sayıda algılayıcı düğüm ile dönüşümlü zamanlama planına göre spektral verimlilik artışı sağlanacağı benzetim sonuçları ve analitik hesaplamalar yardımıyla gösterilmiştir.
4. Algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenler kullanılmasıyla elde edilen MIMO sistem modelinde çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yanında uzaysal çeşitleme kazancından faydalanarak tek antenli sistem modeline göre hem gönderilen paketlerin sinyal kalitesinin yükseltilmesiyle bağlantı güvenilirliğinin artırılacağı hem de spektral verimlilik bakımından iyileştirme sağlanacağı benzetim sonuçları ve analitik hesaplamalar yardımıyla gösterilmiştir.

1.6. Temel Varsayımlar

Önerilen paket gönderim planının tasarımında basit ve açık bir çerçeve oluşturmak amacıyla aşağıda verilen varsayımlardan faydalanılmıştır:

- Kablosuz kanalın düz sönümlemeli olduğu varsayılmıştır.
- Hücresel ağın tek bir hücresi düşünülerek komşu hücreler arası girişim gürültü olarak değerlendirilmiştir.
- Önerilen plan için öngörülen kanal kapasitesine ulaşmak için algılayıcı düğümlerin uyarlamalı kodlama ve modülasyon (adaptive coding and modulation) gerçekleştirecek yeterli sinyal işleme yeteneğine sahip oldukları kabul edilmiştir.

- Algılayıcı düğümlerin yayınlanan pilot sinyal üzerinden kendi kanal durumlarını her zaman diliminde hatasız olarak elde ettikleri düşünülmüştür.
- Algılayıcı düğümlerin her zaman diliminde kontrol düğümüne gönderecek pakete sahip oldukları ve gönderilen paketlerin kontrol düğümü tarafından hatasız olarak alındığı varsayılmıştır.

1.7. Tezin Organizasyonu

Tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde, bu tez çalışması ile önerilen paket gönderim planı için temel oluşturan kablosuz haberleşme kanalı, çoklu anten teknikleri ve hücresel haberleşme gibi konular hakkında bilgi verilerek gerçekleştirilen çalışmanın motivasyonu ve literatüre katkısı açıklanmıştır.

İkinci bölümde, üzerinde çalışılan kablosuz algılayıcı ağlar konusu geniş kapsamda incelenmiştir. Kablosuz algılayıcı ağlar için protokol yığını, haberleşme protokolleri ve katmanlar arası tasarım gibi bu tez çalışmasının odaklandığı anahtar konular üzerinde literatür araştırmasına dayanan temel bilgilere yer verilmiştir.

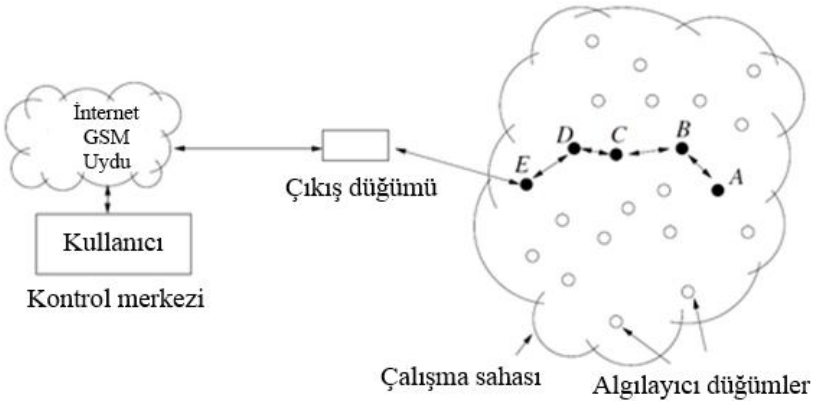
Üçüncü bölümde, hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlar için yukarı bağlantı kanalında paket gönderimini düzenlemek için katmanlar arası tasarım yaklaşımıyla tasarlanan dağınık fırsatçı zamanlama planı anlatılmıştır. Bu kapsamda SNR ve normalleştirilmiş SNR (normalized SNR, NSNR) metrikleri kullanılarak paket gönderim kararlarını belirleyen eşik seviyesi optimizasyonu konusuna açıklık getirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca önerilen planın başarısı elde edilen analitik ifadeler ve istatistiksel benzetim yoluyla test edilmiştir.

Dördüncü bölümde, önerilen paket gönderim planı algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenler kullanılan MIMO sistem modeli üzerinde genişletilerek uzaysal çeşitleme yardımıyla elde edilen performans artışı analitik ifadeler ve istatistiksel benzetim ile gösterilmiştir.

Son olarak beşinci bölümde, gerçekleştirilen tez çalışması ile ilgili genel değerlendirme yapılarak ve gelecekte yapılabilecek çalışmalara ışık tutulmuştur.

2. KABLOSUZ ALGILAYICI AĞLAR

Kablosuz algılayıcı ağlar belirli bir coğrafi bölge üzerinde fiziksel ve çevresel büyüklükler hakkında gerçek zamanlı bilgi toplamak amacıyla çalışma sahası üzerinde dağıtılmış çok sayıda algılayıcı düğümden oluşur. Son yıllarda sayısal elektronik devreler, mikro-elektro-mekanik sistemler (MEMS) ve kablosuz haberleşme alanlarında sağlanan gelişmeler küçük boyutlu, az enerji harcayan ve düşük maliyetli algılayıcı düğüm tasarımına imkân sağlamıştır. Algılayıcı düğümler kendi başlarına bağımsız kaynak görevi üstlenerek çevresinden veri toplarken aynı zamanda Şekil 2.1'de gösterildiği gibi yakınında bulunan diğer algılayıcı düğümlerden gönderilen verilerin çıkış düğümüne (sink) aktarılmasında röle görevi üstlenir. Çıkış düğümü ağ geçidi görevi üstlenerek topladığı verileri kablolu (internet) veya kablosuz (GSM, uydu) olarak uzaktaki kontrol merkezinde bulunan kullanıcıya aktarır (Akyildiz ve ark., 2002).



Şekil 2.1. Kablosuz algılayıcı ağlar kullanılarak dağınık algılama (Akyildiz ve Vuran, 2010)

Kablosuz algılayıcı ağlar otomatik algılama, gömülü hesaplama ve kablosuz ağ oluşturma görevlerinin küçük boyutta, ucuz ve düşük enerji tüketen cihazlar üzerinden gerçekleştirilmesine imkân sağlar. Genel amaçlı bir algılayıcı düğüm örneği Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bireysel olarak yetenekleri oldukça sınırlı olan algılayıcı düğümler aynı amaç doğrultusunda iş birliği yapacak şekilde kablosuz ağ yardımıyla birbirleriyle bağlandıklarında son derece güçlü ve esnek bir yapı ortaya çıkar. Bu şekilde geniş bir çalışma sahası üzerinde baştanbaşa dağınık algılama görevi kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Algılayıcı düğümler saha üzerinde planlı olarak veya rastgele konumlandırılır. İhtiyaç duyulan algılayıcı düğüm sayısı ilgilenilen çalışma sahasının büyüklüğüne ve uygulamanın gerektirdiği hassasiyete bağlı olarak değişiklik gösterir.



Şekil 2.2. Crossbow firması tarafından üretilen MICAz algılayıcı düğümü

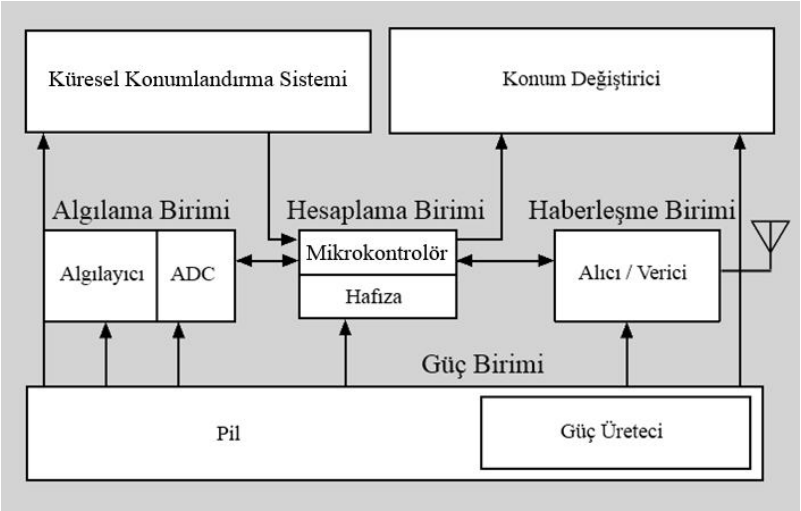
Kablosuz algılayıcı ağlar yardımıyla gerçekleştirilen uygulamalarda genellikle çalışma sahasının uzaktan izlenmesi amaçlanmaktadır. Algılayıcı düğümlerin fiziksel boyutları ve maliyetlerinin giderek düşmesiyle birlikte algılama, hesaplama ve haberleşme ihtiyacı duyulan pek çok alanda kablosuz algılayıcı ağlar yaygın olarak kullanılmaktadır (Al Ameen ve ark., 2010). Bu uygulamalara örnek olarak:

- Askeri alanda; dost/düşman birliklerin takibi, nükleer ve biyolojik saldırı alarmı,
- Çevresel alanda; hava kirliliği, orman yangını, sel ve deprem gibi doğa olaylarının önceden algılanması,
- Sağlık alanında; doktor ve hasta takibi, kan basıncı, EKG gibi hayati öneme sahip verilerin uzaktan izlenmesi,
- Trafik alanında; taşıt izleme, hız tespiti, sinyalizasyon yönetimi, trafik sıkışıklığı ve karayolu üzerinde tehlikelerin önceden algılanması,
- Endüstriyel alanda; koruyucu bakım, riskli ortamların gözetlenmesi,
- Tarım alanında; meteorolojik verilerinin izlenmesi, sulama, ilaçlama ve gübreleme yönetimi

verilebilir (Akyildiz ve ark., 2002; Mahalik, 2007).

2.1. Algılayıcı Düğüm Mimarisi

Genel amaçlı bir algılayıcı düğüm mimarisinde Şekil 2.3'de gösterildiği gibi güç birimi, hesaplama birimi, algılama birimi ve haberleşme birimi olmak üzere dört temel birim yer alır. Ayrıca uygulamaya bağlı olarak algılayıcı düğümler üzerinde küresel konumlandırma sistemi (global positioning system, GPS) ve konum değiştirici (mobilizer) gibi birimlere yer verilir (Akyildiz ve ark., 2002; Tilak ve ark., 2002).



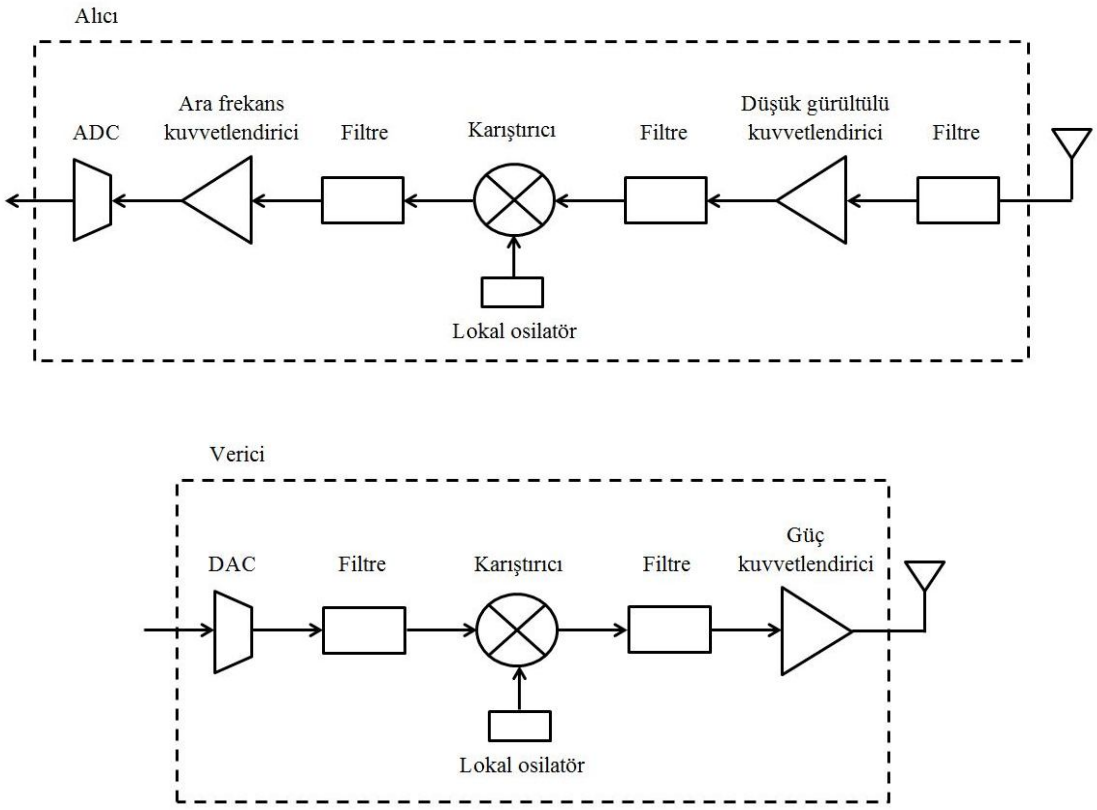
Şekil 2.3. Algılayıcı düğüm mimarisinin temel blokları

Güç birimi algılayıcı düğüm üzerindeki diğer tüm birimlerin enerji kaynağı olarak görev yapar. Algılayıcı düğümler enerji ihtiyaçlarını üzerlerinde bütünleşik olarak bulunan pil yardımıyla sağladığından sistemin çalışması için herhangi bir kablolama alt yapısına ihtiyaç duyulmaz. Çoğu uygulamada enerjisi tükenen algılayıcı düğümlere ait pillerin değiştirilmesi veya yeniden şarj edilmesi mümkün değildir. Güneş paneli gibi harici güç üreteçleriyle enerji desteği sağlansa bile kullanılan pillerin kapasitesi sınırlı olduğundan algılayıcı düğümlerin çalışma ömürlerinin uzatılması için algılama, hesaplama ve haberleşme görevleri yerine getirilirken güç tüketiminin minimuma düşürülmesi büyük önem taşır (Shih ve ark., 2004).

Algılama birimi üzerinde ortamdaki fiziksel büyüklükler hakkında bilgi toplama yeteneğine sahip bir veya daha fazla algılayıcı bulunur. Her algılayıcı sıcaklık, nem, ışık gibi belirli bir fiziksel büyüklüğün algılanmasından sorumludur. Algılayıcının ürettiği sinyaller analog dijital dönüştürücü (ADC) üzerinden hesaplama birimine aktarılır.

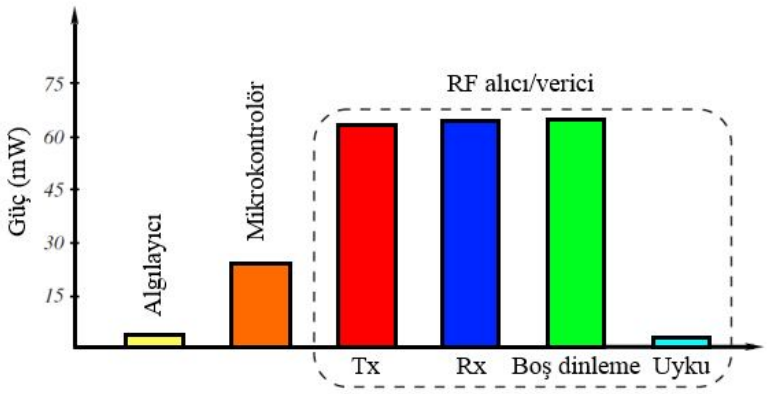
Hesaplama birimi algılayıcı düğüm üzerinde yürütülen tüm yönetim fonksiyonlarından sorumludur. Fiziksel boyutlarının küçük olması sebebiyle algılayıcı düğümler üzerinde genellikle çalışma frekansı (< 20 MHz) ve hafıza kapasitesi (< 128 KB ROM + 10 KB RAM) sınırlı, düşük maliyetli bir mikrokontrolör kullanılır. Gerektiğinde algılanan fiziksel büyüklüklere ait ham verilerin doğrudan çıkış düğümüne gönderilmesi yerine algılayıcı düğüm üzerinde lokal sinyal işleme gerçekleştirilir. Bu durumda hesaplama biriminde harcanan enerji artarken önemsiz paketler daha algılayıcı düğüm üzerinde elenerek gereksiz ağ trafiği düşürülür ve haberleşme biriminde boşa enerji tüketimi azaltılır (Aboelaze ve Aloul, 2005).

Algılayıcı düğümler haberleşme birimi yardımıyla ağa bağlanır. Şekil 2.4'de gösterildiği gibi gönderilecek bit dizisi formatında veriler algılayıcı düğüm tarafından paketlenerek alıcı/verici (transceiver) üzerinden radyo frekans (RF) sinyallerine ve benzer şekilde dışarıdan alınan RF sinyalleri yine alıcı/verici üzerinden bit dizisi halinde veri paketlerine dönüştürülür. Algılayıcı düğümler arasında veri transferi genellikle oldukça düşük hızlarda (10 – 250 Kbps) gerçekleştirilir.



Şekil 2.4. Haberleşme biriminde alıcı/verici devresi fonksiyonel blok diyagramı

Haberleşme birimi kendi içinde barındırdığı modülasyon, filtreleme, demodülasyon ve kuvvetlendirici devrelerinden dolayı oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir. Şekil 2.5'de gösterildiği gibi algılayıcı düğümler üzerinde en fazla enerji haberleşme biriminde tüketilir (Akyildiz ve Vuran, 2010). Algılayıcı düğümlerin çalışma ömrünün artırılması için başta haberleşme birimi olmak üzere algılama ve hesaplama birimlerinde enerji verimliliğini artıracak iyileştirmelere ihtiyaç duyulur (Yao ve Giannakis, 2005).



Şekil 2.5. MICAz algılayıcı düğüm üzerinden harcanan gücün analizi

Haberleşme biriminde enerji tüketiminin kaynağında sinyal gönderimi için güç kuvvetlendirici üzerinde harcanan enerji ve sinyal işleme için diğer devreler üzerinde harcanan enerji vardır (Cui ve ark., 2004). Mesafe uzadığında sinyal gönderimi için güç kuvvetlendirici üzerinde tüketilen enerji artacağından, kablosuz algılayıcı ağlarda genellikle kısa mesafeli haberleşme tercih edilir. Bu şekilde çıkış düğümü algılama bölgesine uzakta bulunsa bile çok atlamalı (multi-hop) haberleşme yapılarak ağ üzerinde veri transferi gerçekleştirilir. Her ne kadar çok atlamalı haberleşme durumunda güç kuvvetlendirici üzerinde düşük enerji tüketimi gerçekleştirilse de kaynaktan gönderilen verilerin röle görevi üstlenen düğümler tarafından aktarıldığı her istasyonda sinyal alımı, yönlendirme ve sinyal gönderimi için haberleşme biriminde yer alan devreler üzerinde ekstra enerji tüketimi ortaya çıkar. Ayrıca kanal üzerinde daha fazla rekabet, girişim ve gecikme görülür (Li ve Dai, 2005). Buna karşın algılayıcı düğümlerden çıkış düğümüne doğrudan paket gönderimi gerçekleştirilen tek atlamalı (single-hop) haberleşme durumunda güç kuvvetlendirici üzerinde enerji tüketimi artsa da gönderilen paketlerin yönlendirilmesi gerekmediğinden sinyal işleme için ekstra enerji tüketilmez (Cui ve ark., 2005; Sharifkhani ve Beaulieu, 2009).

Tek atlamalı haberleşme gerçekleştirildiğinde algılayıcı düğümler üzerinde tüketilen toplam enerjinin büyük bölümü güç kuvvetlendirici üzerinde sinyal gönderimine aittir. Uzun mesafeli sinyal gönderimi için enerji tüketimini düşürmek amacıyla izlenebilecek en etkin strateji, bağlantı güvenilirliğinin artırılmasıyla fazladan enerji tüketimine ihtiyaç duyulmadan spektral verimlilik artışı sağlanmasıdır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde bağlantı güvenilirliğinin artırılması için çeşitleme tekniği anahtar rol oynar (Haenggi, 2004; Liu ve ark., 2005; Zhao ve ark., 2007).

Kablosuz algılayıcı ağlarda algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenler kullanılması durumunda anten çeşitlemesi tekniğinden faydalanarak paket gönderimi için harcanan enerji azaltılabilir (Siam ve Krunz, 2009). Ayrıca algılayıcı düğümler üzerinde yönlü antenler kullanılarak enerji verimliliği artışı sağlayacak şekilde veri transferi gerçekleştirilebilir (Zhang ve Datta, 2005).

Haberleşme biriminde enerji tüketimini düşürmek için en fazla kullanılan mekanizmalardan biri de veri transferine gerek duyulmayan zamanlarda alıcı/verici devresi kapatılarak algılayıcı düğümlerin görev çevrimi (duty cycling) içinde uyku (sleep) moduna alınmasıdır. Uyku moduna geçerek ağdan ayrılan ve uyanarak tekrar ağa bağlanan algılayıcı düğümler sebebiyle ağın fiziksel ve mantıksal topolojisi sürekli olarak değişir. Durum geçişi sürecinde algılayıcı düğümlerin enerji tüketimi, haberleşme için tüketilen enerjiden daha fazladır. Bu sebepten enerji verimli haberleşme için algılayıcı düğümlerin sık sık uyutulup uyandırılmasından kaçınılır (Al Ameen ve ark., 2010). Bununla birlikte ihtiyaç duyulmayan verilerin transferi için algılayıcı düğümlerin uykudan uyandırılmasını önlemek amacıyla ağ üzerinde veriye dayalı (data driven) paket gönderimi gerçekleştirilebilir (Anastasi ve ark., 2009).

Kablosuz algılayıcı ağlarda çalışma sahasından toplanan verilerin çıkış düğümüne ulaştırılmasında enerji verimliliği, adaletlilik ve spektral verimlilik gibi ölçütler dikkate alınarak haberleşme protokolü tasarımı yapılır. Haberleşme protokolü kanal üzerinden gönderilen verilerin güvenilir şekilde alıcıya ulaştırılması, hata kontrollerinin gerçekleştirilmesi, başarılı olarak alındığının bildirilmesi gibi rutin işlemleri tanımlayan kurallar topluluğudur. Kablosuz algılayıcı ağların sahip olduğu potansiyel gücün gerçekleştirilen uygulamalarda ortaya çıkarılması algılayıcı düğümler arasında veri aktarımını düzenleyecek etkili haberleşme protokolü tasarımına bağlıdır.

2.2. Ağ Mimarisi ve Protokol Yığını

Haberleşme protokolü tasarımında bağımsız katmanlara ayırma düşüncesi, modüler tasarım yapma amacıyla farklı kavramsal katmanların fonksiyonel olarak birbirinden ayrılması anlamına gelir (Dimić ve ark., 2004). Kablosuz algılayıcı ağlar için basitleştirilmiş protokol yığını fiziksel katman, veri bağlantı katmanı, ağ katmanı, taşıma katmanı ve uygulama katmanı olmak üzere beş katmandan oluşur (Akyildiz ve Vuran, 2010).

2.2.1. Fiziksel katman

Fiziksel katman (physical layer) kablosuz bağlantı üzerinde işlenmemiş (ham) bit dizisi akışının güvenli şekilde transferinden sorumludur. Kablosuz algılayıcı ağlarda kanal üzerindeki bozucu etkenler sebebiyle fiziksel katman haberleşme protokolü tasarımında önemli rol oynar. Frekans seçimi, taşıyıcı frekans üretimi, modülasyon, kanal kodlama, güç kontrolü ve çoklu anten teknikleri (çeşitleme, çoğullama) gibi işlemler fiziksel katman üzerinde gerçekleştirilir. Algılayıcı düğümlerin enerji tüketimi fiziksel katman özellikleriyle doğrudan bağlantılıdır. Modülasyon planı, veri hızı, verici iletim gücü ve uyku modu gibi faktörler fiziksel katmanda güç tüketimini etkiler. Kablosuz algılayıcı ağların çalışma ömrünün uzatılması için fiziksel katman üzerinde verimlilik artışı sağlayacak çeşitli düzenlemelere ihtiyaç duyulur.

2.2.2. Veri bağlantı katmanı

Veri bağlantı katmanı (data link layer) girişim ve gürültü nedeniyle bozulmaya açık bit dizisi akışını daha üst seviyeli katmanlarda hatalardan etkilenmeyen veri akışına dönüştürür ve aynı zamanda veri trafiğinin düzenlemesinden sorumludur. Kendi içinde lojik bağlantı kontrolü (LLC) ve ortam erişim kontrolü (MAC) şeklinde iki alt katmandan meydana gelir. LLC katmanı fiziksel kanaldan bağımsız olarak adresleme, çoğullama, çerçeve algılama, akış kontrolüyle birlikte gecikme süresinin düşürülmesi, hata kontrolü, yeniden paket gönderimi ve şifreleme gibi işlemlerden sorumludur. MAC katmanı ise sistem performansını maksimum yapacak şekilde mevcut kaynakların verimli paylaşımından sorumludur. Bu sebepten algılayıcı düğümlerin kanal erişimleri ve paket gönderimleri doğrudan MAC katmanı üzerinde kontrol edilir.

Kablosuz kanalın algılayıcı düğümler arasında paylaşımı için FDMA tekniği kullanıldığında algılayıcı düğüm maliyeti yükselirken, CDMA tekniği kullanılması durumunda daha fazla hesaplama yapılacağından algılayıcı düğümlerin enerji tüketimi artar. Bu sebepten kanal paylaşımı için TDMA tekniğinden faydalanılır (Akyildiz ve Vuran, 2010). TDMA tekniği ile merkezi zamanlama planı oluşturulduğunda algılayıcı düğümlerin kanal durumlarının anlık değişiminden faydalanarak MAC katmanında performans artışı sağlanabilir. Dağınık zamanlama planı oluşturulduğunda ise çarpışmaya sebep olan eş zamanlı paket gönderimlerinin ortadan kaldırılması için eşik seviyesi optimizasyonu gereklidir (Miao ve ark., 2009).

2.2.3. Ağ katmanı

Ağ katmanı (network layer) farklı ağ topolojileri için algılayıcı düğümler tarafından toplanan verilerin ağ üzerinde çıkış düğümüne kadar uçtan uca taşınması ve bakımından sorumludur. Komşu düğümlerin belirlenmesi ve yönlendirme gibi görevler ağ katmanı üzerinde yerine getirilir. Kaynak görevi üstlenen algılayıcı düğüm tarafından gönderilen paketin hedefteki çıkış düğümüne ulaşması için izlenmesi gereken yol ağ katmanında görev yapan yönlendirme protokolü (routing protocol) tarafından belirlenir. Etkili yönlendirme protokolü tasarımıyla dinamik kaynak paylaşımı gerçekleştirilerek kablosuz algılayıcı ağlarda kanal kapasitesi artışı sağlanabilir.

2.2.4. Taşıma katmanı

Taşıma katmanı (transport layer) uçtan uca veri transferi sürecinde yeniden gönderim, hata düzeltme, yeniden sıralama ve akış kontrolünden sorumludur. İnternet veya başka bir harici ağ üzerinden sisteme erişim sağlanacaksa taşıma katmanı önem kazanır.

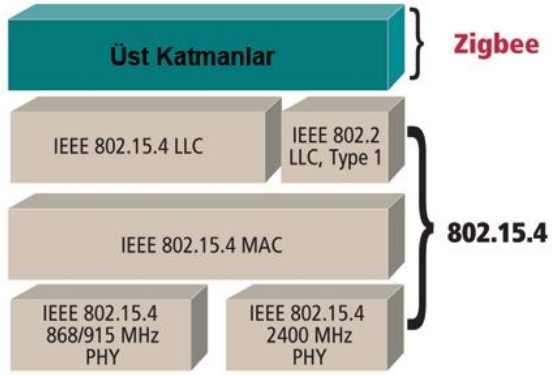
2.2.5. Uygulama katmanı

Uygulama katmanı (application layer) kaynak kodlama/kod çözme ve hata saklama fonksiyonlarını yerine getirir. Ayrıca bağımsız uygulama geliştirme ve haberleşme için ortak çatı sağlar.

2.3. IEEE 802.15.4 ve ZigBee Standartları

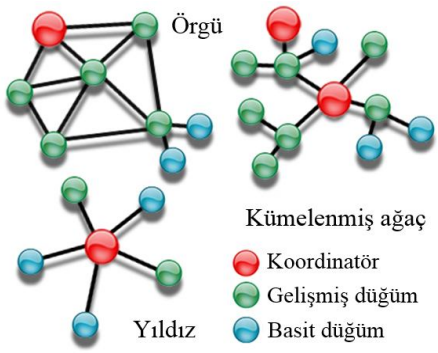
Kablosuz yerel alan ağlarında uyum problemlerinin çözümü için IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) tarafından 1997 yılında 802.11 standart grubu oluşturulmuştur. IEEE 802.11 standardı haberleşme kapasitesi ve servis kalitesinin artırılmasına odaklanılarak geliştirildiği için enerji tüketimi kısıtlanmış kablosuz ağlarda beklenen performansı vermez. Bu sebepten düşük veri hızı ve sınırlı enerji tüketimiyle kablosuz haberleşen cihazlar için IEEE 802.15.4 standardı geliştirilmiştir. IEEE 802.15.4 standardı ile uyumlu alıcı/verici taşıyan algılayıcı düğümler farklı üreticiler tarafından üretilmeleri durumunda bile birbirleriyle bağlantı kurabilir.

IEEE 802.15.4 standardı Şekil 2.6'da gösterildiği gibi kablosuz algılayıcı ağlar için fiziksel katman ve MAC katmanı özelliklerini tanımlar. Daha sonra bu standart üzerinde ortak uygulamalar geliştirmek için ağ ve uygulama katmanlarını tanımlayan ZigBee standardı geliştirilmiştir. Fiziksel katmanda 2.4 GHz (Global – 250 Kbps), 915 MHz (Amerika – 40 Kbps) ve 868 MHz (Avrupa – 20 Kbps) olmak üzere üç farklı frekans kullanılmaktadır. Algılayıcı düğümlerin iletim menzili düşük güç modunda 10 – 100 metre arasındadır (Langendoen, 2008; Akyildiz ve Vuran, 2010).



Şekil 2.6. Protokol yığınında IEEE 802.15.4 ve ZigBee standartları arasındaki bağlantı

MAC katmanında Şekil 2.7'de gösterildiği gibi yıldız (star), örgü (mesh) ve kümelenmiş ağaç (cluster tree) topolojileri desteklenmektedir. Algılayıcı düğümler basit ve gelişmiş olmak üzere fonksiyonel olarak iki gruba ayrılmıştır. Gelişmiş düğümlerden biri koordinatör olarak yönetici görevi üstlenir. Basit düğümler yönlendirici ve koordinatör fonksiyonlarına sahip değildir (Akyildiz ve Vuran, 2010).



Şekil 2.7. IEEE 802.15.4 standardında desteklenen ağ topolojileri

Örgü topolojisinde gelişmiş düğümler birbirleriyle doğrudan haberleşirken, basit düğümler kendilerine en yakın gelişmiş düğüm üzerinden ağa bağlanır. Yıldız topolojisinde basit veya gelişmiş tüm düğümler doğrudan koordinatörle haberleşir. Çalışma sahasının nispeten küçük olduğu uygulamalarda genellikle yıldız topolojisi kullanılır. Yıldız topolojisine sahip ağların birbirlerine bağlanmasıyla kümelenmiş ağaç topolojisi oluşturularak hiyerarşik bir yapı elde edilir (Mahalik, 2007).

IEEE 802.15.4 standardında kılavuz etkinleştirilmiş (beacon enabled) ve kılavuz etkinleştirilmemiş (non-beacon enabled) olmak üzere iki farklı kanal erişim yöntemi desteklenir. Kılavuz etkinleştirilmiş kanal erişiminde koordinatör tarafından periyodik olarak üretilen kılavuz sinyaller kullanılarak aktif ve aktif olmayan periyotlar oluşturulur. Aktif periyotta kendilerine en yakın koordinatörle haberleşen algılayıcı düğümler, aktif olmayan periyotta uyku durumuna geçer. Bu şekilde görev çevrimi oluşturularak kılavuz etkinleştirilmiş kanal erişiminde enerji tasarrufu sağlanır. Buna karşın kılavuz etkinleştirilmemiş kanal erişiminde algılayıcı düğümler sürekli aktif durumda bulunduğundan MAC katmanında enerji tasarrufu sağlanamaz. Yıldız topolojisinde, periyodik sinyal yayını sebebiyle oluşan trafik dezavantaj olmayacaksa kılavuz etkinleştirilmiş kanal erişimi kullanılabilir (Anastasi ve ark., 2009).

Uygulamalarda başta enerji tüketimi olmak üzere gecikme süresi ve adaletlilik gibi çeşitli servis kalitesi ölçütleri göz önünde tutulur. Ayrıca algılayıcı düğümler üzerinde görev yapan algılayıcı tipine bağlı olarak haberleşme için ihtiyaç duyulan spektral verimlilik belirlenir. Böylece istenen servis kalitesi ölçütlerinin sağlanması amacıyla haberleşme protokolü tasarımı gerçekleştirilir. Kablosuz algılayıcı ağlar için fiziksel ve MAC katmanlarını tanımlayan IEEE 802.15.4 standardı çok az sayıda uygulamada kullanılmıştır. Özellikle enerji verimliliğini artırmak için başta fiziksel ve MAC katmanları olmak üzere protokol yığınında yer alan tüm katmanlar dikkate alınarak literatürde çok sayıda araştırma yapılmıştır. Bu araştırmaların büyük bir kısmı kablosuz algılayıcı ağlar için MAC protokolü tasarımı üzerinde yoğunlaşmıştır.

2.4. MAC Protokolü Tasarımı

Kablosuz algılayıcı ağlarda algılayıcı düğümlerin kanal erişimleri ve buna bağlı olarak paket gönderimleri MAC protokolü yardımıyla kontrol edilir. MAC protokolü tasarımında çoğu zaman enerji tüketiminin düşürülmesi, sistem performansının yükseltilmesi ve istenen servis kalitesinin sağlanması amaçlanır. Geleneksel kablosuz

ağlar için MAC protokolü tasarımında öncelikli hedef maksimum haberleşme kapasitesi ve minimum gecikme iken enerji tüketiminin düşürülmesi geri planda tutulur. Buna karşın sınırlı enerjiye sahip kablosuz algılayıcı ağlar için MAC protokolü tasarımında öncelik enerji verimliliğinin yükseltilmesidir (Al Ameen ve ark., 2010; Mendes ve Rodrigues, 2010).

Algılayıcı düğümler üzerinde donanımsal kaynakların kısıtlı olması, kablosuz kanalın korumasız yapısı ve ağın tasarsız yapısı sebebiyle kablosuz algılayıcı ağlarda MAC protokolü tasarımı geleneksel kablosuz ağlara göre daha zordur (Yigitel ve ark., 2011). Algılayıcı düğümlerin çalışma ömrünün uzatılması için enerji verimli MAC protokolü tasarımı gerçekleştirildiğinde ise çoğu zaman gecikme süresi, haberleşme kapasitesi, paket kayıp oranı, bağlantı güvenilirliği ve adaletlilik gibi servis kalitesi parametreleri bakımından beklenen performans elde edilemez. Bu sebepten enerji verimliliği ve sistem performansı arasında sıkı bir ödünleşim ortaya çıkar (Langendoen, 2008; Zogovic ve ark., 2009).

Enerji verimli MAC protokolü tasarımı için paket gönderiminde düşük enerji tüketimiyle birlikte hesaplama biriminde daha az sayıda işlem yapılması hedeflenir. MAC protokolü tasarımında hesaplama karmaşıklığı azaltılırsa enerji tüketimi ile birlikte donanım maliyeti önemli ölçüde düşürülür (Yao ve Giannakis, 2005). Kablosuz algılayıcı ağlarda enerji verimliliği artışı için literatürde çok sayıda MAC protokolü geliştirilmiştir (Naik ve Sivalingam, 2004; Demirkol ve ark., 2006; Kredo II ve Mohapatra, 2007; Wang ve ark., 2008; Langendoen, 2008). Geliştirilen MAC protokolleri zamanlamaya dayalı ve rekabete dayalı olmak üzere iki grupta incelenir (Ye ve Heidemann, 2004).

Zamanlamaya dayalı MAC protokollerinde TDMA tekniği yardımıyla zaman boyutu çerçevelere ve her bir çerçeve de belirli sayıda zaman dilimine bölünür. Oluşturulan zamanlama planıyla her algılayıcı düğüm kendisi için ayrılan zaman dilimlerinde paket gönderimi gerçekleştirdiğinden çarpışma problemi yaşanmaz. Bu şekilde algılayıcı düğümlerin haberleşme ihtiyacı duymadığı görev çevriminin büyük bölümünü uyku modunda geçirmesi sağlanarak ağın çalışma ömrü uzatılır. Zamanlamaya dayalı MAC protokolü oluşturulması için algılayıcı düğümler arasında senkronizasyona ihtiyaç vardır. Algılayıcı düğüm sayısı ve ağ topolojisinin değişmesi durumunda senkronizasyon bozulacağından ölçeklenebilirlik ve esneklik sağlanamaz. Çok sayıda algılayıcı düğümden oluşan geniş ölçekli ağlarda gecikme sürelerinin oldukça uzun ve kanal kullanımının oldukça düşük olması bu tip MAC protokollerinin

en büyük dezavantajıdır (Rajendran ve ark., 2003). Zamanlamaya dayalı MAC protokolleri genellikle topoloji değişiminin yavaş, veri trafiğinin periyodik ve servis kalitesi ihtiyacının ön planda tutulduğu uygulamalarda tercih edilir.

Rekabete dayalı MAC protokollerinde algılayıcı düğümlerin kanal erişimleri rastgele gerçekleştirilir. Gönderilecek pakete sahip algılayıcı düğümlerden hangisinin kanal erişimine hak kazanacağına karar vermek için rekabet mekanizması kullanılır. Senkronizasyona gerek duyulmadığından algılayıcı düğüm sayısı ve ağ topolojisinin değişmesi problem oluşturmaz. Bu sebepten rekabete dayalı MAC protokolleri ölçeklenebilirlik özelliğine sahiptir. Özellikle veri trafiğinin düşük olduğu uygulamalarda çarpışma olasılığı azalacağından, rekabete dayalı MAC protokolleri daha iyi sonuç verir. Topoloji değişiminin hızlı olduğu uygulamalarda da genellikle rekabete dayalı MAC protokolleri tercih edilir. Bu tip MAC protokollerinin en önemli dezavantajı gönderilen paketlerin başarılı olarak alınması çarpışma sebebiyle garanti edilemediğinden ağın enerji verimliliğinin düşük olmasıdır (Anastasi ve ark., 2009).

Rekabete dayalı MAC protokollerinde algılayıcı düğümlerin kanal erişimleri ALOHA ve taşıyıcı duyarlı çoklu erişim (carrier sense multiple access, CSMA) teknikleriyle düzenlenir. ALOHA (Abramson, 1970) ve bölünmüş (slotted) ALOHA (Roberts, 1972) protokollerinde algılayıcı düğümler gönderecek pakete sahip olduklarında hiç beklemeden hemen gönderir. Eğer çarpışma meydana gelirse bir süre sonra tekrar paket gönderimi tekrar gerçekleştirilir (Lin, 2009). CSMA tabanlı MAC protokollerinde ise algılayıcı düğümler paket gönderimi gerçekleştirmeden önce belirli bir süre kanalı dinler ve kanal boşta ise paket gönderimi gerçekleştirilir. Eğer kanal başka bir düğüm tarafından kullanılıyorsa paket gönderimi ertelenir ve kanalın dinlenmesine devam edilir.

CSMA mekanizmasının en önemli kısıtlaması kanal üzerinde paket gönderimi algılanamayan gizli terminallerden kaynaklanan çarpışmalardan etkilenmesidir. Gizli terminal probleminin çözümü için gönderim isteği (request to send, RTS), gönderime uygun (clear to send, CTS) ve alındı onayı (acknowledge, ACK) sinyallerinin kullanılmasıyla çarpışma sakınmalı CSMA (carrier sense multiple access/collision avoidance, CSMA/CA) mekanizması oluşturulmuştur (Akyildiz ve Vuran, 2010). Bu tip protokollere örnek olarak MACA (Karn, 1990), S-MAC (Ye ve Heidemann, 2004), B-MAC (Polastre ve ark., 2004), T-MAC (van Dam ve Langendoen, 2003) verilebilir.

MAC protokolü tasarımı konusunda yapılan çalışmalar sonucunda hem zamanlamaya dayalı hem de rekabete dayalı MAC protokollerinin bazı karakteristik

özellikleri kendi içinde barındıran melez (hybrid) MAC protokolleri geliştirilmiştir. Melez MAC protokollerinde algılayıcı düğümler tıpkı zamanlamaya dayalı MAC protokollerinde olduğu gibi belirli zaman dilimlerine atanır. Fakat rekabete dayalı MAC protokollerinde olduğu gibi kanal erişimi için birbirleriyle rekabet eder. Melez MAC protokolleri veri trafiği ve topoloji değişikliklerine karşı kendilerini adapte edebilme yeteneğine sahiptir.

Hata toleransı, ölçeklenebilirlik, kurulum maliyeti ve güç yönetimi bakımından kablosuz algılayıcı ağlar için MAC protokolü tasarımı oldukça karmaşıktır. Beklenen performansa ulaşılması ancak her algılayıcı düğümün katkı sağlamasıyla mümkün olacağından, kablosuz algılayıcı ağlarda hata toleransı düşüktür. Algılayıcı düğüm sayısı onlar, yüzler hatta binler seviyesinde olabilir. Enerjisi tükenen algılayıcı düğümler ağdan ayrılırken, ağa yeni eklenen düğümler sebebiyle algılayıcı düğüm sayısı sürekli değişir. Tasarlanan MAC protokolü ölçeklenebilirlik sağlayıp algılayıcı düğüm sayısının değişiminden etkilenmeden kullanılabilmelidir. Çok sayıda algılayıcı düğümden oluşan ağlarda kurulum maliyeti tasarım aşamasında düşünülmesi gereken diğer bir önemli faktördür. Ayrıca algılayıcı düğümlerin sınırlı enerji kapasitesini verimli kullanmak için MAC protokolü tasarımında etkin güç yönetimi gereklidir.

Algılayıcı düğümlerin paket gönderimi uygulamanın özelliklerine bağlı olarak sürekli, olay tabanlı veya sorgu tabanlı olarak gerçekleştirilir. Sürekli gönderim modelinde algılayıcı düğümler periyodik olarak paket gönderir. Olay tabanlı gönderim modelinde algılayıcı düğümler önceden tanımlanan belirli olayların gerçekleşmesi durumunda paket gönderir. Sorgu tabanlı paket gönderim modelinde ise algılayıcı düğümler kontrol merkezindeki kullanıcı tarafından sorgulama gerçekleştirildiğinde paket gönderir (Tilak ve ark., 2002).

Kablosuz algılayıcı ağlarda haberleşme biriminde boşa enerji tüketiminin minimuma indirilmesi için MAC protokolü tasarımı büyük önem taşır. Algılayıcı düğümler üzerinde boşa tüketilen enerjinin kaynağında eş zamanlı gönderilen paketlerin çarpışması, ilgilenilmeyen paketlerin dinlenmesi (overhearing), paket alma/gönderme beklentisiyle kanalda boş dinleme (idle listening), alıcı düğüm hazır olmadığında gönderilen paketlerin alınamadığı aşırı yayma (overemitting) ve kontrol paketi gönderiminden kaynaklanan ek sinyal yükü (overhead) bulunur (Shwe ve ark., 2009; Al Ameen ve ark., 2010). Çarpışma durumunda yeniden paket gönderimi sebebiyle algılayıcı düğümlerin enerji tüketimi bir hayli artarken, gecikme süresi ve spektral

verimlilik gibi parametreler de olumsuz yönde etkilenir. Bu sebepten MAC protokolü tasarımında çarpışma sayısının minimuma düşürülmesi önemlidir (Sichitiu, 2004).

Pratikteki uygulamalarda kanal durumu kötü olan bir algılayıcı düğümün paket gönderimi sönümleme ve gürültü nedeniyle büyük olasılıkla başarısız olur. Başarısız paket gönderimleri yine algılayıcı düğümler üzerinde boşa enerji tüketimine sebep olur. Algılayıcı düğümlerin paket gönderimi kanal şartları elverişli oluncaya kadar ertelenirse spektral verimlilik düşer ve uzun gecikme süreleri ortaya çıkar. Dolayısıyla kablosuz algılayıcı ağlar için MAC protokolü tasarımında spektral verimlilik ve enerji verimliliği arasında ödünleşim ortaya çıkar. İyi bir MAC protokolü, kanal koşullarının değişimine göre algılayıcı düğümlerin kanal erişimlerini adapte ederken, enerji verimliliği ile spektral verimlilik arasında dengeyi de sağlamalıdır. Ancak, protokol yığınında tek bir katman üzerinde yapılacak optimizasyonla bunun gerçekleştirilmesi mümkün değildir.

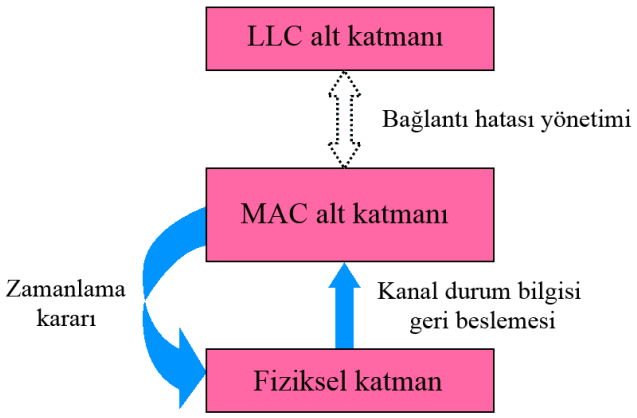
2.5. Katmanlar Arası Tasarım ve Optimizasyon

Geleneksel kablolu ağlarda haberleşme protokolü tasarımı katmanlı (layered) mimariye dayanır. Katmanlı mimaride en alttaki fiziksel katmandan en üstteki uygulama katmanına kadar protokol yığını içindeki tüm katmanlar birbirinden bağımsız olarak düşünülür. Bu sebepten protokol tasarımı oldukça basitleşir (Yu ve Giannakis, 2006). Yapılan çalışmalar sonucunda, kablosuz ağlarda protokol yığının tüm katmanları arasında güçlü bağlantılar bulunduğu ve tek bir katmana odaklanan haberleşme protokolü tasarımının beklenen performansı sağlamayacağı anlaşılmıştır. Kablosuz ağlarda kaynak kısıtlamaları sebebiyle ortaya çıkan dar boğazlar protokol tasarımını zorlaştırdığından, servis kalitesini artırmak için farklı katmanlar arasındaki sinerjilerin kullanılması büyük önem taşır (Zhou ve ark., 2010).

Son yıllarda sistem tasarımında karşılaşılan problemlerin çözümü için farklı katmanlar arasındaki bağlantılar ortaya çıkartılarak katmanlar arası (cross layer) tasarım adı verilen yeni bir yaklaşım ortaya koyulmuştur (Shakkottai ve ark., 2003; Berry ve Yeh, 2004). Katmanlar arası tasarım güçlü bir haberleşme protokolü tasarım yöntemidir. Bu yöntemde protokol yığınındaki bazı katmanlar birbirleriyle bütünleşik olarak düşünülerek aralarında bilgi alışverişi ve işbirliğine izin verilir. Böylece protokol tasarımında iki veya daha fazla sayıda katmanın birlikte optimize edilmesiyle performans artışı sağlanır (Srivastava ve Motani, 2005).

Kablosuz algılayıcı ağlarda protokol yığını içinde yer alan her katman enerji verimliliği, gecikme, spektral verimlilik gibi belirli servis kalitesi ölçütleri bakımından sistem performansına etki eder. Burada temel problem belirlenen ölçütün ilgili katmanlar arasında hangi parametreler paylaşılarak optimize edileceğidir. Enerji kısıtlı ağlarda servis kalitesi ihtiyaçlarının karşılanması için katmanlar arası tasarım kullanımı Goldsmith ve Wicker (2002) tarafından incelenmiştir. Katmanlar arası tasarım kullanılarak kablosuz algılayıcı ağlarda enerji tüketiminin azaltılması (Kulkarni ve ark., 2006), etkili yönlendirme sağlanması (Choi ve ark., 2005) ve optimal zamanlama planı oluşturulması (Cui ve ark., 2007; Shu ve Krunz, 2009) gerçekleştirilebilir. Algılayıcı düğümler tarafından sahadan toplanan bilgiler çıkış düğümüne aktarılırken, protokol yığınında yer alan tüm katmanlar bit başına enerji tüketimine etki eder. Özellikle fiziksel, MAC ve ağ katmanları birlikte optimize edildiğinde servis kalitesi yükseltilir ve aynı zamanda enerji tüketimi minimuma düşürülür (Melodia ve ark., 2006).

Kablosuz algılayıcı ağlarda katmanlar arası tasarım uygulandığında yönlendirme, güç kontrolü ve zamanlama planı gibi farklı stratejiler arasında seçim yapılır. Katmanlar arası bilgi alış verişinin önemli uygulamalarından biri fiziksel katmandan elde edilen kanal durum bilgisinin zamanlayıcının görev yaptığı MAC katmanında kullanılmasıyla çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanılmasıdır (Qin ve Berry, 2003; Jeon ve ark., 2010). Bu şekilde fiziksel ve MAC katmanları birlikte optimize edilerek oluşturulan fırsatçı zamanlama planıyla spektral verimlilik artışı sağlanabilir (Dimic ve ark., 2004; Adireddy ve Tong, 2005). Ayrıca fırsatçı zamanlama planı ile birlikte güç kontrolü gerçekleştirildiğinde algılayıcı düğümlerin enerji tüketiminin düşürülmesi de mümkündür (ElBatt ve Ephremides, 2004).



Şekil 2.7. Fırsatçı zamanlama planı için katmanlar arası tasarım yaklaşımı

Katmanlar arası optimizasyon modeli uygulandığında genellikle donanımsal enerji tüketimi ihmal edilerek haberleşme biriminde paket gönderimi için harcanan enerji değerlendirmeye alınır. Bu varsayım çok atlamalı haberleşme için elverişli olmasa da, tek atlamalı haberleşme durumunda uzun mesafeli paket gönderim enerjisi haberleşme devrelerinde sinyal işleme için harcanan enerjiye baskın olacağından katmanlar arası tasarımda kullanılması kabul edilebilir sonuç verir (Cui ve ark., 2007).

2.6. Literatür Özeti

Bu tez kapsamında önerilen paket gönderim stratejisi, fiziksel ve MAC katmanlarının birlikte optimize edilmesiyle elde edilen eşik seviyesi tabanlı dağınık fırsatçı zamanlama planına dayanmaktadır. Öngörülen planın başarısı; dönüşümlü zamanlama yardımıyla elde edilen statik TDMA planı, merkezi fırsatçı zamanlama avantajına sahip olan maksimum SNR/NSNR planları ve önerilen planda olduğu gibi dağınık fırsatçı zamanlama uygulanan maksimum olabilirlik planıyla karşılaştırma yapılarak test edilmiştir. Sözü geçen planlar bu kısımda incelenmiştir.

2.6.1. Statik TDMA planı

Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda paket gönderimini düzenlemenin en kolay yolu, dönüşümlü zamanlama uygulanarak statik TDMA planı oluşturulmasıdır. Statik TDMA planında zamanlama için kanal durum bilgisi dikkate alınmadığından, algılayıcı düğümler bir döngü içinde eşit aralıklarla periyodik olarak paket gönderir. Bu yaklaşım spektral verimlilik bakımından avantajlı olmasa da, kanal erişiminde maksimum adaletlilik sağlar (Hassel ve ark., 2007).

Statik TDMA planı için spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\text{Statik}} = \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) \frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}} d\gamma = \frac{e^{1/\bar{\gamma}}}{\ln 2} E_1\left(1/\bar{\gamma}\right) \qquad (2.1)$$

şeklinde verilmiştir (Floren ve ark., 2003). Burada $\bar{\gamma}$ terimi gönderilen paketlerin ortalama SNR değerini ve $E_1(x) = \int_x^\infty t^{-1} e^{-t} dt$ terimi birinci dereceden üstel integral

fonksiyonunu (exponential integral function) göstermektedir (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007). Alınan başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ise,

$$\rho_{\text{Statik}} = \int_0^\infty \gamma f_\gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \gamma \frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}} d\gamma = \bar{\gamma} \tag{2.2}$$

şeklinde elde edilir. Statik TDMA planında çarpışma olmayacağından gönderilen paketler, aynı ortalama SNR değeriyle kontrol düğümünden alınır. Dikkat edilirse statik TDMA planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri sadece $\bar{\gamma}$ parametresine bağlıdır.

2.6.2. Maksimum SNR/NSNR planı

Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda merkezi fırsatçı zamanlama uygulanmak üzere algılayıcı düğümlerin kanal kazançları kontrol düğümüne geri besleme yapılırsa, her zaman diliminde sadece en iyi kanal koşullarına sahip algılayıcı düğümün paket gönderimine izin verilir. Bu şekilde algılayıcı düğümlerin kanal kazançlarının SNR metrik kullanılarak ölçüldüğü maksimum SNR planı ve NSNR metrik kullanılarak ölçüldüğü maksimum NSNR planında çarpışma problemi tamamen ortadan kaldırılarak kanal kapasitesi maksimum yapılır.

Maksimum SNR planında kontrol düğümü üzerindeki zamanlayıcı tarafından seçilen k^* algılayıcı düğümü için SNR metriğinin PDF ifadesi,

$$f_{\gamma_{k^*}}(\gamma) = \left(K/\bar{\gamma}\right) \sum_{k=0}^{K-1} (-1)^k \binom{K-1}{k} e^{-(1+k)\gamma/\bar{\gamma}} \tag{2.3}$$

şeklinde verilmiştir. Burada K parametresi algılayıcı düğüm sayısını göstermektedir. Buna göre maksimum SNR planında spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\text{MaxSNR}} = \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) f_{\gamma_{k^*}}(\gamma) d\gamma = \frac{K}{\ln 2} \sum_{k=0}^{K-1} (-1)^k \binom{K-1}{k} e^{(1+k)/\bar{\gamma}} \frac{E_1\left((1+k)/\bar{\gamma}\right)}{1+k} \tag{2.4}$$

olarak bulunur (Hassel, 2007). Alınan başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ise,

$$\rho_{\text{MaxSNR}} = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma_{k^*}}(\gamma) d\gamma = K\bar{\gamma} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(-1)^k \binom{K-1}{k}}{(1+k)^2} \tag{2.5}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır.

Benzer şekilde maksimum NSNR planında kontrol düğümü üzerindeki zamanlayıcı tarafından seçilen k^* algılayıcı düğümü için SNR metriğinin PDF ifadesi,

$$\begin{aligned} f_{\eta_{k^*}}(\gamma) = \frac{K}{(M-2)!} \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{(M-1)k} \binom{M-2}{i} \binom{K-1}{k} \binom{(M-1)k}{n} \\ \times (-1)^{i+k+n} (\gamma)^{i+n} (\bar{\gamma})^{-(i+n+1)} \Gamma_c\left(L-i-n-1, \gamma/\bar{\gamma}\right) \end{aligned} \tag{2.6}$$

şeklinde verilmiştir. Burada M parametresi kontrol düğümü üzerinde anten sayısını ve $\Gamma_c(\alpha, x) = \int_x^{\infty} e^{-t} t^{\alpha-1} dt$ terimi tamamlayıcı eksik Gamma fonksiyonunu (complementary incomplete Gamma function) göstermektedir (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007). Buna göre maksimum NSNR planında spektral verimlilik ifadesi,

$$\begin{aligned} \psi_{\text{MaxNSNR}} &= \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\eta_{k^*}}(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{K}{(M-2)! \ln 2} \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{(M-1)k} \binom{M-2}{i} \binom{K-1}{k} \binom{(M-1)k}{n} \\ &\quad \times (-1)^{i+k+n} (\bar{\gamma})^{-(i+n+1)} \kappa_{i+n}\left(L-i-n-1, 1/\bar{\gamma}\right) \end{aligned} \tag{2.7}$$

olarak bulunur. Burada

$$\kappa_a(\alpha, \mu) = \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) \gamma^a \Gamma_c(\alpha, \mu\gamma) d\gamma \tag{2.8}$$

şeklinde tanımlanmıştır (Özdemir, 2007).

2.6.3. Maksimum olabilirlik planı

Coronel ve ark. (2005) tarafından geliştirilen paket gönderim planında, önerilen planda olduğu gibi algılayıcı düğümler üzerinde dağıtılmış kanal durum bilgisi kullanılarak fırsatçı zamanlama gerçekleştirilmiştir. Bu planda, önerilen plandan farklı olarak optimum eşik seviyesinin belirlenmesi için maksimum olabilirlik (maximum likelihood) yöntemi kullanılması tercih edilmiştir. Maksimum olabilirlik planında k algılayıcı düğümünün kanal vektörü ile kontrol düğümü tarafından oluşturulan hüzme biçimlendirme vektörü eşleştiğinde $(\mathbf{w}^p \approx \mathbf{h}_k / \| \mathbf{h}_k \|)$ alınan sinyal için SNR değeri,

$$\gamma_k^B = \| \mathbf{h}_k \|^2 \tag{2.9}$$

şeklinde elde edilir. Aksi takdirde, k algılayıcı düğümünün kanal vektörü ile oluşturulan hüzme biçimlendirme vektörü eşleşmediğinde $(\mathbf{w}^p \neq \mathbf{h}_k / \| \mathbf{h}_k \|)$ SNR değeri,

$$\gamma_k = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}^p \tag{2.10}$$

olarak bulunur. Eğer k algılayıcı düğümünün oluşturulan hüzme tarafından kapsanması olayı A_k ile gösterilirse, SNR ifadesinin A_k şartına bağlı dağılımı,

$$f\left(\gamma_k \mid A_k\right) = \left(1/\bar{\gamma}\right) \frac{e^{-\gamma_k/\bar{\gamma}} \left(\gamma_k/\bar{\gamma}\right)^{M-1}}{(M-1)!} \tag{2.11}$$

ifadesiyle verilmiştir. Benzer şekilde k algılayıcı düğümünün oluşturulan hüzme tarafından kapsanmaması olayı tamamlayıcı $\overline{A}_k$ ile gösterilirse, SNR ifadesinin $\overline{A}_k$ şartına bağlı dağılımı ise,

$$f\left(\gamma_k \mid \overline{A}_k\right) = \left(1/\bar{\gamma}\right) e^{-\gamma_k/\bar{\gamma}} \tag{2.12}$$

ifadesiyle verilmiştir. Tanımlanan bu iki şarta bağlı dağılım ifadesi maksimum olabilirlik kuralı türetmek üzere kullanıldığında karar ifadesi,

$$\log\left(\frac{f\left(\gamma_k \mid A_k\right)}{f\left(\gamma_k \mid \overline{A}_k\right)}\right) \underset{\overline{A}_k}{\overset{A_k}{\gtrless}} 0 \tag{2.13}$$

şeklinde elde edilir. Burada gerekli sadeleştirmeler yapılırsa karar kuralı ifadesi,

$$\gamma_k \underset{\overline{A}_k}{\overset{A_k}{\gtrless}} e^{\left(\frac{\sum_{i=1}^{M-1}\log i}{(M-1)}+\log\bar{\gamma}\right)} \tag{2.14}$$

olarak bulunur. Bu ifade yardımıyla optimum eşik seviyesi,

$$\beta_{\mathrm{ML}} = e^{\left(\frac{\sum_{i=1}^{M-1}\log i}{(M-1)}\right)} = \sqrt[M-1]{(M-1)!} \tag{2.15}$$

şeklinde elde edilir. Maksimum olabilirlik planında optimum eşik seviyesi sadece kontrol düğümü üzerindeki anten sayısı *M* parametresiyle değişir.

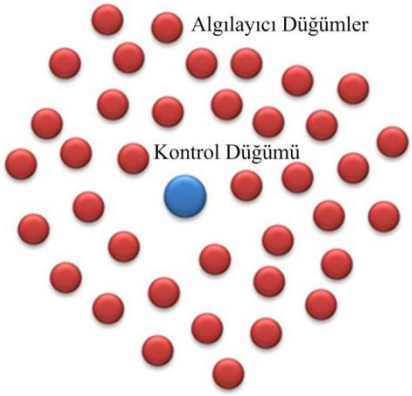
3. ÖNERİLEN FIRSATÇI PAKET GÖNDERİM PLANI

Kablosuz algılayıcı ağlar için temel tasarım hedefi algılayıcı düğümlerin enerji verimliliğinin yükseltilmesi olsa da sınırlı bant genişliğinin daha verimli kullanılmasını gerektiren bazı özel amaçlı uygulamalarda spektral verimlilik artışı önem kazanır. Bu bölümde hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda kanal kapasitesinin artırılması hedeflenerek geliştirilen dağınık fırsatçı paket gönderim planı detaylı şekilde ele alınacaktır. Önerilen paket gönderim planının başarısı spektral verimlilik yanında kanal durum olasılığı, başarılı paket sinyal kalitesi, enerji verimliliği ve adaletlilik gibi servis kalitesi ölçütleri göz önünde tutularak incelenmiştir.

Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda saha üzerine dağıtılmış algılayıcı düğümler yanında hiyerarşinin tepesinde yer alan kontrol düğümü bağlantı yolları üzerinde çıkış düğümü görevi üstlenir. Algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne tek atlama ile doğrudan paket gönderimi gerçekleştirildiğinden, hücresel mimarili ağ modelinde herhangi bir yönlendirme algoritmasına ihtiyaç duyulmaz. Kontrol düğümü ile algılayıcı düğümler arasındaki kanal koşulları, yol kaybı ve sönümleme gibi bozucu etkenler sebebiyle zamana ve konuma bağlı olarak sürekli değişir. Bu şekilde çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanarak yukarı bağlantı kanalı üzerinde algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne paket gönderimini organize etmek için zamanlama planı oluşturulurken fırsatçı haberleşme stratejisi izlenirse spektral verimlilik ile birlikte toplam kapasite önemli ölçüde artar.

3.1. Sistem Modeli

İlgilenilen sistem modeli bir adet kontrol düğümünün K adet algılayıcı düğüme hizmet ettiği hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağın tek bir hücresidir. Şekil 3.1'de gösterildiği gibi kontrol düğümü M adet anten ile donatılmışken algılayıcı düğümler tek bir antene sahiptir. Kontrol düğümünün sinyal işleme ve haberleşme yetenekleri bakımından algılayıcı düğümlere göre daha güçlü olduğu kabul edilerek çoklu anten kullanımı için fiziksel boyut ve enerji tüketimi kısıtlamalarında esneklik öngörülmüştür. Çalışma sahasında rastgele dağıtılan algılayıcı düğümler ilgilenilen fiziksel büyüklükler hakkında periyodik olarak bilgi toplar. Elde edilen veriler paket adı verilen sembol blokları halinde kontrol düğümüne gönderilir.



Şekil 3.1. Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağ sistem modeli

Önerilen planda, kablosuz haberleşme kanalı TDMA tekniği kullanılarak zaman boyutunda parçalara bölünmüştür. Böylece algılayıcı düğümlerin paket gönderimleri farklı zaman dilimlerinde birbirlerinden ayrılır. Paket gönderimi için basitleştirilmiş çarpışma modeli kabul edilerek çoklu erişim kanalı karakterize edilmiştir. Bu varsayımla birden fazla algılayıcı düğümün aynı zaman diliminde paket gönderimi çarpışmayla sonuçlanır. Çarpışma durumunda gönderilen paketler birbirleri üzerindeki girişim etkisi sebebiyle bozulacağından, aynı zaman diliminde sadece bir adet paketin başarılı olarak gönderilmesi mümkündür. Kontrol düğümünde zaman dilimi başına alınabilecek başarılı paket sayısı artırılamayacağından, spektral verimlilik artışı için kanal durumu iyi olan algılayıcı düğümlerin paket gönderimine öncelik verilecek şekilde fırsatçı zamanlama planı oluşturulması düşünülebilir.

Önerilen paket gönderim planında katmanlar arası tasarım yaklaşımı kullanılarak kablosuz kanal karakteristiklerini belirleyen fiziksel katman ile algılayıcı düğümlerin kanal erişimlerinin organize edildiği MAC katmanı birbirleriyle bütünleştirilmiştir. Bu şekilde paket gönderimini düzenleyen MAC protokolü tasarlanırken algılayıcı düğümlerin kanal durumları dikkate alınarak çok kullanıcı çeşitlemesi kazancından faydalanılması planlanmıştır. Düşünülen sistem modelinde kontrol düğümü tarafından aşağı bağlantı kanalında yayınlanan ortak pilot sinyal yardımıyla algılayıcı düğümlerin kanal durumları belirlenir. Kablosuz algılayıcı ağlarda geri besleme yoluyla kanal durumlarının periyodik olarak kontrol düğümüne gönderilmesi algılayıcı düğümlerin enerji tüketimlerini önemli ölçüde artırır. Dolayısıyla kontrol düğümü tarafından merkezi zamanlama planı oluşturulamaz. Bu sebepten önerilen paket gönderim planında merkezi otoriteden bağımsız şekilde dağınık fırsatçı zamanlama planı oluşturulmuştur.

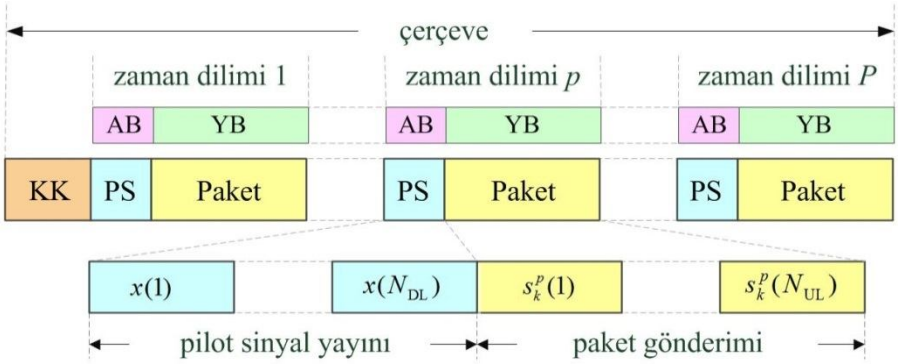
Önerilen planda algılayıcı düğümlerin anlık kanal kazançları önceden belirlenen eşik seviyesiyle karşılaştırılarak, paket gönderim kararları algılayıcı düğümlerin kendileri tarafından verilmiştir. Bu şekilde algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne geri besleme için gerekli kontrol sinyali yükü tamamen ortadan kaldırılır. Fakat paket trafiğinin düzenlenmesinde merkezi kontrol eksikliği sebebiyle eş zamanlı paket gönderiminde doğal olarak çarpışma problemi ortaya çıkar. Çarpışma meydana geldiğinde gönderilen paketler başarılı olarak alınamayacağından, hem spektral verimlilik düşer hem de algılayıcı düğümlerde boşa enerji tüketimi gerçekleşir. Oluşturulan dağınık fırsatçı zamanlama planında çarpışmaların minimuma düşürülmesi için optimum eşik seviyesinin belirlenmesi gereklidir.

Algılayıcı düğümlerin kanal durumları yani kanal kazançları kontrol düğümü tarafından yayınlanan pilot sinyal üzerinde SNR ve NSNR ölçümleri yapılarak belirlenmiştir. Bu işlem sonunda algılayıcı düğümler sadece kendi kanal durumlarını bilirken diğerlerinin kanal durumlarından haberdar olmazlar. Tüm algılayıcı düğümlerin donanımsal özellikleri bakımından birbirine özdeş olduğu homojen bir ağ içerisinde kanal istatistiklerinin aynı olduğu kabul edilmiştir. Kanal kalitesi önceden belirlenen eşik seviyesinin üzerine çıkan algılayıcı düğümler kendi başlarına paket gönderim kararı alırlarken, elverişsiz kanal koşullarına sahip algılayıcı düğümler paket gönderimlerini daha sonraki zaman dilimlerine erteler.

3.2. Kanal ve Sinyal Modeli

Düşünülen sistem modelinde düz sönümlemeli kablosuz kanalın durağan gibi görünen (quasi-static) blok Rayleigh sönümleme karakteristiğine sahip olduğu kabul edilmiştir. Bu varsayımla kanal çerçeve olarak isimlendirilen belirli sayıda zaman dilimi boyunca sabit kalırken farklı çerçeveler arasında bağımsız olarak değişir. Kontrol düğümü ile k algılayıcı düğümü arasındaki $M \times 1$ boyutunda kanal vektörü $\mathbf{h}_k = [h_{k,1} \ldots h_{k,M}]^T$ elemanları bağımsız ve özdeş olarak dağıtılmış, dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, $\bar{\gamma}$ varyanslı, karmaşık Gauss dağılımlı kanal kazanç katsayılarıdır, $h_{k,m} \sim \mathbb{CN}(0, \bar{\gamma})$. Pratikte kontrol düğümüne göre konumuna bağlı olarak algılayıcı düğümlerin kanal koşulları farklılık gösterse de, yapılan analizleri basitleştirmek için tüm algılayıcı düğümlerin kanal kazançlarının istatistiksel olarak aynı dağılıma sahip olduğu varsayılmıştır.

Önerilen paket gönderim planı Şekil 3.2'de gösterildiği gibi zaman ekseninde birbirini takip ederek sürekli tekrarlanan iki ayrı işlemden oluşur. Bunlar sırayla aşağı bağlantı (AB) fazında pilot sinyal (PS) yayını ve yukarı bağlantı (YB) fazında paket gönderimidir. Aynı frekans bandını kullanan aşağı ve yukarı bağlantı fazları çerçeve içerisinde TDD tekniği yardımıyla zaman boyutunda birbirlerinden ayrılmıştır. Böylece kanal uyum zamanının yeterince uzun olduğu kabul edilerek aşağı ve yukarı bağlantı kanal karakteristikleri birbirine eşitlenmiştir. Her zaman dilimi $N = N_{\mathrm{DL}} + N_{\mathrm{UL}}$ adet sembol içerirken, N_{DL} adet sembolden oluşan pilot sinyal yayın süresinin N_{UL} adet sembolden oluşan paket gönderim süresinden daha kısa olduğu kabul edilmiştir. Önerilen planın NSNR metrik ile uygulanabilmesi her çerçeve başında kanal kestirimi (KK) için yer alan zaman diliminde algılayıcı düğümler kanal vektörlerini **h** belirler.

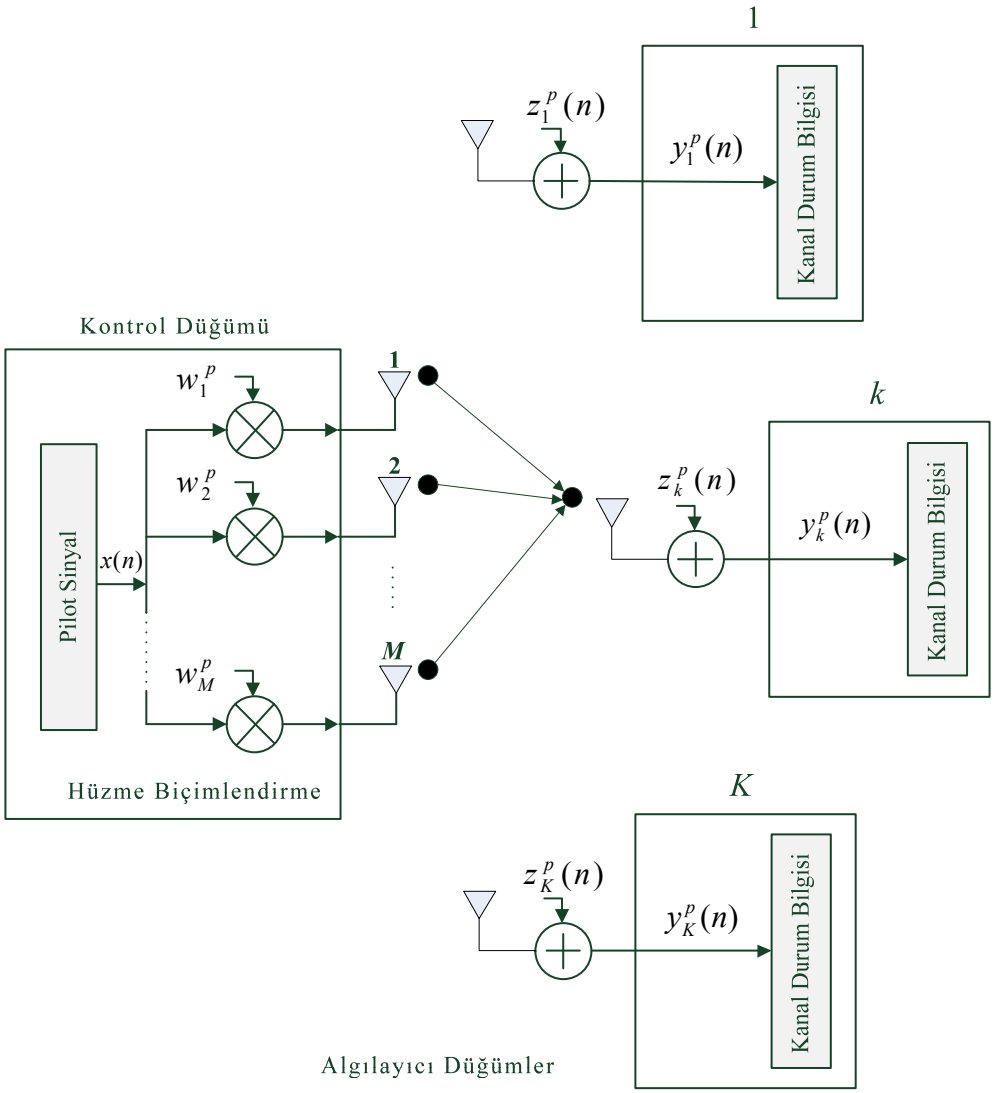


Şekil 3.2. Önerilen plan ile kanalın zaman boyutunda çift yönlü paylaşımı

Önerilen paket gönderim planında algılayıcı düğümlerin kanal vektörleri çerçeve süresince sabit kalır. Bu durumda kanal koşulları sürekli kötü olan bazı algılayıcı düğümlerin paket gönderiminde uzun gecikme süreleri ortaya çıkar. Ayrıca kanal erişiminde algılayıcı düğümler arasında adaletlilik sağlanamaz. Bu problemin çözümü için fırsatçı hüzme biçimlendirme tekniğinden faydalanılır. Kontrol düğümünde bulunan çoklu antenler üzerinden gönderilen pilot sinyale rastgele ağırlıklar verilerek algılayıcı düğümlerin kanal koşulları her zaman diliminde değiştirilir. Böylece sistem içindeki farklı algılayıcı düğümlerin paket gönderimine imkân sağlanır. Algılayıcı düğümlerin her zaman diliminde kontrol düğümüne gönderebilecekleri bir pakete sahip oldukları düşünülmüştür. Paket gönderimi için uygun kanal koşullarının hangi zaman diliminde ortaya çıkacağı bilinmediğinden, önerilen planda gönderilecek pakete sahip algılayıcı düğümler sürekli olarak ağa bağlı kalmak zorundadır.

3.2.1. Aşağı bağlantı fazında pilot sinyal yayını

Önerilen planın aşağı bağlantı kanal ve sinyal modeli Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Aşağı bağlantı fazında belirli bir p zaman diliminde pilot sinyal yayını için $M \times 1$ boyutunda hüzme biçimlendirme vektörü $\mathbf{w}^p = [w_1^p ... w_M^p]^T$ kontrol düğümü tarafından rastgele oluşturur. Oluşturulan hüzme biçimlendirme vektörü kontrol düğümünden k algılayıcı düğümüne ait kanal vektörü $\mathbf{h}_k$ ile aynı dağılıma sahiptir. Fakat pilot sinyal gönderim gücünü sabit tutmak için normalleştirilmiştir, $\mathbf{w}^p \sim \mathbf{h}_k / \| \mathbf{h}_k \|$.



Şekil 3.3. Önerilen SNR ve NSNR planları için aşağı bağlantı kanal ve sinyal modeli

Pilot sinyal $x(n)$ gönderim gücü $\mathrm{P}_x = \mathrm{E}\left[\left[x^*(n)x(n) \right]\right]$ olmak üzere hüzme biçimlendirme vektörüyle çarpılarak çalışma sahası üzerinde yayınlanır. Bu durumda *n* ayrık zaman indisini gösterirken *k* algılayıcı düğümü tarafından alınan sinyal ifadesi,

$$y_k^p(n) = \left[(\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \right] x(n) + z_k^p(n) \quad n = 1,...,N_{\mathrm{DL}} \tag{3.1}$$

olarak elde edilir. Burada $z_k^p(n)$ terimi dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı karmaşık toplanır beyaz Gauss gürültüsünü gösterir, $z \sim \mathbb{CN}(0,\sigma^2)$. Ayrıca *k* algılayıcı düğümü bileşik kanal katsayısı $q_k^p = \left[(\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \right]$ ile gösterilerek alınan sinyal,

$$y_k^p(n) = q_k^p x(n) + z_k^p(n) \tag{3.2}$$

şeklinde ifade edilebilir. Hüzme biçimlendirme vektörünün her zaman diliminde rastgele değiştirilmesiyle *k* algılayıcı düğümünde gözlemlenen bileşik kanal katsayısı bir zaman diliminden diğerine değişir. Denklemlerde zaman dilimi ölçeğinde değişen sinyaller ^{p} üst indisi kullanılarak simgelenmiştir.

Gönderilen pilot sinyal gücünün gürültü gücüne oranı şeklinde tanımlanan ortalama SNR değeri $\bar{\gamma} = \mathrm{P}_x / \sigma^2 = 1$ (yani logaritmik ölçekte 0 dB) kabul edilerek yol kaybı ve diğer bozucu etkenler kanal vektörünün içinde birleştirilmiştir. Bu durumda *p* zaman diliminde *k* algılayıcı düğümü tarafından alınan sinyal için SNR değeri,

$$\gamma_k^p = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}^p \tag{3.3}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır. Ölçülen SNR değerinin maksimum SNR değerine oranı olarak tanımlanan NSNR değeri ise,

$$\eta_k^p = \frac{\gamma_k^p}{\tilde{\gamma}_k^p} = \frac{(\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}^p}{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k} \tag{3.4}$$

şeklinde ifade edilir. NSNR ölçümü [0, 1] değer aralığı ile sınırlıdır.

Aşağı bağlantı fazında yayınlanan pilot sinyal üzerinde SNR ve NSNR ölçümleri yapılarak algılayıcı düğümlerin kanal durumları belirlenir. Sistem içinde yeterli sayıda algılayıcı düğüm mevcutsa algılayıcı düğümlerden biri diğerlerine göre daha iyi kanal koşullarına sahiptir. Grafiksel anlatımla saha üzerindeki konumlarına bağlı olarak yayınlanan pilot sinyal yardımıyla oluşturulan hüzme altında kalan algılayıcı düğümler diğerlerine göre daha yüksek SNR ve NSNR değerlerine sahip olacaktır. Eğer k algılayıcı düğümünün kanal vektörü hüzme biçimlendirme vektörüyle eşleşiyorsa $(\mathbf{w}^p \approx \mathbf{h}_k / \| \mathbf{h}_k \|)$ mümkün olabilecek en yüksek SNR ve NSNR değerleri elde edilir.

3.2.2. Yukarı bağlantı fazında paket gönderimi

Önerilen planın yukarı bağlantı kanal ve sinyal modeli Şekil 3.4'de gösterilmiştir. Yukarı bağlantı fazında algılayıcı düğümler paket gönderimi için kanal kazançlarını önceden belirlenen eşik seviyesi ile karşılaştırır. Belirli bir p zaman diliminde eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip k algılayıcı düğümü sahip olduğu paketi $s_k^p(n)$ aşağı bağlantı fazında kullanılan pilot sinyal gücüne eşit güçte $(\mathrm{P}_s = \mathrm{P}_x)$ kontrol düğümüne gönderir. Kontrol düğümünde $M \times 1$ boyutunda alınan sinyal vektörü $\mathbf{t}^p(n) = [t_1^p(n)...t_M^p(n)]^T$,

$$\mathbf{t}^p(n) = \mathbf{h}_k s_k^p(n) + \mathbf{z}^p(n) \qquad n = 1,...,N_{\mathrm{UL}} \tag{3.5}$$

olarak ifade edilir. Burada $\mathbf{z}^p(n) = [z_1^p(n)...z_M^p(n)]^T$ terimi dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, $\sigma^2\mathbf{I}_M$ kovaryanslı $M \times 1$ boyutunda karmaşık toplanır beyaz Gauss gürültüsü vektörünü simgeler, $\mathbf{z} \sim \mathbb{CN}(0, \sigma^2\mathbf{I}_M)$.

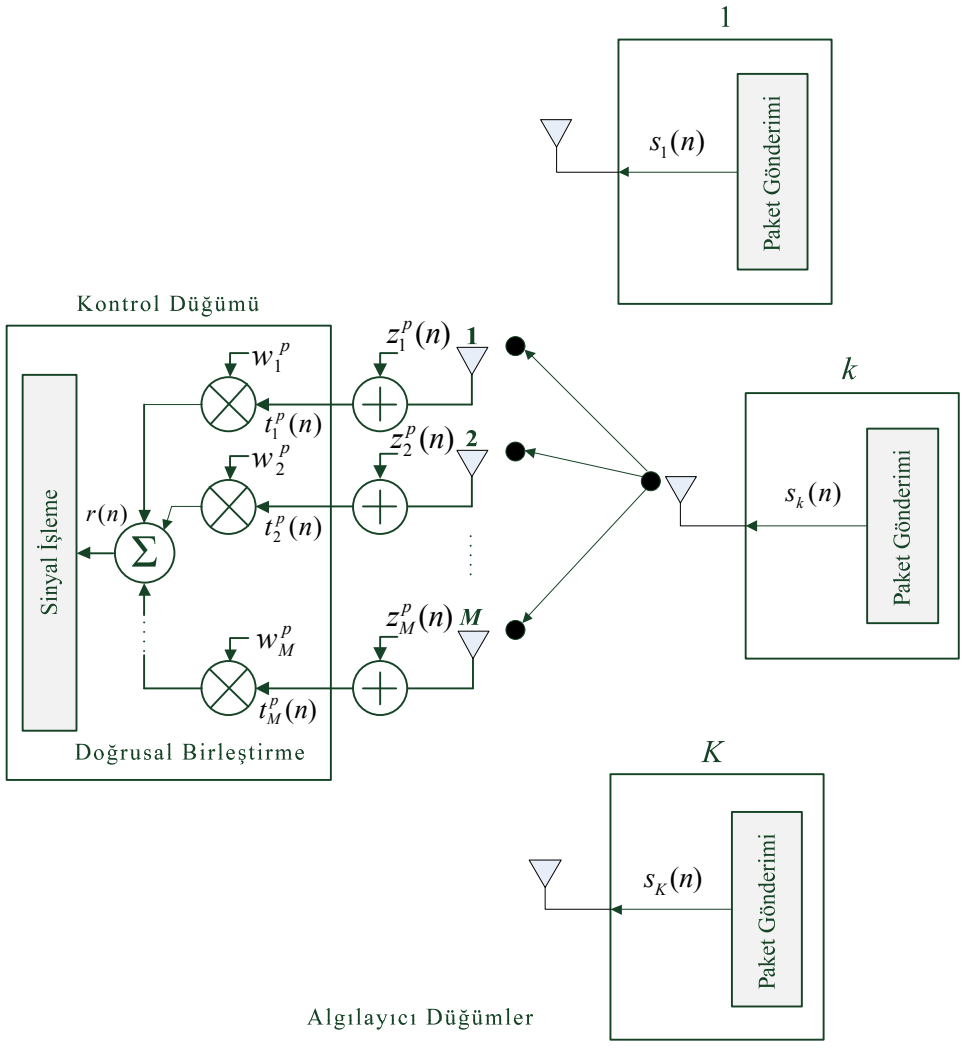
Kontrol düğümünde alıcı çeşitlemesi kullanılarak tüm antenlerden gelen sinyaller birleştirilir. Yukarı bağlantıda doğrusal birleştirme için kullanılan ağırlık verme vektörü, aşağı bağlantıda pilot sinyal yayını için kullanılan hüzme biçimlendirme vektörü ile aynıdır. Kontrol düğümünde elde edilen birleştirilmiş sinyal ifadesi,

$$r^p(n) = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{t}^p(n) = q_k^p s_k^p(n) + \tilde{z}^p(n) \tag{3.6}$$

şeklinde elde edilir. Burada $\breve{z}^p(n) = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{z}^p(n)$ terimi alınan gürültü sinyalidir. Buna göre kontrol düğümünde alınan paket için SNR değeri

$$\gamma^p = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}^p \tag{3.7}$$

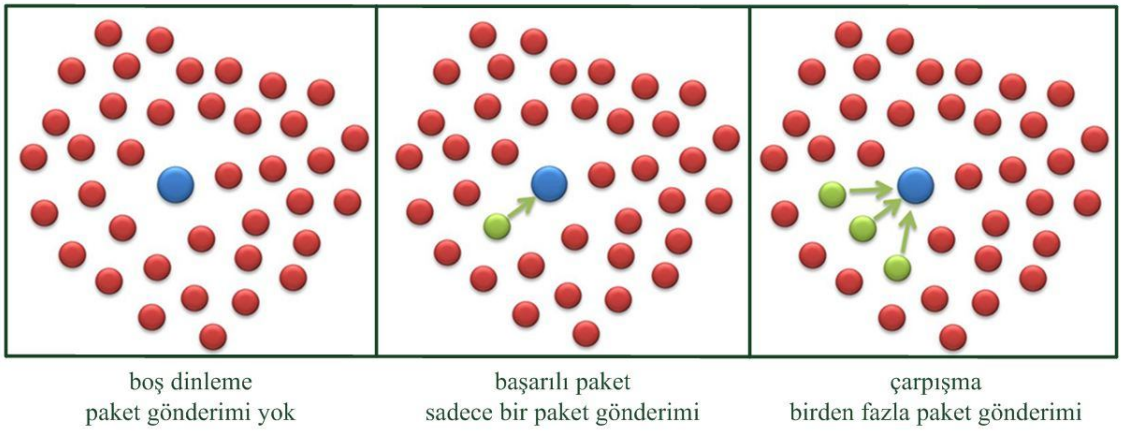
olarak bulunur. Dikkat edilirse yukarı bağlantı fazında elde edilen SNR değeri daha önce (3.3) eşitliğiyle verilen aşağı bağlantı fazında SNR değerine özdeştir. Böylece önerilen planın aşağı ve yukarı bağlantı kanalları arasında karşıtlığı sağlanmıştır.



Şekil 3.4. Önerilen SNR ve NSNR planları için yukarı bağlantı kanal ve sinyal modeli

Önerilen paket gönderim stratejisinde aşağı bağlantı kanalında yayınlanan pilot sinyal üzerinde algılayıcı düğümlerin kanal durum bilgisi elde edilir. Bu kanal durum bilgisinden faydalanarak yukarı bağlantı kanalında zamanlama planı oluşturulabilmesi için kanal karşıtlığının sağlanması zorunludur. Düşünülen sistem modelinde kanal karşıtlığının sağlanması sadece kontrol düğümü tarafından aşağı bağlantı fazında tek hüzme oluşturulması durumunda mümkündür. Tek hüzme oluşturulurken aynı sembol farklı ağırlık katsayıları ile çarpılarak birbirinden bağımsız antenlerden çalışma sahası üzerine gönderilir (Sharma ve Ozarow, 2005).

Önerilen planda fırsatçı hüzme biçimlendirme yardımıyla teorik olarak kontrol düğümünde anten sayısı kadar hüzme oluşturulması mümkündür. Böylece uzaysal çoğullama yardımıyla aynı bant genişliğinde veri akışı sayısı artırılabilir. Yani birden fazla sayıda algılayıcı düğüm aynı zaman diliminde farklı uzaylardan kontrol düğümüne paket gönderir. Fakat kontrol düğümünde çoklu hüzme oluşturulması durumunda kanal karşıtlığı sağlanamayacağından önerilen planda uzaysal çoğullama tekniğinden faydalanılması mümkün olmaz.



Şekil 3.5. Önerilen plan ile çarpışma tabanlı kanalda tek atlama ile paket gönderimi

Çarpışma tabanlı kanal modeli varsayımıyla yukarı bağlantı fazında Şekil 3.5'de gösterildiği gibi üç farklı kanal durumu ortaya çıkar. Belirli bir *p* zaman diliminde algılayıcı düğümlerden sadece biri paket gönderirse, gönderilen paket kontrol düğümü tarafından başarılı olarak alınır. Buna karşın aynı zaman diliminde birden fazla algılayıcı düğümün eş zamanlı paket gönderimi çarpışmayla sonuçlanır. Eğer algılayıcı düğümlerden hiçbirinin kanal kazancı eşik seviyesine ulaşamazsa boş dinleme meydana gelir. Bu durumda kontrol düğümü paket almak için bir sonraki zaman dilimini bekler.

3.3. Optimum Eşik Seviyesinin Belirlenmesi

Önerilen paket gönderim planında performansı belirleyen parametrelerin başında eşik seviyesi gelir. Eşik seviyesi yükseldikçe bu değeri aşacak kadar yüksek kanal kazancına sahip algılayıcı düğüm sayısı azalacağından boş dinleme sayısı artar. Bunun tersine eşik seviyesi düştükçe bu değeri aşacak kadar yüksek kanal kazancına sahip algılayıcı düğümlerin sayısı artacağından çarpışma sayısı artar. Önerilen paket gönderim planında toplam kanal kapasitesinin maksimum yapılması için boş dinleme ve çarpışma sayısının minimuma düşürülmesi öngörülmüştür. Bu amaçla eşik seviyesi belirlenirken başarılı paket olasılığı maksimum yapılacak şekilde optimizasyon gerçekleştirilmiştir.

Aşağı bağlantı fazında algılayıcı düğümlerin kanal kazançlarını ölçmek için SNR ve NSNR metrikleri kullanılarak önerilen planın performansı iki farklı şekilde test edilmiştir. Anlatımı sadeleştirmek için önerilen plan SNR metrik ile uygulandığında kısaca önerilen SNR planı ve NSNR metrik ile uygulandığında kısaca önerilen NSNR planı olarak isimlendirilmiştir. Algılayıcı düğümlerin paket gönderim olasılığını istatistiksel olarak ifade etmek için kullanılan metriklerin PDF ve CDF ifadelerinden faydalanılmıştır.

3.3.1. Önerilen SNR planı

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kanal kalitesi ölçümü çoğu zaman SNR metrik kullanılarak gerçekleştirilir. SNR metrik için PDF ve CDF ifadeleri sırasıyla;

$$f_{\gamma}(\gamma) = \left(1/\overline{\gamma}\right) e^{-\gamma/\overline{\gamma}}, \tag{3.8}$$

$$F_{\gamma}(\gamma) = 1 - e^{-\gamma/\overline{\gamma}} \tag{3.9}$$

şeklinde verilmiştir (Alouini ve Goldsmith, 1999).

Paket gönderim olasılığı herhangi bir algılayıcı düğümün eşik seviyesi üzerinde SNR değerine sahip olma olasılığı olarak ifade edilebilir. SNR metrik için PDF ifadesi kullanılarak k algılayıcı düğümünün β ile gösterilen eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip olma olasılığı,

$$P_{\mathrm{SNR}}(\gamma_k > \beta) = \int_{\beta}^{\infty} \left(1/\bar{\gamma}\right) e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma = e^{-\beta/\bar{\gamma}} \tag{3.10}$$

olarak ifade edilir. Başarılı paket gönderimi için algılayıcı düğümlerden sadece birinin eşik seviyesi üzerinde (diğerlerinin altında) kanal kazancına sahip olma olasılığı ifadesi,

$$P_{\mathrm{SNR}}(\beta) = \binom{K}{1} e^{-\beta/\bar{\gamma}} (1 - e^{-\beta/\bar{\gamma}})^{K-1} = K e^{-\beta/\bar{\gamma}} (1 - e^{-\beta/\bar{\gamma}})^{K-1} \tag{3.11}$$

şeklinde formüle edilir. Bu olasılık ifadesinin eşik seviyesine göre türevi alınarak sıfıra eşitlenirse başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapacak optimum eşik seviyesi,

$$\beta_{\mathrm{SNR}} = \bar{\gamma} \ln K \tag{3.12}$$

olarak bulunur. Elde edilen optimum eşik seviyesi ifadesi kullanılarak önerilen SNR planı için başarılı paket, boş dinleme ve çarpışma olasılıkları sırasıyla

$$P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}}) = K e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}} (1 - e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}})^{K-1} = \left(1 - \frac{1}{K}\right)^{K-1}, \tag{3.13}$$

$$P_{\mathrm{SNR}}^{\text{boş}}(\beta_{\mathrm{SNR}}) = (1 - e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}})^{K} = \left(1 - \frac{1}{K}\right)^{K}, \tag{3.14}$$

$$P_{\mathrm{SNR}}^{\text{çarpışma}}(\beta_{\mathrm{SNR}}) = 1 - P_{\mathrm{SNR}} - P_{\mathrm{SNR}}^{\text{boş}} = 1 - \left(1 - \frac{1}{K}\right)^{K-1} - \left(1 - \frac{1}{K}\right)^{K} \tag{3.15}$$

şeklinde elde edilir.

Önerilen SNR planında spektral verimlilik hesaplanırken $\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}$ ile gösterilen sistem SNR metriği kullanılmıştır. Sistem SNR metriği için PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma)=[1-P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})]\delta(\gamma)+\frac{P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})}{\bar{\gamma}e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}}}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}u(\gamma-\beta_{\mathrm{SNR}}) \tag{3.16}$$

olarak elde edilir. Burada $\delta(.)$ terimi Dirac delta fonksiyonunu ve $u(.)$ terimi birim basamak fonksiyonu temsil etmektedir. Sistem SNR metriği ifadesi içinde başarılı paket gönderimi $P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})$ olasılığıyla değerlendirilmiş ve SNR metriği ifadesinde ölçekleme (scaling) yapılarak elde edilmiştir. Çarpışma ve boş dinleme durumları ise $[1-P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})]$ olasılığını veren Dirac delta fonksiyonu ile ifade edilmiştir. (3.12) ve (3.13) eşitlikleri (3.16) ifadesi içinde kullanılırsa sistem SNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma)=\left[1-\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}\right]\delta(\gamma)+\frac{K}{\bar{\gamma}}\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}u(\gamma-\bar{\gamma}\ln K) \tag{3.17}$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Önerilen SNR planı için spektral verimlilik ifadesi, işlem basamakları Ek-1'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\begin{aligned}\psi_{\mathrm{SNR}}&=\int_0^{\infty}\log_2(1+\gamma)f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma)d\gamma\\&=\frac{(1-1/K)^{K-1}}{\ln 2}\left[\ln\bar{\gamma}+\ln\left(\frac{1}{\bar{\gamma}}+\ln K\right)+Ke^{1/\bar{\gamma}}E_1\left(\frac{1}{\bar{\gamma}}+\ln K\right)\right]\end{aligned} \tag{3.18}$$

şeklinde bulunur.

Önerilen SNR planında sinyal kalitesini ölçmek üzere $\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}$ ile gösterilen başarılı paket SNR metriği kullanılmıştır. Başarılı paket SNR metriği için PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma)=\frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}}}u(\gamma-\beta_{\mathrm{SNR}}) \tag{3.19}$$

olarak elde edilir. Buna göre başarılı paketlerin ortalama SNR değeri,

$$\rho_{\mathrm{SNR}}=\int_0^{\infty}\gamma f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma)d\gamma=\bar{\gamma}K\Gamma_c(2,\ln K) \tag{3.20}$$

eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Dikkat edilirse önerilen SNR planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri K ve $\overline{\gamma}$ parametrelerinin fonksiyonudur.

3.3.2. Önerilen NSNR planı

Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda algılayıcı düğümler kontrol düğümüne farklı uzaklıklarda bulunduklarından yol kaybı nedeniyle SNR ölçümleri aynı dağılıma sahip değildir. Dolayısıyla önerilen SNR planında kontrol düğümüne uzak algılayıcı düğümlerin eşik seviyesini aşıp paket gönderme olasılığı daha düşük olduğundan adaletlilik sağlanamaz. Paket gönderiminde adaletsizliğin ortadan kaldırılması amacıyla kanal kalitesi ölçümünde SNR değeri normalleştirilerek NSNR metriği kullanılmıştır. NSNR ölçümünde tüm algılayıcı düğümler konumlarından bağımsız aynı istatistiklere sahiptir. NSNR metriği için PDF ve CDF ifadeleri sırasıyla

$$f_{\eta}(\eta) = (M-1)(1-\eta)^{M-2}, \tag{3.21}$$

$$F_{\eta}(\eta) = 1-(1-\eta)^{M-1} \tag{3.22}$$

şeklinde verilmiştir (Sharma ve Ozarow, 2005).

NSNR metriği için PDF ifadesi kullanılarak k algılayıcı düğümünün β ile gösterilen eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip olma olasılığı,

$$P_{\mathrm{NSNR}}(\eta_k > \beta) = \int_{\beta}^{\infty} (M-1)(1-\eta)^{M-2} d\eta = (1-\beta)^{M-1} \tag{3.23}$$

şeklinde ifade edilir. Başarılı paket gönderimi için algılayıcı düğümlerden sadece birinin eşik seviyesi üzerinde (diğerlerinin altında) kanal kazancına sahip olma olasılığı,

$$P_{\mathrm{NSNR}}(\beta) = K(1-\beta)^{M-1}\left[1-(1-\beta)^{M-1}\right]^{K-1} \tag{3.24}$$

olarak formüle edilir. Bu olasılık ifadesinin eşik seviyesine göre türevi alınarak sıfıra eşitlenirse başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapacak optimum eşik seviyesi,

$$\beta_{\text{NSNR}} = 1 - \left(\frac{1}{K}\right)^{\frac{1}{M-1}} \tag{3.25}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanabilir. Elde edilen optimum eşik seviyesi ifadesi kullanılarak önerilen NSNR planı için başarılı paket, boş dinleme ve çarpışma olasılıkları sırasıyla

$$P_{\text{NSNR}}(\beta_{\text{NSNR}}) = K(1-\beta_{\text{NSNR}})^{M-1}\left[1-(1-\beta_{\text{NSNR}})^{M-1}\right]^{K-1} = \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}, \tag{3.26}$$

$$P_{\text{NSNR}}^{\text{boş}}(\beta_{\text{NSNR}}) = \left[1-(1-\beta_{\text{NSNR}})^{M-1}\right]^{K} = \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K}, \tag{3.27}$$

$$P_{\text{NSNR}}^{\text{çarpışma}}(\beta_{\text{NSNR}}) = 1 - P_{\text{NSNR}} - P_{\text{NSNR}}^{\text{boş}} = 1 - \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1} - \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K} \tag{3.28}$$

şeklinde ifade edilir. Dikkat edilirse bulunan bu ifadeler daha önce incelenen önerilen SNR planında bulunan ifadelerin aynısıdır.

Önerilen NSNR planında sistem SNR metriği $\hat{\gamma}_{\text{NSNR}}$ için PDF ifadesi, işlem basamakları Ek-2'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\text{NSNR}}}(\gamma) = \left[1 - P_{\text{NSNR}}(\beta_{\text{NSNR}})\right]\delta(\gamma) + \frac{P_{\text{NSNR}}(\beta_{\text{NSNR}})e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(1-\beta_{\text{NSNR}})^{M-1}}\Gamma\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left[\frac{1}{\beta_{\text{NSNR}}}-1\right], M-1\right) \tag{3.29}$$

olarak elde edilir. (3.25) ve (3.26) eşitlikleri (3.29) ifadesi içinde kullanılırsa sistem SNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\left[1-\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}\right]\delta(\gamma)+\frac{K}{\bar{\gamma}}\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}\Gamma\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left[\frac{\left(\frac{1}{K}\right)^{\frac{1}{M-1}}}{1-\left(\frac{1}{K}\right)^{\frac{1}{M-1}}}\right],M-1\right) \quad (3.30)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Burada $\Gamma(x,m)=\frac{1}{(m-1)!}\int_0^x t^{m-1}e^{-t}dt$ terimi eksik Gamma fonksiyonunu (incomplete Gamma function) göstermektedir (Abramowitz ve Stegun, 1964). Önerilen NSNR planı için spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{NSNR}}=\int_0^\infty \log_2(1+\gamma)f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)d\gamma \quad (3.31)$$

integrali hesaplanarak bulunur. Burada sistem SNR metriği PDF ifadesinin karmaşık yapısından dolayı spektral verimlilik kapalı formda elde edilemediğinden nümerik olarak hesaplanmıştır.

Önerilen NSNR planında başarılı paket SNR metriği için $\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}$ PDF ifadesi

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(1-\beta_{\mathrm{NSNR}})^{M-1}}\Gamma\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left[\frac{1}{\beta_{\mathrm{NSNR}}}-1\right],M-1\right) \quad (3.32)$$

olarak elde edilir. Buna göre başarılı paketlerin ortalama SNR değeri,

$$\rho_{\mathrm{NSNR}}=\int_0^\infty \gamma f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)d\gamma \quad (3.33)$$

integrali hesaplanarak bulunur. Burada yine başarılı paket SNR metriği PDF ifadesinin karmaşık yapısından dolayı ortalama SNR değeri kapalı formda elde edilemediğinden nümerik olarak hesaplanmıştır. Dikkat edilirse önerilen NSNR planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri M, K ve $\bar{\gamma}$ parametrelerinin fonksiyonudur.

3.4. Performans Analizi

Bu tez çalışmasında önerilen SNR ve NSNR planlarının başarısı, bulunan analitik ifadeler yanında istatistiksel (Monte Carlo) bilgisayar benzetimi yapılarak test edilmiştir. Performans analizinde spektral verimlilik, başarılı paket sinyal kalitesi, enerji verimliliği ve adaletlilik gibi çeşitli servis kalitesi ölçütleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar kontrol düğümünde anten sayısı M ve algılayıcı düğüm sayısı K parametrelerinin farklı değerleri için grafiksel olarak gösterilmiştir.

Analitik ifadeler yardımıyla elde edilen sonuçlara yaklaşım sağlayabilmek için bilgisayar benzetiminde çerçeve sayısı (Monte Carlo denemelerinin tekrarlanma sayısı) 1000 olarak seçilmiştir. Ayrıca her çerçeve, algılayıcı düğüm sayısına eşit sayıda zaman dilimine bölünerek statik TDMA planıyla adil karşılaştırma yapmak üzere uygun test koşulları oluşturulmuştur. Performans analizi için önce $M = 4$ değeri sabit tutulup $K = 1,...,250$ aralığında değiştirilerek, algılayıcı düğüm sayısının sistem performansı üzerinde etkisi gösterilmiştir. Daha sonra $K = 100$ değeri sabit tutulup $M = 2,...,20$ aralığında değiştirilerek, kontrol düğümünde anten sayısının sistem performansı üzerinde etkisi gösterilmiştir. Yapılan hesaplamalarda kolaylık sağlamak için genellemeyi kaybetmeden ortalama SNR değeri $\overline{\gamma} = 1$ (0 dB) olarak alınmıştır.

Düşünülen sistem modelinde varsayılan blok sönümlemeli Rayleigh kanalın benzetim ortamında oluşturulması için algılayıcı düğümlerin kanal vektörleri her çerçevenin başlangıcında rastgele üretilmiş ve çerçeve süresince sabit tutulmuştur. Hüzme biçimlendirme vektörü ise her zaman diliminde rastgele değiştirilerek algılayıcı düğümler tarafından alınan sinyal seviyesinde salınımlar tetiklenmiştir. Bununla birlikte, her ne kadar pratikte paket gönderiminde kayıplar ortaya çıksa da bu kayıp oranı kanal koşullarına göre değişeceğinden bilgisayar benzetiminde ideal ağ modelinden faydalanmıştır. Bu varsayımla algılayıcı düğümlerin her zaman diliminde gönderilecek pakete sahip olduğu ve gönderilen tüm paketlerin kontrol düğümü tarafından hatasız olarak alındığı kabul edilmiştir.

3.5.1. Optimum eşik seviyesi analizi

Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planları için optimum eşik seviyesi ifadeleri sırasıyla (3.12) ve (3.25) eşitlikleriyle verilmiştir. Ayrıca literatürde yer alan

maksimum olabilirlik planı için optimum eşik seviyesi (2.15) eşitliğiyle verilmiştir. Bu ifadelerden faydalanarak yapılan analitik hesaplamalar yardımıyla optimum eşik seviyesinin sistem parametrelerine bağlı olarak değişimi incelenmiştir.

Şekil 3.6'da $M = 4$ için optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında algılayıcı düğüm sayısı arttığında optimum eşik seviyesi yükseleceğinden paket gönderimi daha seçici gerçekleşir. Maksimum olabilirlik planında optimum eşik seviyesi algılayıcı düğüm sayısından bağımsızdır. Şekil 3.7'de $K = 100$ için optimum eşik seviyesinin anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR planında optimum eşik seviyesi anten sayısından bağımsızdır. Önerilen NSNR planında anten sayısı arttığında optimum eşik seviyesi düşer. Maksimum olabilirlik planında ise anten sayısı arttığında eşik seviyesi doğrusal olarak yükselir.

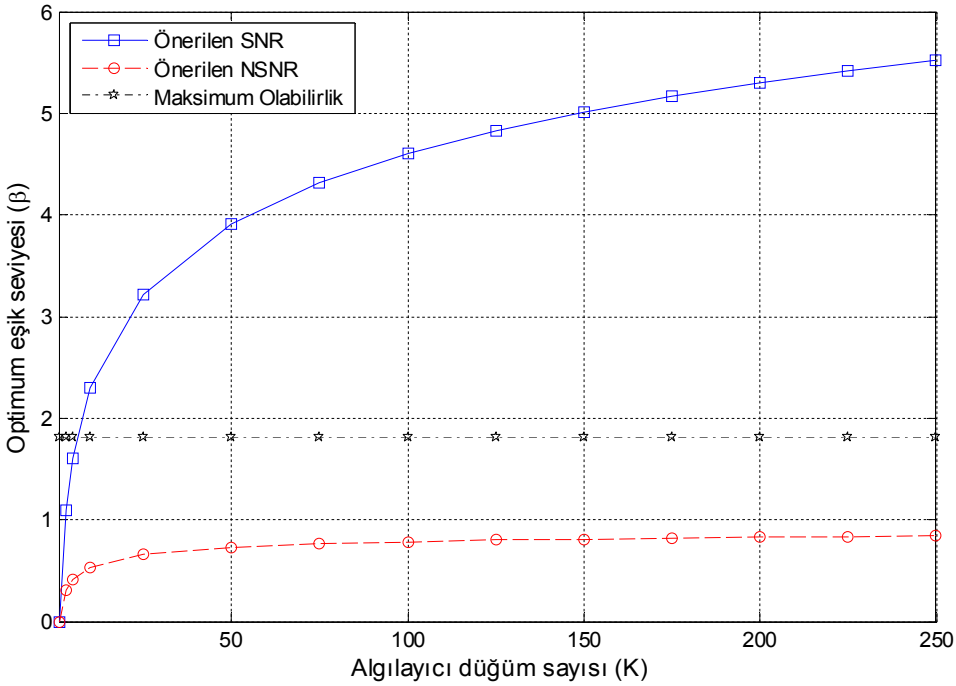
3.5.2. Kanal durumu analizi

Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planları için başarılı paket gönderim olasılığı (3.13) ve (3.26), boş dinleme olasılığı (3.14) ve (3.27) ve çarpışma olasılığı (3.15) ve (3.28) eşitlikleriyle verilmiştir. Bu ifadelerden faydalanarak yapılan analitik hesaplamalar ve benzetim sonuçları yardımıyla kanal durum analizi gerçekleştirilmiştir.

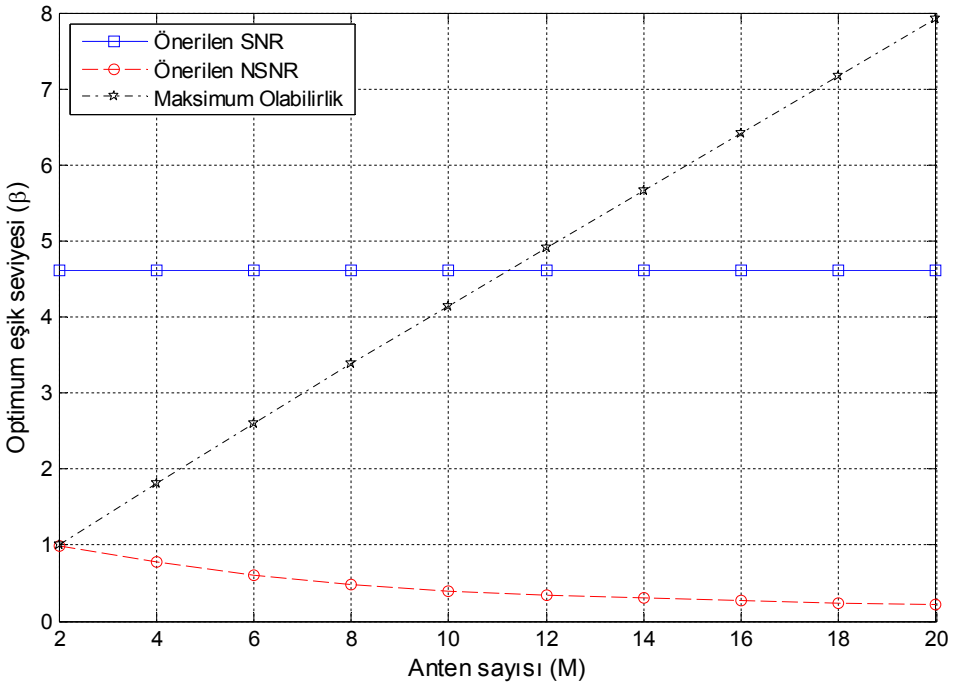
Spektral verimliliğin artırılması için başarılı paket olasılığının yükseltilmesi büyük önem taşır. Şekil 3.8'de $M = 4$ için başarılı paket gönderim olasılığının algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planları için başarılı paket gönderim olasılığı 0,368'e yaklaşmaktadır. Buna karşın maksimum olabilirlik planında $K > 50$ için başarılı paket gönderim olasılığı 0'a düşer.

Şekil 3.9'da $K = 100$ için başarılı paket gönderim olasılığının anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında başarılı paket olasılığı anten sayısından bağımsızdır. Maksimum olabilirlik planında ise başarılı paket gönderim olasılığı sadece $M = 10 - 12$ aralığında önerilen planlara yaklaşır.

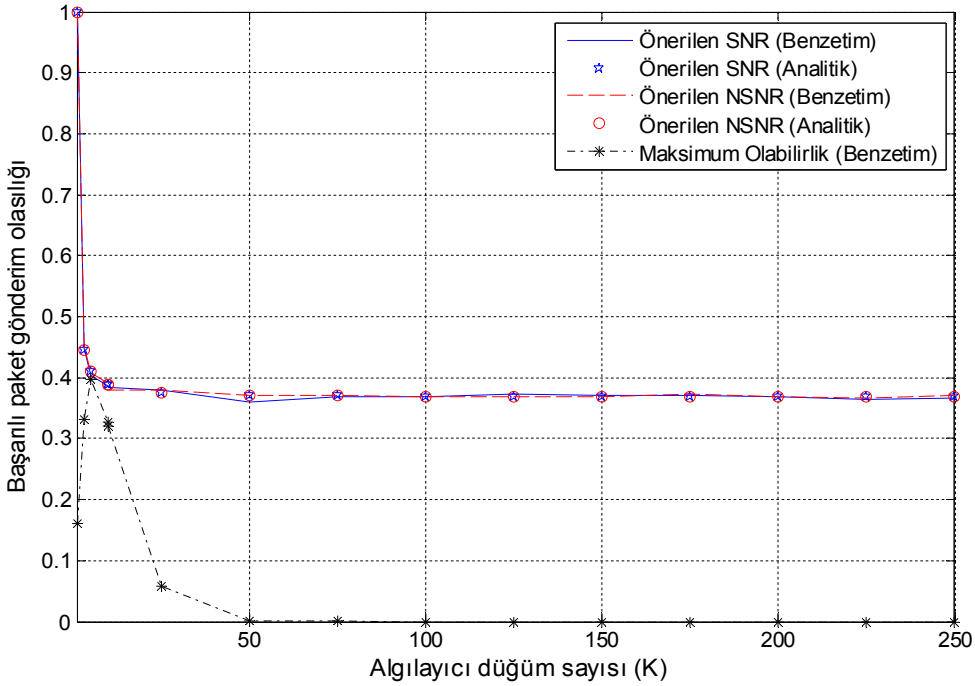
Boş dinleme durumunda kanal kullanılamayacağından alınabilecek başarılı paket sayısı ve spektral verimlilik düşer. Şekil 3.10'da $M = 4$ için boş dinleme olasılığının algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında boş dinleme olasılığı 0,367'ye yaklaşmaktadır. Maksimum olabilirlik planında algılayıcı düğüm sayısı arttığında eşik seviyesini aşan algılayıcı düğüm bulunma olasılığı artar ve boş dinleme olasılığı 0'a yaklaşır.



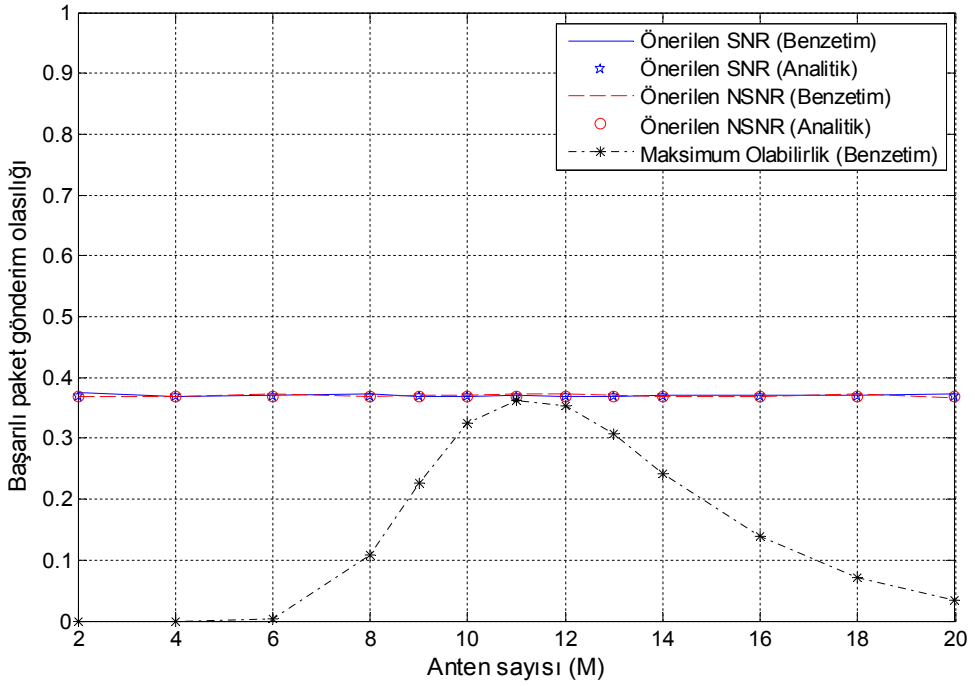
Şekil 3.6. $M = 4$ için optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.7. $K = 100$ için optimum eşik seviyesinin anten sayısı ile değişimi



Şekil 3.8. $M = 4$ için başarılı paket gönderim olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.9. $K = 100$ için başarılı paket gönderim olasılığının anten sayısı ile değişimi

Şekil 3.11'de $K = 100$ için boş dinleme olasılığının anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında boş dinleme olasılığı anten sayısından bağımsızdır. Maksimum olabilirlik planında anten sayısı arttığında optimum eşik seviyesi yükseleceğinden, algılayıcı düğümlerden hiçbiri yeterli kanal kalitesine ulaşamaz ve boş dinleme olasılığı 1'e yaklaşır.

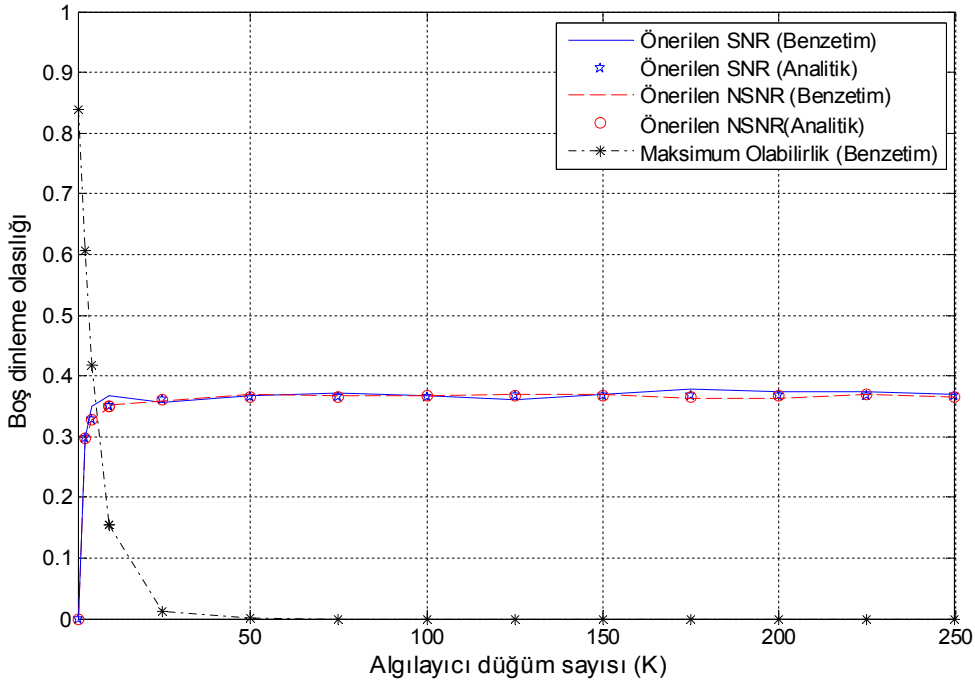
Çarpışma durumunda algılayıcı düğümler enerji harcamasına rağmen gönderilen paketler başarılı olmayacağından spektral verimlilik artmayacağı gibi ağın enerji verimliliği de düşer. Şekil 3.12'de $M = 4$ için çarpışma olasılığının algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında çarpışma olasılığı 0,265'e yaklaşmaktadır. Maksimum olabilirlik planında ise algılayıcı düğüm sayısı arttığında eşik seviyesini aşan algılayıcı düğüm bulunma olasılığı artar ve çarpışma olasılığı 1'e yaklaşır.

Şekil 3.13'de $K = 100$ için çarpışma olasılığının anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında çarpışma olasılığı anten sayısından bağımsızdır. Maksimum olabilirlik planında anten sayısı arttığında optimum eşik seviyesi yükseleceğinden, algılayıcı düğümlerden hiçbiri yeterli kanal kalitesine ulaşamaz ve çarpışma olasılığı 0'a yaklaşır.

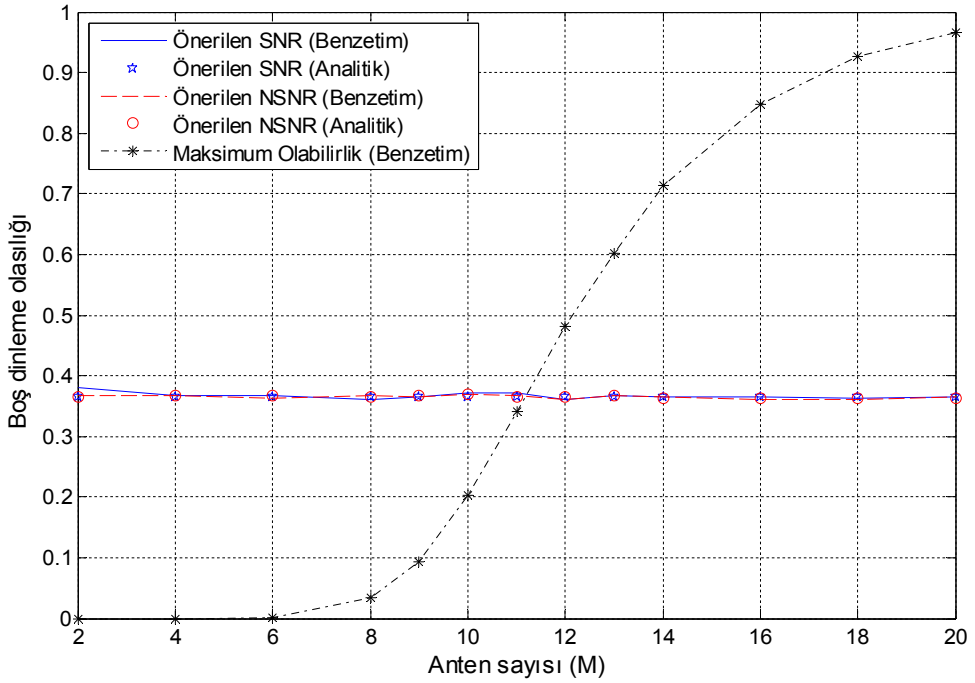
3.5.3. Spektral verimlilik analizi

Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planları için spektral verimlilik ifadeleri sırasıyla (3.18) ve (3.31) eşitlikleriyle bulunmuştur. Ayrıca literatürde yer alan statik TDMA ve maksimum SNR/NSNR planları için spektral verimlilik ifadeleri sırasıyla (2.1), (2.4) ve (2.7) eşitlikleriyle verilmiştir. Bu ifadelerden faydalanarak yapılan analitik hesaplamalar ile birlikte benzetim sonuçları kullanılarak spektral verimlilik analizi gerçekleştirilmiştir.

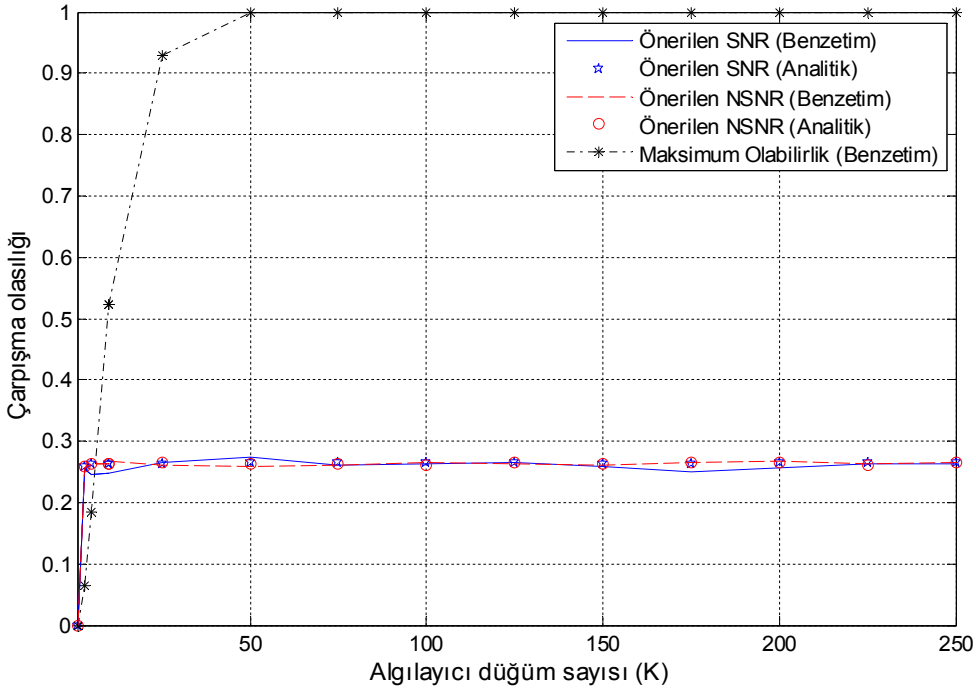
Şekil 3.14'de $M = 4$ için spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında algılayıcı düğüm sayısı arttığında çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yükseleceğinden spektral verimlilik artar. Önerilen SNR planında spektral verimlilik $K > 25$ için statik TDMA planını geçmiştir. Maksimum olabilirlik planında spektral verimlilik önerilen planların altında olup $K > 50$ için 0'a düşer. Bununla birlikte maksimum SNR/NSNR planlarında çarpışma problemi yaşanmayacağından, çok kullanıcı çeşitlemesinden en yüksek kazanç sağlanarak maksimum spektral verimlilik değerine ulaşılır.



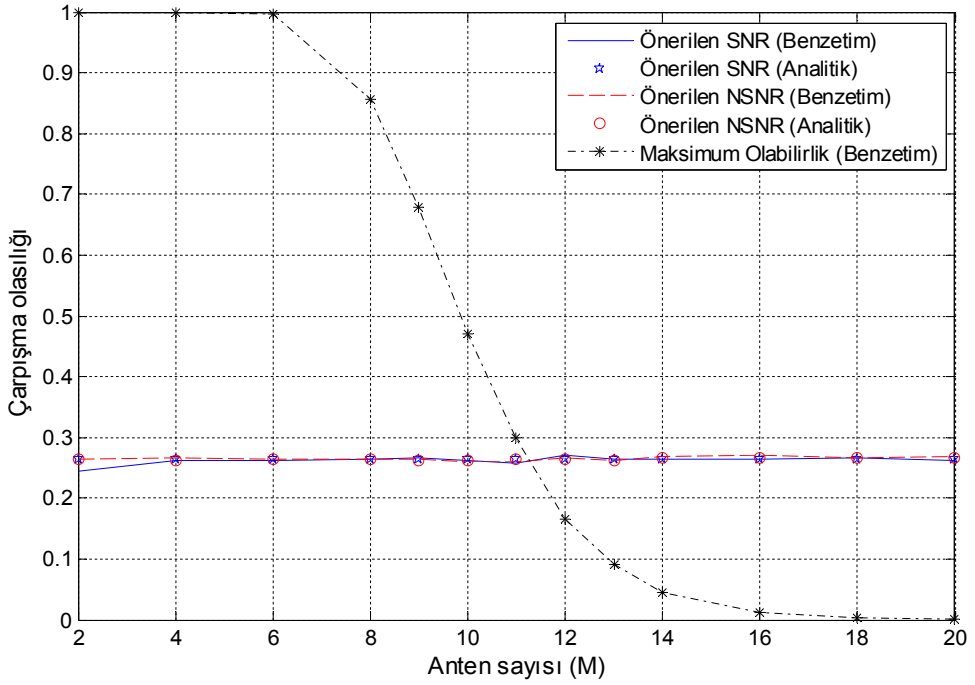
Şekil 3.10. $M = 4$ için boş dinleme olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.11. $K = 100$ için boş dinleme olasılığının anten sayısı ile değişimi



Şekil 3.12. $M = 4$ için çarpışma olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.13. $K = 100$ için çarpışma olasılığının anten sayısı ile değişimi

Şekil 3.15'de $K = 100$ için spektral verimliliğin anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR planında spektral verimlilik anten sayısından bağımsızdır. Buna karşın önerilen NSNR planında anten sayısı arttığında spektral verimlilik de artar. Önerilen NSNR planında spektral verimlilik $M > 8$ için statik TDMA planını geçer. Maksimum olabilirlik planında $M = 10$ için spektral verimlilik tepe değere çıksa bile statik TDMA planından daha düşüktür. Dikkat edilirse elde edilen analitik hesaplamalar ve benzetim sonuçları birbirleriyle tam olarak eşleşmiştir.

3.5.4. Sinyal kalitesi analizi

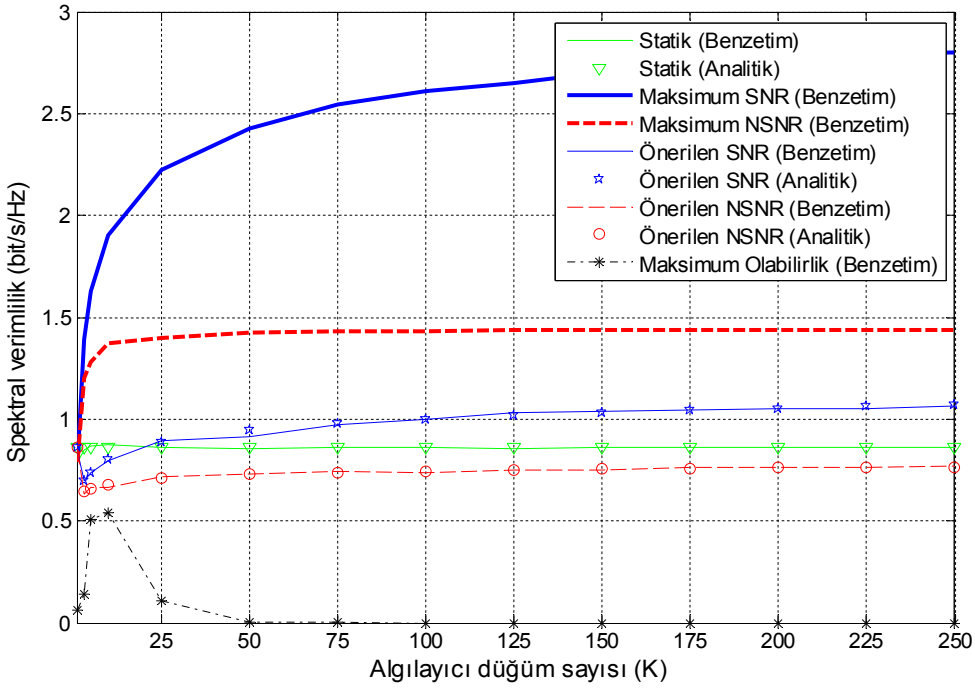
Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planları için başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ifadeleri sırasıyla (3.20) ve (3.33) eşitlikleriyle verilmiştir. Ayrıca literatürde yer alan statik TDMA ve maksimum SNR planları için başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ifadeleri sırasıyla (2.2) ve (2.5) eşitlikleriyle verilmiştir. Bu ifadelerden yararlanarak yapılan analitik hesaplamalar ile birlikte benzetim sonuçları kullanılarak gönderilen başarılı paketlerin sinyal kalitesi analiz edilmiştir.

Şekil 3.16'da $M = 4$ için başarılı paketlerin ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR/NSNR planlarında algılayıcı düğüm sayısı arttığında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri artar. Bununla birlikte önerilen planlarda sadece eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip algılayıcı düğümlerin paket gönderimine izin verildiğinden, merkezi zamanlama avantajına sahip maksimum SNR/NSNR planlarından daha yüksek sinyal kalitesine ulaşılmıştır.

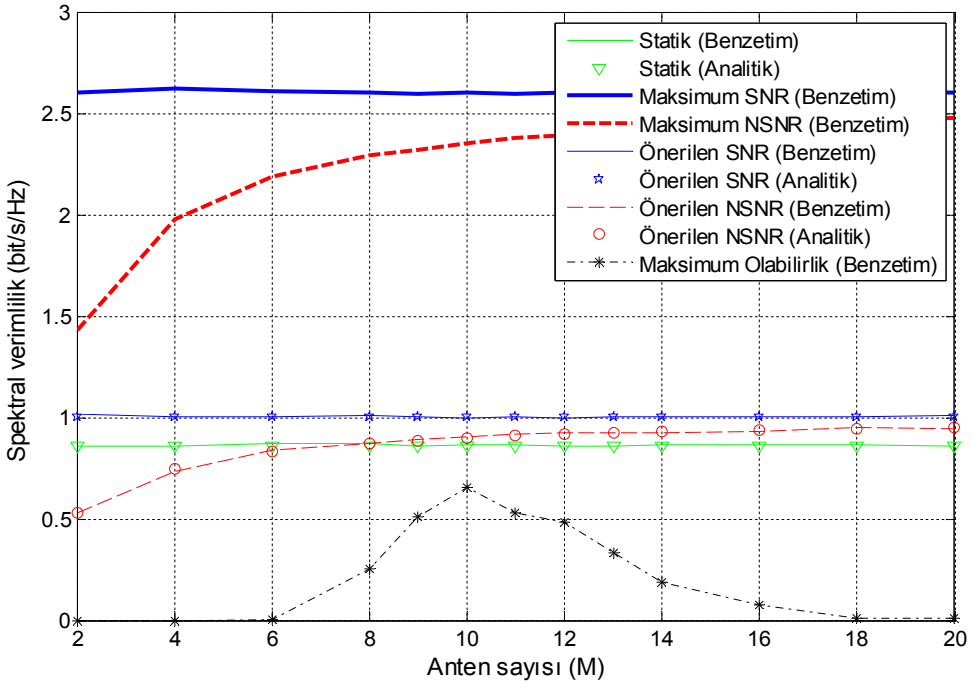
Şekil 3.17'de $K = 100$ için başarılı paketlerin ortalama SNR değerinin anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen NSNR planında, maksimum NSNR planında olduğu gibi anten sayısı arttığında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri artar. Buna karşın önerilen SNR planı, maksimum SNR planı ve statik TDMA planında başarılı paket sinyal kalitesi anten sayısından bağımsızdır.

3.5.5. Enerji verimliliği analizi

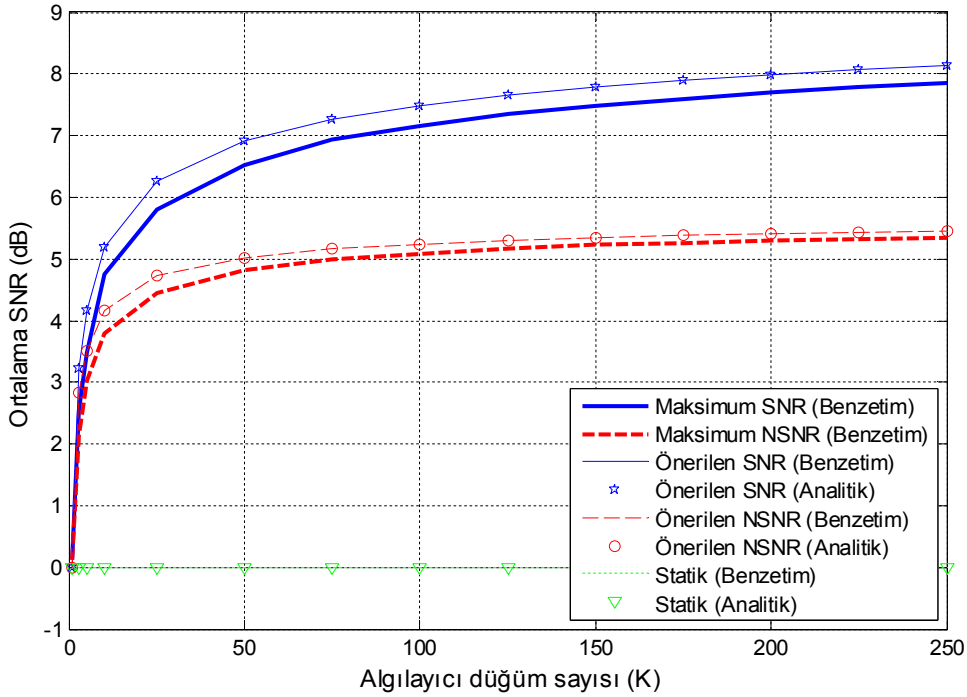
Paket gönderiminde çarpışma sebebiyle boşa harcanan enerjiyi incelemek amacıyla bilgisayar benzetimine dayanan enerji verimliliği analizi gerçekleştirilmiştir. Enerji verimliliği ölçütü, gönderilen başarılı paket sayısının tüm paket gönderim girişimleri sayısına oranı olarak tanımlanmıştır (Phan ve Kim, 2007).



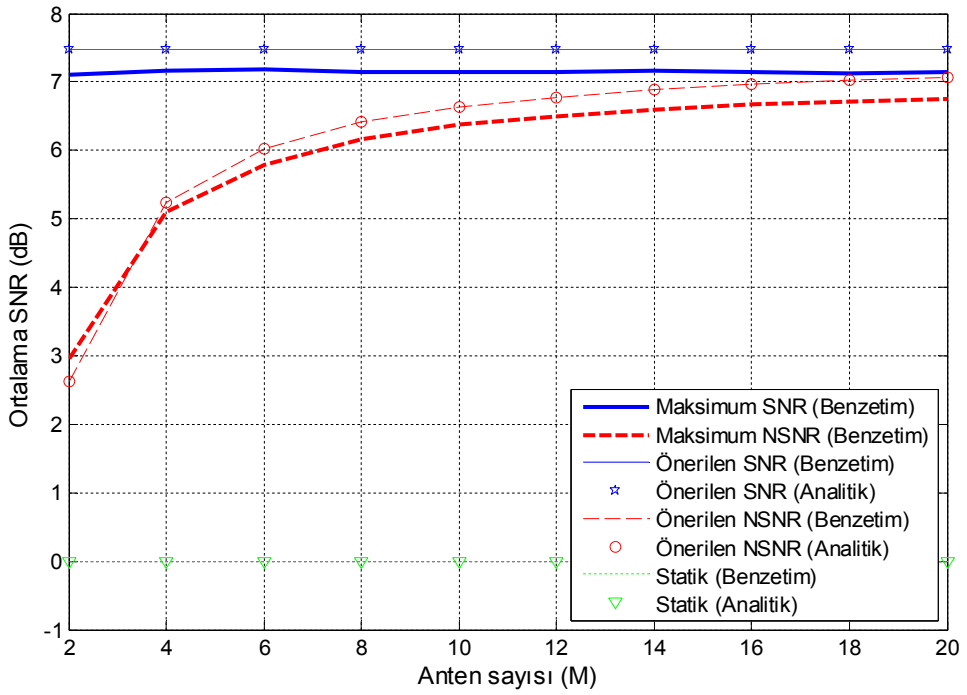
Şekil 3.14. $M = 4$ için spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.15. $K = 100$ için spektral verimliliğin anten sayısı ile değişimi



Şekil 3.16. $M = 4$ için başarılı paket ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.17. $K = 100$ için başarılı paket ortalama SNR değerinin anten sayısı ile değişimi

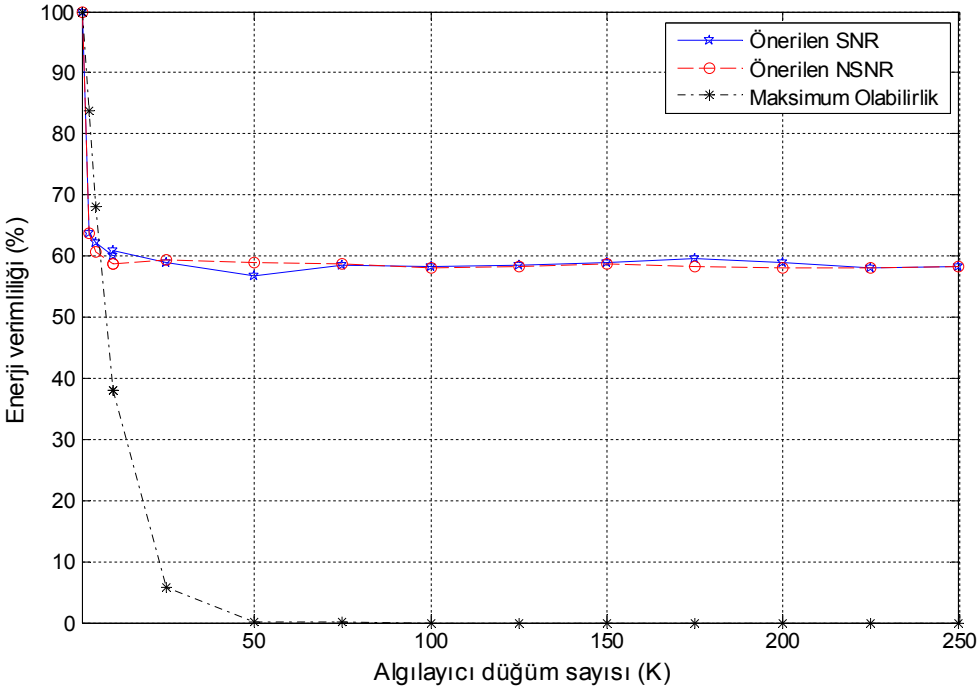
Paket gönderiminde enerji verimliliğinin yükseltilmesi ancak çarpışma sayısı azaltılmasıyla sağlanabilir. Şekil 3.18'de $M = 4$ için enerji verimliliğinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planlarında kanal durum olasılıklarının aynı olması sebebiyle enerji verimliliği % 58,13'e yaklaşmaktadır. Maksimum olabilirlik planında $K > 50$ için gönderilen tüm paketler çarpışma ile sonuçlanacağından enerji verimliliği 0'a düşer. Buna karşın literatürde yer alan statik TDMA ve maksimum SNR/NSNR planlarında çarpışma problemi olmadığından enerji verimliliği % 100'dür.

Şekil 3.19'da $K = 100$ için enerji verimliliğinin anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve NSNR planlarında enerji verimliliği anten sayısından bağımsızdır. Maksimum olabilirlik planında anten sayısı arttığında spektral verimlilik çok düşük olsa da, çarpışmalar azalacağından enerji verimliliği % 100'e yaklaşır.

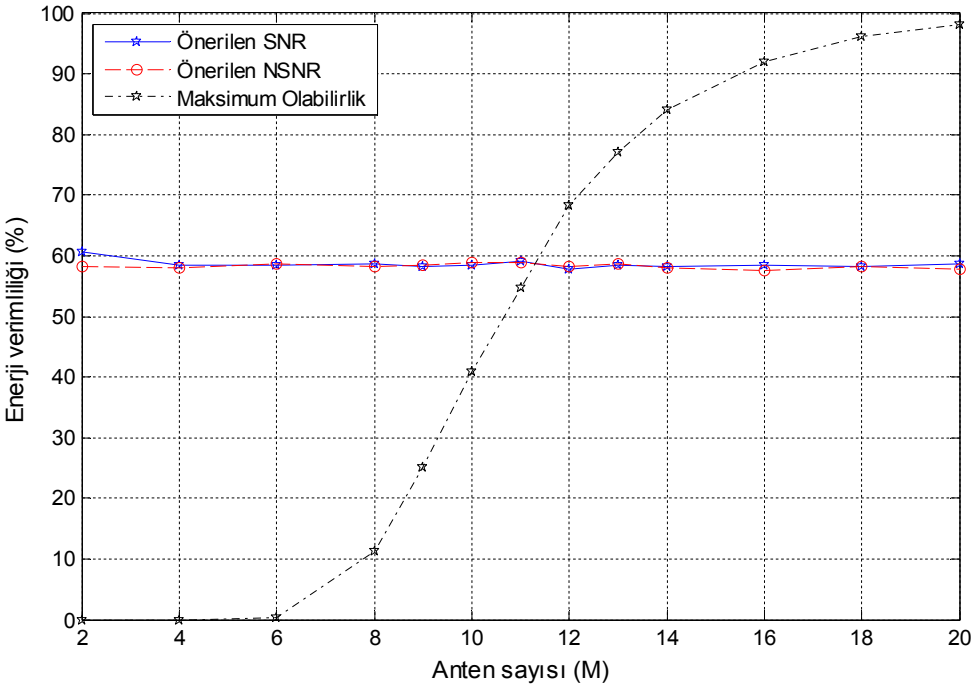
3.5.6. Adaletlilik analizi

Spektral verimlilik, sinyal kalitesi ve enerji verimliliğinin artırılması yanında servis kalitesini iyileştirmek için paket gönderiminde adaletlilik sağlanmalıdır. Kablosuz algılayıcı ağların pek çok uygulamasında algılayıcı düğümlerden eşit miktarda veri toplanması istenir. Bu tez kapsamında önerilen SNR ve NSNR planlarında kanal erişiminin algılayıcı düğümler arasında ne kadar adaletli dağıldığını ölçmek için bilgisayar benzetimine dayanan adaletlilik analizi gerçekleştirilmiştir. Adaletlilik ölçütü, en az bir defa başarılı paket gönderen algılayıcı düğüm sayısının toplam algılayıcı düğüm sayısına oranı şeklinde tanımlanmıştır. Statik TDMA planında olduğu gibi bir çerçeve boyunca her zaman diliminde farklı bir algılayıcı düğüm paket gönderirse ağda adaletlilik % 100 olacaktır.

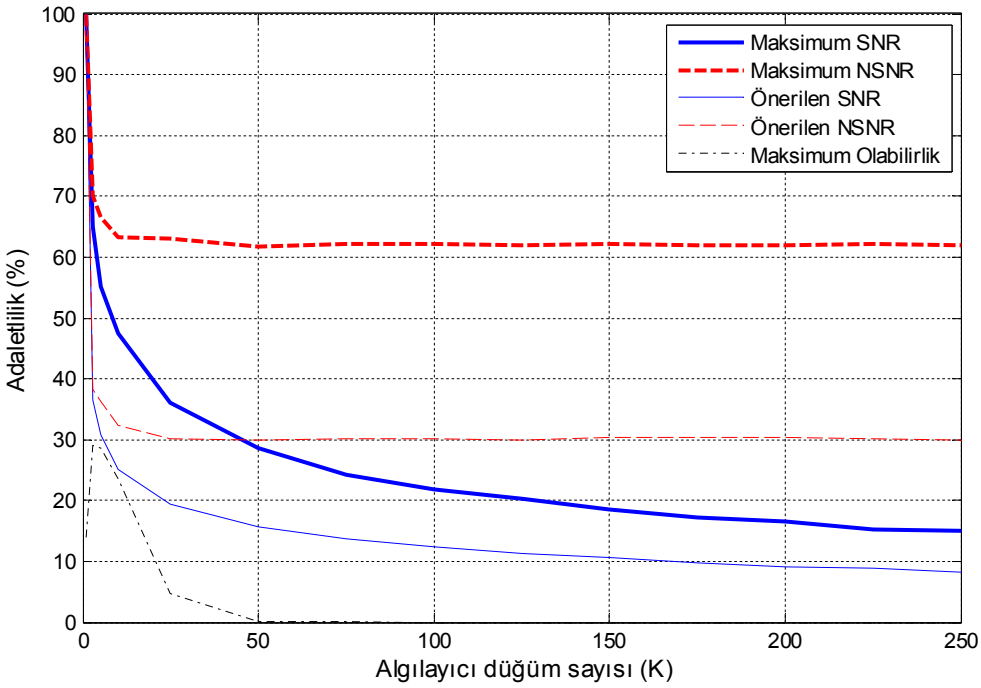
Şekil 3.19'da $M = 4$ için adaletliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen NSNR planı, önerilen SNR planından daha iyi adaletlilik sağlar. Önerilen SNR planında algılayıcı düğüm sayısı arttığında adaletlilik giderek azalır. Önerilen NSNR planında ise adaletlilik % 30'a yaklaşır. Literatürde yer alan maksimum olabilirlik planında kanal erişimi önerilen planlara göre daha adaletsiz olup $K > 50$ için adaletlilik 0'a düşer. Buna karşın maksimum SNR ve NSNR planları, sırasıyla önerilen SNR ve NSNR planlarına göre daha adaletli paket gönderimi sağlar. Maksimum SNR planında algılayıcı düğüm sayısının artmasıyla adaletlilik düşerken, maksimum NSNR planında adaletlilik % 62'ye yaklaşır.



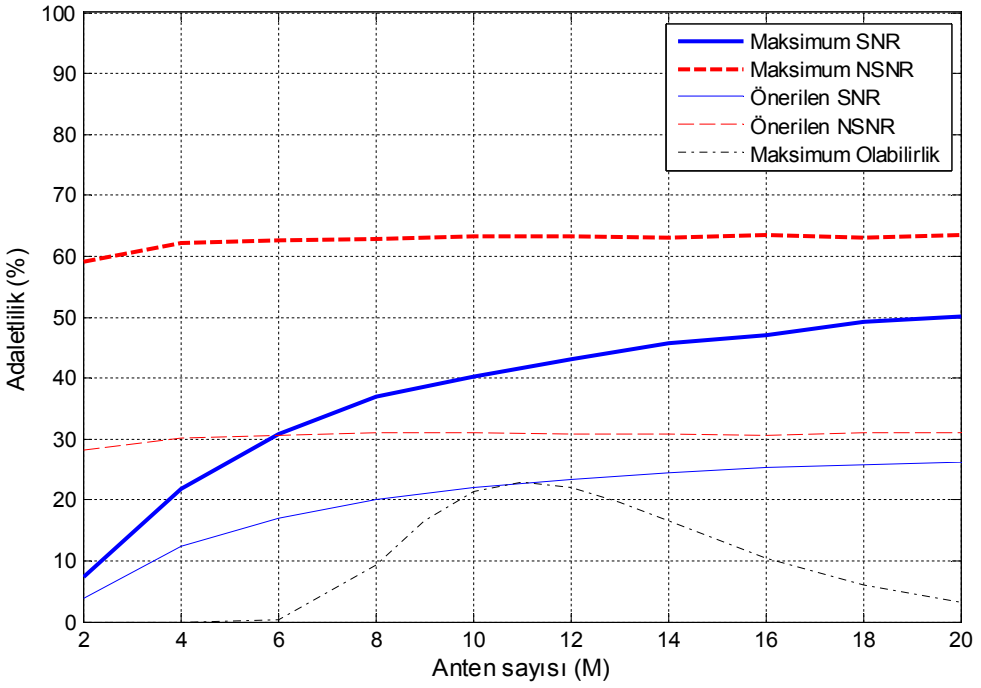
Şekil 3.18. $M = 4$ için enerji verimliliğinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.19. $K = 100$ için enerji verimliliğinin anten sayısı ile değişimi



Şekil 3.20. $M = 4$ için adaletliliğin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 3.21. $K = 100$ için adaletliliğin anten sayısı ile değişimi

Şekil 3.20'de $K = 100$ için adaletliliğin anten sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen SNR ve maksimum SNR planlarında anten sayısı arttığında paket gönderimi daha adil gerçekleşir. Buna karşın önerilen NSNR ve maksimum NSNR planlarında adaletlilik anten sayısından bağımsızdır. Maksimum olabilirlik planında adaletlilik $M = 10 - 12$ için tepe değerine sahip olup, önerilen SNR planını yakalar. Kanal erişiminde maksimum adaletlilik sunan statik TDMA planı bu grafiklerde gösterilmemiştir.

4. ÖNERİLEN PLANININ UZAYSAL ÇEŞİTLEME İLE GELİŞTİRİLMESİ

Hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda yukarı bağlantı kanalında paket gönderimini organize etmek için bu tez çalışmasında önerilen fırsatçı paket gönderim planı üçüncü bölümde detaylı şekilde açıklanmıştır. Önerilen planın kontrol düğümünde olduğu gibi algılayıcı düğümlerin de çoklu antenler ile donatıldığı MIMO sistem modeli üzerinde uygulanması durumunda, mevcut çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yanında uzaysal çeşitleme kazancından faydalanarak daha fazla performans artışı sağlanabilir (Ajib ve Haccoun, 2005). Algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenlerin kullanılması durumunda RF zinciri genişleyeceğinden, alıcı/verici devresinde enerji tüketimi anten sayısıyla orantılı olarak artacaktır (Jayaweera, 2004; Ryoo ve Bahk, 2009). Buna karşın bağımsız sönümlemeli yollardan alınan/gönderilen sinyal tekrarları kullanılarak bağlantı güvenilirliğinin yükseltilmesiyle, paket gönderiminde harcanan enerji algılayıcı düğümler üzerinde tek anten bulunan sistem modeline göre azaltılabilir (Foschini ve Gans, 1998; Cui ve ark., 2004; Bölcskei ve Paulraj, 2002).

Önerilen plan MIMO sistem modelinde uygulandığında, kanal durumlarının belirlenmesi için algılayıcı düğümler üzerindeki çoklu antenlerden alınan sinyaller SC ve MRC gibi doğrusal birleştirme teknikleri yardımıyla değerlendirilerek efektif SNR (ESNR) değeri elde edilir. Doğrusal birleştirme işlemi için seçilen tekniğe bağlı olarak algılayıcı düğümlerin paket gönderim kararlarını belirleyen eşik seviyesi optimizasyonu iki farklı şekilde gerçekleştirilmiştir. SC ve MRC teknikleri ile bulunan optimum eşik seviyesi ifadeleri yardımıyla, önerilen plan ESNR metriği kullanılarak uygulanmıştır.

4.1. Sistem Modeli

İlgilenilen sistem modeli yine bir adet kontrol düğümünün K adet algılayıcı düğüme hizmet verdiği hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağın tek bir hücresidir. Kontrol düğümü M adet anten ile donatılmışken algılayıcı düğümler üzerinde L adet anten bulunmaktadır. Kontrol düğümünün sinyal işleme ve haberleşme yetenekleri bakımından algılayıcı düğümlere göre daha güçlü olduğu kabul edilmiştir. Buna dayanarak kontrol düğümünde anten sayısının algılayıcı düğümlerdeki anten sayısından daha fazla veya en kötü durumda eşit olduğu $M \geq L$ varsayılmıştır. Ayrıca kontrol düğümünde olduğu gibi algılayıcı düğümlerde çoklu antenlerin kullanımı için fiziksel boyut ve enerji tüketimi kısıtlamalarında esneklik öngörülmüştür.

4.2. Kanal ve Sinyal Modeli

Düşünülen MIMO sistem modelinde k algılayıcı düğümü ile kontrol düğümü arasındaki $L \times M$ boyutunda kanal matrisi $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{k,1}\mathbf{h}_{k,2}...\mathbf{h}_{k,L}]^H$ ile gösterilmiştir. Kanal matrisinin her satırı $\mathbf{h}_{k,l}$ kontrol düğümü ile k algılayıcı düğümünün l anteni arasındaki $M \times 1$ boyutunda kanal vektörüdür. Kanal vektörünün her elemanı $h_{k,l,m}$ $m = 1,...,M$, $l = 1,...,L$ ve $k = 1,...,K$ olmak üzere, kontrol düğümünün m anteni ile k algılayıcı düğümünün l anteni arasındaki kanal kazanç katsayısıdır. Kanal kazanç katsayıları bağımsız ve özdeş olarak dağıtılmış, dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, $\bar{\gamma}$ varyanslı, karmaşık Gauss dağılımlı rastgele değişkenlerdir, $h_{k,l,m} \sim \mathbb{CN}(0,\bar{\gamma})$.

4.2.1. Aşağı bağlantı fazında pilot sinyal yayını

Önerilen ESNR planının aşağı bağlantı kanal ve sinyal modeli Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Aşağı bağlantı fazında belirli bir p zaman diliminde pilot sinyal yayını için $M \times 1$ boyutunda hüzme biçimlendirme vektörü $\mathbf{w}^p = [w_1^p ... w_M^p]^T$ kontrol düğümü tarafından rastgele oluşturur. Bu hüzme biçimlendirme vektörü, kontrol düğümünden k algılayıcı düğümünün l antenine kanal vektörü ile aynı dağılıma sahip olup pilot sinyal gönderim gücünü sabit tutmak için normalleştirilmiştir, $\mathbf{w}^p \sim \mathbf{h}_{k,l} / \| \mathbf{h}_{k,l} \|$.

Pilot sinyal $x(n)$, gönderim gücü $\mathrm{P}_x = \mathrm{E}\left[\left[x^*(n)x(n) \right]\right]$ olmak üzere hüzme biçimlendirme vektörüyle çarpılarak çalışma sahası üzerinde yayınlanır. Bu durumda k algılayıcı düğümü tarafından alınan sinyal ifadesi,

$$\mathbf{y}_k^p(n) = \left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right) x(n) + \mathbf{z}_k^p(n) \quad n = 1,..., N_{\mathrm{DL}} \tag{4.1}$$

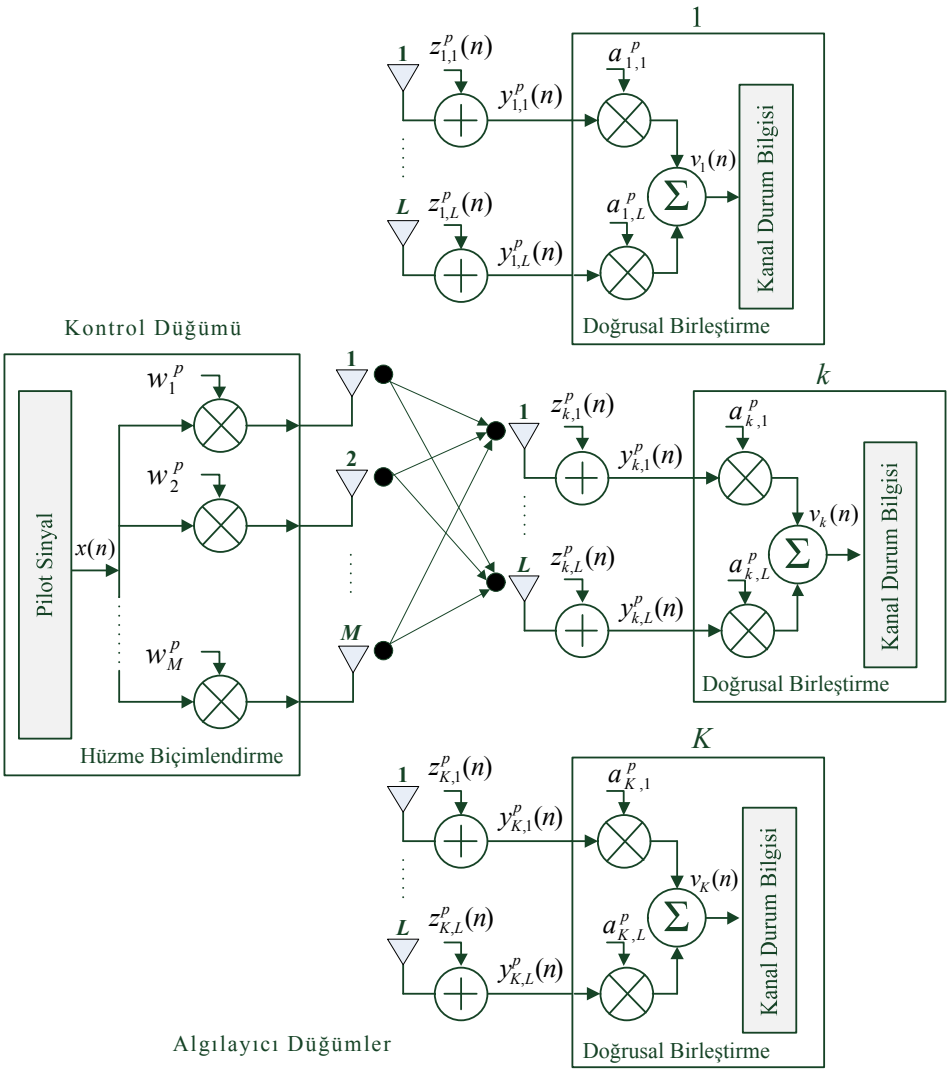
olarak elde edilir. Burada $\mathbf{z}_k^p(n) = \left[z_{k,1}^p(n) ... z_{k,L}^p(n) \right]$ vektörü elemanları dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı karmaşık toplanır beyaz Gauss gürültüsünü gösterir, $z_{k,l} \sim \mathbb{CN}(0,\sigma^2)$. Bununla birlikte k algılayıcı düğümü bileşik kanal vektörü $\mathbf{q}_k^p = \left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right)$ ile gösterilirse alınan sinyal ifadesi,

$$\mathbf{y}_k^p(n) = \mathbf{q}_k^p x(n) + \mathbf{z}_k^p(n) \tag{4.2}$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Dikkat edilirse hüzme biçimlendirme vektörünün her zaman diliminde rastgele değiştirilmesiyle, *k* algılayıcı düğümü bileşik kanal vektörü bir zaman diliminden diğerine değişir. Bu durumda *k* algılayıcı düğümünün *l* anteninden alınan sinyal,

$$y_{k,l}^p(n) = \left(\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{w}^p\right) x(n) + z_{k,l}^p(n) \tag{4.3}$$

olarak ifade edilir.



Şekil 4.1. Önerilen ESNR planı için aşağı bağlantı kanal ve sinyal modeli

Yol kaybı ve diğer bozucu etkenler kanal vektörünün içinde birleştirilip gönderilen pilot sinyal gücünün gürültü gücüne oranı şeklinde tanımlanan ortalama SNR değeri $\overline{\gamma} = \mathrm{P}_x / \sigma^2 = 1$ (0 dB) kabul edilirse, herhangi bir *p* zaman diliminde *k* algılayıcı düğümünün *l* anteninden ölçülen SNR değeri,

$$\gamma_{k,l}^{p} = (\mathbf{w}^{p})^{H} \mathbf{h}_{k,l} \mathbf{h}_{k,l}^{H} \mathbf{w}^{p} \tag{4.4}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır. Algılayıcı düğümler üzerinde tüm antenlerden alınan sinyallerin doğrusal birleştirme teknikleri kullanılarak birlikte değerlendirilmesiyle ESNR değeri elde edilir. Bu şekilde bağımsız antenlerden alınan sinyaller $L \times 1$ boyutunda ağırlık verme vektörü $\mathbf{a}_k^p = \left[a_{k,1}^p ... a_{k,L}^p \right]^T$ ile çarpılarak *k* algılayıcı düğümünden alınan sinyal ifadesi,

$$\mathbf{v}_k^p(n) = \left(\mathbf{a}_k^p \right)^H \mathbf{y}_k^p(n) = \sum_{l=1}^{L} \left(a_{k,l}^p \right)^* y_{k,l}^p(n) \tag{4.5}$$

şeklinde bulunur.

SC tekniği kullanılarak çeşitleme birleştirme (diversity combining) gerçekleştirilirse, *k* algılayıcı düğümü sadece alınan SNR değerinin maksimum olduğu,

$$l^* = \arg\max_{1 \le l \le L} \left(\gamma_{k,l}^p \right) \tag{4.6}$$

anteninden alınan sinyali değerlendirmek suretiyle ESNR değerini belirler. Bu durumda ağırlık verme vektörü elemanları,

$$a_{k,l}^p = \begin{cases} 1 & l = l^* \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \tag{4.7}$$

olarak belirlenir. Buna göre *k* algılayıcı düğümünde alınan sinyal ifadesi,

$$v_k^p(n) = \left(a_{k,l^*}^p\right)^* y_{k,l^*}^p(n) = \left(\mathbf{h}_{k,l^*}^H \mathbf{w}^p\right) x(n) + z_{k,l^*}^p(n) \tag{4.8}$$

şeklinde bulunur. Dolayısıyla *k* algılayıcı düğümünde ölçülen ESNR değeri

$$\gamma_k^p = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{h}_{k,l^*} \mathbf{h}_{k,l^*}^H \mathbf{w}^p = \gamma_{k,l^*}^p = \max_{1 \le l \le L} \left\{\gamma_{k,l}^p\right\} \tag{4.9}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanabilir (Pun ve ark., 2011).

SC tekniğinde algılayıcı düğümler üzerinde sadece en güçlü sinyal alınan anten değerlendirilirken diğer antenlerden alınan sinyaller göz ardı edilir. Buna karşın alıcı çeşitlemesi kullanıldığında optimal sonuç veren MRC tekniğinde, farklı antenlerden alınan sinyallerin genliği ve fazı dikkate alınarak ESNR değerini maksimum yapılacak şekilde ağırlık verme vektörü $\mathbf{a}_k^p$ belirlenir. ESNR değerinin maksimum olması için ağırlık verme vektörünün elemanları, algılayıcı düğümlerin bileşik kanal vektörüne $\mathbf{q}_k^p = \left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right)$ eşit olmalıdır. Fakat yukarı bağlantı kanalında algılayıcı düğümlerin paket gönderim gücünü sabit tutmak için ağırlık verme vektörü,

$$\mathbf{a}_k^p = \left(\frac{\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p}{\| \mathbf{H}_k \mathbf{w}^p \|} \right) \tag{4.10}$$

şeklinde normalleştirilmiştir. Buna göre *k* algılayıcı düğümünde alınan sinyal ifadesi,

$$\begin{aligned} v_k^p(n) &= \left(\frac{\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p}{\| \mathbf{H}_k \mathbf{w}^p \|} \right)^H \left[\left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right) x(n) + \mathbf{z}_k^p(n) \right] \\ &= \frac{\left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right)^H \left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right)}{\| \mathbf{H}_k \mathbf{w}^p \|} x(n) + \frac{\left(\mathbf{H}_k \mathbf{w}^p\right)^H}{\| \mathbf{H}_k \mathbf{w}^p \|} \mathbf{z}_k^p(n) \end{aligned} \tag{4.11}$$

olarak elde edilir. Bu şekilde *k* algılayıcı düğümünde ölçülen ESNR değeri,

$$\gamma_k^p = \mathrm{E}\left[\left[\| \mathbf{H}_k \mathbf{w}^p \|^2 \right]\right] = \sum_{l=1}^{L} \gamma_{k,l}^p \tag{4.12}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır (Pun ve ark., 2011).

4.2.2. Yukarı bağlantı fazında paket gönderimi

Önerilen ESNR planının yukarı bağlantı kanal ve sinyal modeli Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Yukarı bağlantı fazında algılayıcı düğümler paket gönderimi için kanal kazançlarını, tercih edilen doğrusal birleştirme yöntemine bağlı olarak önceden belirlenen eşik seviyesi ile karşılaştırır. Belirli bir *p* zaman diliminde eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip *k* algılayıcı düğümü sahip olduğu paketi $s_k^p(n)$ aşağı bağlantı kanalında kullanılan pilot sinyal gücüne eşit güçte $(\mathrm{P}_s = \mathrm{P}_x)$ kontrol düğümüne gönderir. Kontrol düğümünde elde edilen $M \times 1$ boyutunda alınan sinyal vektörü ifadesi

$$\mathbf{t}^p(n) = \left(\mathbf{H}_k^H \mathbf{a}_k^p\right) s_k^p(n) + \mathbf{z}^p(n) \quad n = 1,\ldots,N_{\mathrm{UL}} \tag{4.13}$$

olarak elde edilir. Burada $\mathbf{z}^p(n) = [z_1^p(n)...z_M^p(n)]^T$ terimi elemanları dairesel simetrik, karmaşık, ortalaması sıfır ve varyansı σ^2 olan $M \times 1$ boyutunda toplanır beyaz Gauss gürültüsü vektörünü simgeler, $z_m \sim \mathbb{CN}(0,\sigma^2)$. Benzer şekilde kontrol düğümünün *m* anteninden alınan sinyal ifadesi ise,

$$t_m^p(n) = \left(\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{a}_k^p\right) s_k^p(n) + z_m^p(n) \tag{4.14}$$

olarak bulunur. Burada $\mathbf{h}_{k,m}$ terimi *k* algılayıcı düğümünün tüm antenlerinden kontrol düğümünün *m* antenine $L \times 1$ boyutunda kanal vektörü ve z_m^p terimi kontrol düğümünün *m* anteninden alınan gürültüdür.

Kontrol düğümünde alıcı çeşitlemesi uygulanarak tüm antenlerden alınan sinyallerin doğrusal birleştirilmesiyle alınan paketlerin ESNR değeri yükseltilir. Yukarı bağlantı fazında kullanılan ağırlık verme vektörü, aşağı bağlantı fazında kullanılan hüzme biçimlendirme vektörüyle özdeştir. Kontrol düğümünün tüm antenlerinden alınan sinyallerin ağırlıklı toplamı şeklinde elde edilen birleştirilmiş sinyal ifadesi,

$$r^p(n) = (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{t}^p(n) = \sum_{m=1}^{M} (w_m^p)^* t_m^p(n) \tag{4.15}$$

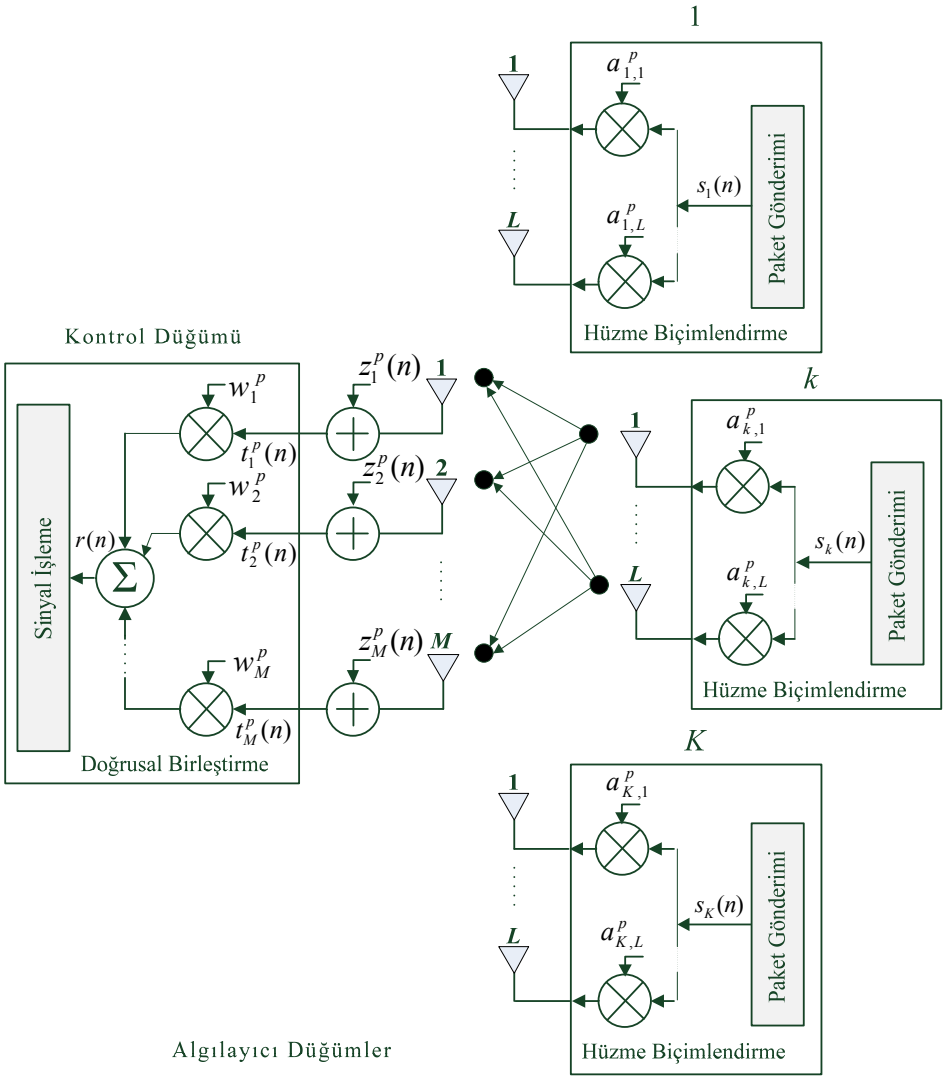
olarak bulunur. (4.15) eşitliğinde (4.13) ve (4.14) eşitlikleri kullanılarak birleştirilmiş sinyal,

$$\begin{aligned} r^p(n) &= (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{a}_k^p s_k^p(n) + (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{z}^p(n) \\ &= \sum_{m=1}^{M} \left[\left(w_m^p\right)^* \left(\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{a}_k^p\right) s_k^p(n) + \left(w_m^p\right)^* z_m^p(n) \right] \end{aligned} \tag{4.16}$$

şeklinde ifade edilir. Bu şekilde kontrol düğümünde alınan paket için ESNR değeri,

$$\gamma^p = \mathrm{E}\left[\left[\| (\mathbf{w}^p)^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{a}_k^p \|^2 \right]\right] \tag{4.17}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır.



Şekil 4.2. Önerilen ESNR planı için yukarı bağlantı kanal ve sinyal modeli

SC için (4.7) eşitliğiyle verilen ağırlık verme vektörü (4.17) eşitliğinde yerine yazılırsa ESNR değeri,

$$\gamma^{p} = (\mathbf{w}^{p})^{H} \mathbf{h}_{k,l^{*}} \mathbf{h}_{k,l^{*}}^{H} \mathbf{w}^{p} \tag{4.18}$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde, MRC için (4.10) eşitliğiyle verilen ağrılık verme vektörü (4.17) eşitliğinde yerine yazılırsa ESNR değeri,

$$\gamma^{p} = \mathrm{E}\left[\left[\| \mathbf{H}_{k} \mathbf{w}^{p} \|^{2} \right]\right] \tag{4.19}$$

olarak bulunur. Dikkat edilirse hem SC hem de MRC tekniklerinde, yukarı ve aşağı bağlantı için ESNR değerleri aynı olduğundan kanal karşıtlığı sağlanmıştır.

4.3. Optimum Eşik Seviyesinin Belirlenmesi

Önerilen ESNR planında optimum eşik seviyesi belirlenirken, daha önce bahsedilen önerilen SNR ve NSNR planlarında olduğu gibi başarılı paket olasılığı maksimum yapılacak şekilde optimizasyon gerçekleştirilmesi yoluna gidilmiştir. Kanal üzerinde başarılı paket gönderim olasılığı ifade edilirken seçilen doğrusal birleştirme tekniğine bağlı olarak ESNR metrik için PDF ifadesinden faydalanarak algılayıcı düğümlerden sadece birinin eşik seviyesi üzerinde, diğerlerinin ise altında kanal kazancına sahip olma olasılığı formüle edilmiştir. Anlatımı sadeleştirmek amacıyla önerilen ESNR planı seçmeli birleştirme kullanılarak uygulanırsa kısaca SC ile önerilen ESNR planı ve maksimum oran birleştirme kullanılarak uygulanırsa kısaca MRC ile önerilen ESNR planı olarak isimlendirilmiştir.

4.3.1. SC ile önerilen ESNR planı

Önerilen plan SC ile uygulandığında ESNR metriği için PDF ifadesi,

$$f_{\gamma}^{\mathrm{SC}}(\gamma) = \left(L / \overline{\gamma}\right)\left(1 - e^{-\gamma/\overline{\gamma}}\right)^{L-1} e^{-\gamma/\overline{\gamma}} \tag{4.20}$$

olarak verilmiştir. Binom açılımı yardımıyla PDF ifadesi,

$$f_{\gamma}^{\mathrm{SC}}(\gamma) = (L/\bar{\gamma})\sum_{j=0}^{L-1}(-1)^{j}\binom{L-1}{j}e^{-(1+j)\gamma/\bar{\gamma}} \tag{4.21}$$

şeklinde yeniden yazılabilir (Alouini ve Goldsmith, 1999). Burada Binom katsayısı,

$$\binom{L-1}{j} = \frac{(L-1)!}{(L-j-1)!\,j!} \tag{4.22}$$

olmak üzere $\bar{\gamma}$ terimi algılayıcı düğüm üzerindeki L antenden her birinin çıkışındaki ortalama SNR değerini göstermektedir. Buna göre herhangi bir algılayıcı düğümün eşik seviyesi üzerinde ESNR değerine sahip olma olasılığı ifadesi,

$$P_{\mathrm{SC}}(\gamma > \beta) = \int_{\beta}^{\infty}(L/\bar{\gamma})(1-e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}d\gamma = 1-(1-e^{-\beta/\bar{\gamma}})^{L} \tag{4.23}$$

olarak elde edilir. Başarılı paket gönderimi için algılayıcı düğümlerden sadece birinin eşik seviyesi üzerinde (diğerlerinin altında) ESNR değerine sahip olma olasılığı,

$$P_{\mathrm{SC}}(\beta) = K\left[1-(1-e^{-\beta/\bar{\gamma}})^{L}\right]\left[(1-e^{-\beta/\bar{\gamma}})^{L}\right]^{K-1} \tag{4.24}$$

şeklinde formüle edilir. Bu olasılık ifadesinin eşik seviyesine göre türevi alınıp sıfıra eşitlenerek başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapan optimum eşik seviyesi,

$$\beta_{\mathrm{SC}} = -\bar{\gamma}\ln\left(1-\sqrt[L]{\frac{K-1}{K}}\right) \tag{4.25}$$

formülüyle bulunur. Elde edilen optimum eşik seviyesi ifadesi kullanılarak SC ile önerilen ESNR planı için başarılı paket, boş dinleme ve çarpışma olasılıkları sırasıyla

$$P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}}) = K\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]\left[(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]^{K-1} = \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}, \tag{4.26}$$

$$P_{\mathrm{SC}}^{\text{boş}}(\beta_{\mathrm{SC}}) = \left[(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]^{K} = \left(1-\frac{1}{K}\right)^{K}, \tag{4.27}$$

$$P_{\mathrm{SC}}^{\text{çarpışma}}(\beta_{\mathrm{SC}}) = 1-P_{\mathrm{SC}}-P_{\mathrm{SC}}^{\text{boş}} = 1-\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K-1}-\left(1-\frac{1}{K}\right)^{K} \tag{4.28}$$

şeklinde ifade edilebilir. Görüldüğü gibi bulunan bu ifadeler daha önce önerilen SNR ve NSNR planları ile elde edilen ifadelerin aynısıdır.

SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik hesaplanırken sistem ESNR $\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}$ metriği kullanılmıştır. Sistem ESNR metriği için PDF ifadesi, işlem basamakları Ek-3'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\begin{aligned} f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) = {} & [1-P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})]\delta(\gamma) + \left(\frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})}{1-(1-e^{-\beta_{SC}/\bar{\gamma}})^{L}}\right)(L/\bar{\gamma})(1-e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} \\ & \times e^{-\gamma/\bar{\gamma}}u(\gamma-\beta_{\mathrm{SC}}) \end{aligned} \tag{4.29}$$

şeklinde bulunur. Elde edilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi kullanılarak SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik, işlem basamakları Ek-4'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\begin{aligned} \psi_{\mathrm{SC}} = \int_{0}^{\infty}\log_2(1+\gamma)f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma)d\gamma = {} & \frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})L}{\ln 2\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}\sum_{j=0}^{L-1}\frac{(-1)^{j}\binom{L-1}{j}}{1+j} \\ & \times\left[\ln\left(1+\beta_{\mathrm{SC}}\right)e^{-(1+j)\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}} + e^{(1+j)/\bar{\gamma}}E_1\left((1+\beta_{\mathrm{SC}})(1+j)/\bar{\gamma}\right)\right] \end{aligned} \tag{4.30}$$

formülüyle hesaplanabilir. SC ile statik TDMA planında spektral verimlilik ifadesi ise,

$$\psi_{\mathrm{SC}}^{\text{Statik}} = \int_{0}^{\infty}\log_2(1+\gamma)f_{\gamma_k}^{\mathrm{SC}}(\gamma)d\gamma = \frac{L}{\ln 2}\sum_{j=0}^{L-1}(-1)^{j}\binom{L-1}{j}e^{(1+j)/\bar{\gamma}}\frac{E_1\left((1+j)/\bar{\gamma}\right)}{1+j} \tag{4.31}$$

olarak verilmiştir (Alouini ve Goldsmith, 1999).

SC ile önerilen ESNR planında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri hesaplanırken kullanılan başarılı paket ESNR metriği $\widehat{\gamma}_{\mathrm{SC}}$ için PDF ifadesi,

$$f_{\widehat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma)=\frac{L(1-e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}\left[1-(1-e^{-\beta_{SC}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}u(\gamma-\beta_{\mathrm{SC}}) \tag{4.32}$$

olarak elde edilir. Burada yine Binom açılımı kullanılarak PDF ifadesi,

$$f_{\widehat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma)=\frac{L}{\bar{\gamma}\left[1-(1-e^{-\beta_{SC}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}\sum_{j=0}^{L-1}(-1)^{j}\binom{L-1}{j}e^{-(1+j)\gamma/\bar{\gamma}}u(\gamma-\beta_{\mathrm{SC}}) \tag{4.33}$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Başarılı paketlerin ortalama SNR değeri, işlem basamakları Ek-5'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\rho_{\mathrm{SC}}=\int_{0}^{\infty}\gamma f_{\widehat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma)d\gamma=\frac{\bar{\gamma}L}{\left[1-(1-e^{-\beta_{SC}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}\sum_{j=0}^{L-1}\frac{(-1)^{j}\binom{L-1}{j}}{(1+j)^{2}}\Gamma_{c}\left(2,(1+j)\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}\right) \tag{4.34}$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır. SC ile statik TDMA planında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ise,

$$\rho_{\mathrm{SC}}^{\mathrm{Statik}}=\int_{0}^{\infty}\gamma f_{\gamma_{\mathrm{SC}}}(\gamma)d\gamma=\bar{\gamma}L\sum_{j=0}^{L-1}\frac{(-1)^{j}\binom{L-1}{j}}{(1+j)^{2}} \tag{4.35}$$

formülüyle hesaplanır. Bulunan ifadeler incelenirse SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri L, K ve $\bar{\gamma}$ parametrelerinin fonksiyonudur. Buna karşın SC ile statik TDMA planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri sadece L ve $\bar{\gamma}$ parametrelerine bağlı olarak değişir.

4.3.2. MRC ile önerilen ESNR planı

Önerilen plan MRC ile uygulandığında ESNR metriği için PDF ifadesi

$$f_{\gamma}^{\mathrm{MRC}}(\gamma)=\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!} \tag{4.36}$$

olarak verilmiştir (Alouini ve Goldsmith, 1999). Buna göre herhangi bir algılayıcı düğümün eşik seviyesi üzerinde ESNR değerine sahip olma olasılığı,

$$P_{\mathrm{MRC}}(\gamma>\beta)=\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma=\frac{\Gamma_c(L,\beta/\bar{\gamma})}{(L-1)!} \tag{4.37}$$

şeklinde ifade edilir. Başarılı paket gönderimi için algılayıcı düğümlerden sadece birinin eşik seviyesi üzerinde (diğerlerinin altında) ESNR değerine sahip olma olasılığı ifadesi,

$$P_{\mathrm{MRC}}(\beta)=K\left(\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)\left(\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1} \tag{4.38}$$

olarak formüle edilir. Başarılı paket gönderim olasılığını maksimum yapacak optimum eşik seviyesi, işlem basamakları Ek-6'da ayrıntılı olarak açıklandığı gibi,

$$\frac{\Gamma_c(L,\beta/\bar{\gamma})}{(L-1)!}=\frac{1}{K} \tag{4.39}$$

eşitliği kullanılarak bulunur. Elde edilen ifadenin karmaşık yapısından dolayı optimum eşik seviyesi β_{MRC} kapalı formda bulunamayacağından nümerik olarak hesaplanmıştır.

MRC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik hesaplanırken sistem ESNR $\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}$ metriği kullanılmıştır. Sistem ESNR metriği için PDF ifadesi, işlem basamakları Ek-7'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\Omega = e^{-\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma})^j}{j!} \tag{4.40}$$

olmak üzere

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) = [1 - P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})]\delta(\gamma) + \left(\frac{P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})}{\Omega}\right) \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^L (L-1)!} u(\gamma - \beta_{\mathrm{MRC}}) \tag{4.41}$$

şeklinde bulunur. Elde edilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi kullanılarak MRC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{MRC}} = \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) d\gamma \tag{4.42}$$

integrali hesaplanarak bulunur. (4.41) eşitliğinde verilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi yine kapalı formda elde edilemediğinden, spektral verimlilik nümerik olarak hesaplanmıştır. Buna karşın statik TDMA planında spektral verimlilik ifadesi, işlem basamakları Ek-8'de ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\begin{aligned} \psi_{\mathrm{MRC}}^{\mathrm{Statik}} &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) f_{\gamma_k}^{\mathrm{MRC}}(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(-1/\bar{\gamma})^{L-j-1}}{(L-j-1)!} \left[e^{1/\bar{\gamma}} E_1\left(1/\bar{\gamma}\right) + \sum_{m=1}^{L-j-1} (m-1)! \bar{\gamma}^m \right] \end{aligned} \tag{4.43}$$

şeklinde elde edilir.

MRC ile önerilen ESNR planında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri hesaplanırken kullanılan başarılı paket ESNR metriği $\hat{\bar{\gamma}}_{\mathrm{MRC}}$ için PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\bar{\gamma}}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\Omega}\right) \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^L (L-1)!} u(\gamma - \beta_{\mathrm{MRC}}) \tag{4.44}$$

olarak elde edilir. Başarılı paketlerin ortalama SNR değeri, işlem basamakları Ek-9'da ayrıntılı olarak gösterildiği gibi,

$$\rho_{\mathrm{MRC}} = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\Omega} \int_{\beta_{\mathrm{MRC}}}^{\infty} \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L} (L-1)!} d\gamma = \frac{\bar{\gamma}}{\Omega (L-1)!} \Gamma_c(L+1, \beta_{\mathrm{MRC}} / \bar{\gamma}) \quad (4.45)$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır. MRC ile statik TDMA planında ortalama SNR değeri

$$\rho_{\mathrm{MRC}}^{\mathrm{Statik}} = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) d\gamma = \bar{\gamma} L \quad (4.46)$$

ifadesi ile elde edilir. MRC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ve başarılı paketlerin ortalama SNR değeri L, K ve $\bar{\gamma}$ parametrelerinin fonksiyonu iken MRC ile statik TDMA planında sadece L ve $\bar{\gamma}$ parametreleri etkili olur.

4.4. Performans Analizi

Bu tez çalışmasında SC ve MRC teknikleri kullanılarak önerilen ESNR planının başarısı, bulunan analitik ifadeler yanında istatistiksel (Monte Carlo) bilgisayar benzetimi yapılarak test edilmiştir. Performans analizinde spektral verimlilik, başarılı paket sinyal kalitesi, enerji verimliliği ve adaletlilik gibi çeşitli servis kalitesi ölçütleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar kontrol düğümünde anten sayısı M, algılayıcı düğümlerde anten sayısı L ve algılayıcı düğüm sayısı K parametrelerinin farklı değerleri için grafiksel olarak gösterilmiştir. Önerilen ESNR planı, önceki bölümde incelenen önerilen SNR planı ile karşılaştırılarak algılayıcı düğümlerde çoklu antenler kullanılmasıyla elde edilen anten çeşitlemesinin sistem performansı üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Bununla birlikte önerilen ESNR planı, yine SC ve MRC tekniklerinden faydalanılan statik TDMA planıyla karşılaştırılmıştır.

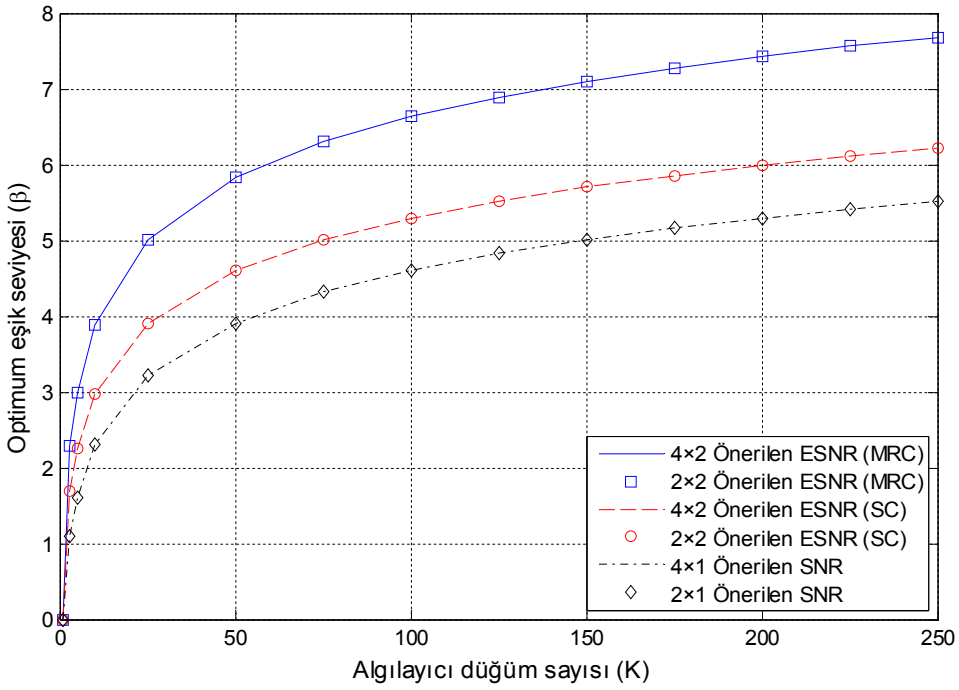
Analitik ifadeler yardımıyla elde edilen sonuçlara yaklaşım sağlayabilmek için bilgisayar benzetiminde çerçeve sayısı (Monte Carlo denemelerinin tekrarlanma sayısı) 1000 olarak seçilmiştir. Ayrıca her çerçeve, algılayıcı düğüm sayısına eşit sayıda zaman dilimine bölünerek statik TDMA planıyla adil karşılaştırma yapmak üzere uygun test koşulları oluşturulmuştur. Performans analizinde $M \geq L$ olmak şartıyla $M = 2,4$ ve $L = 2,4$ değerleri için 4×4, 4×2 ve 2×2 sistemler göz önünde bulundurularak, algılayıcı düğüm sayısı $K = 1,...,250$ aralığında değiştirilmiştir. Yapılan hesaplamalarda kolaylık sağlamak için ortalama SNR değeri $\bar{\gamma} = 1$ (0 dB) olarak alınmıştır.

4.4.1. Optimum eşik seviyesi analizi

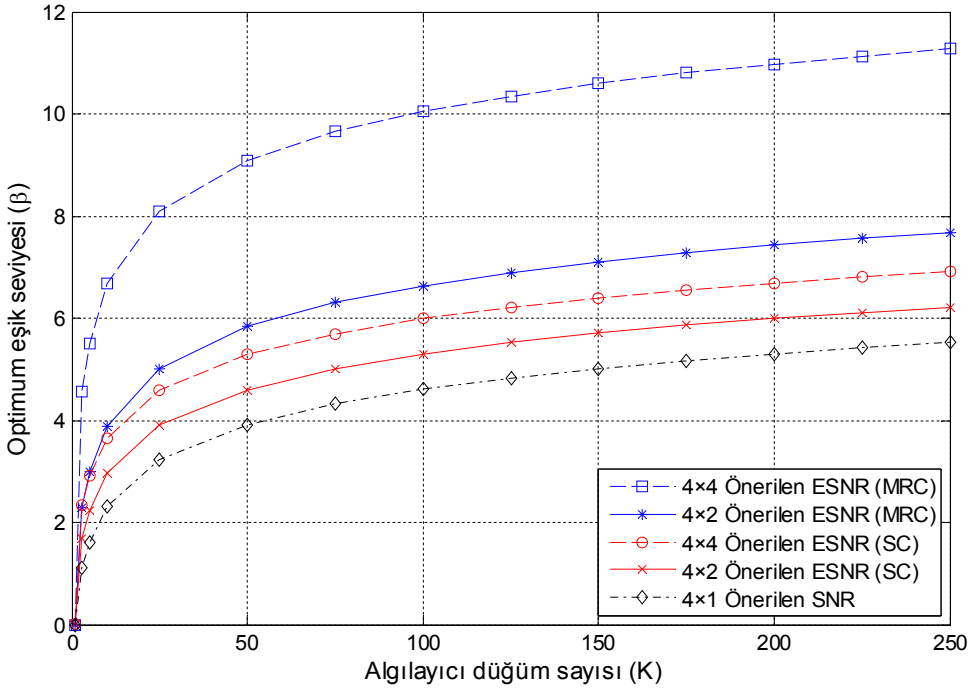
Bu tez kapsamında SC ve MRC ile önerilen ESNR planı için optimum eşik seviyesi ifadeleri sırasıyla (4.37) ve (4.42) eşitlikleriyle elde edilmiştir. Bu ifadelerden faydalanarak yapılan analitik hesaplamalar yardımıyla optimum eşik seviyesinin sistem parametrelerine bağlı olarak değişimi incelenmiştir.

Şekil 4.3'de 4×2 ve 2×2 sistemlerde optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen ESNR planında optimum eşik seviyesi kontrol düğümünde anten sayısı M parametresinden bağımsızdır. Algılayıcı düğüm sayısı K arttığında önerilen SNR planında olduğu gibi optimum eşik seviyesi yükseldiğinden, paket gönderimi daha seçici gerçekleşir.

Şekil 4.4'de 4×4 ve 4×2 sistemlerde optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Algılayıcı düğümler üzerinde anten sayısı L arttığında optimum eşik seviyesi yükselir. MRC ile önerilen ESNR planında hesaplanan optimum eşik seviyesi, aynı algılayıcı düğüm sayısında SC ile önerilen ESNR planında hesaplanan optimum eşik seviyesine göre daha yüksektir.



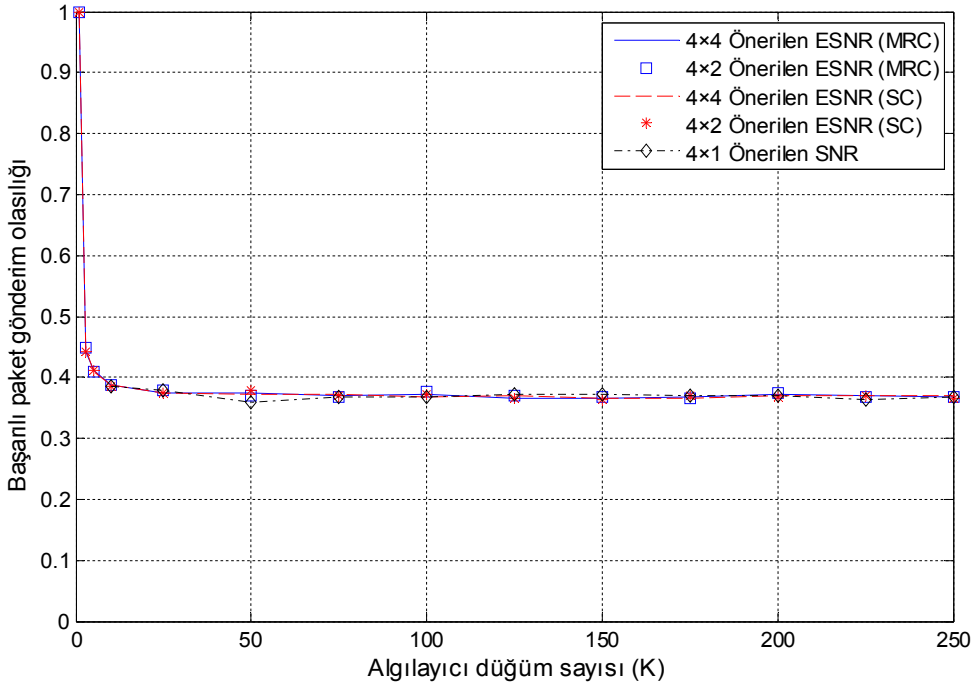
Şekil 4.3. $L = 2$ için optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



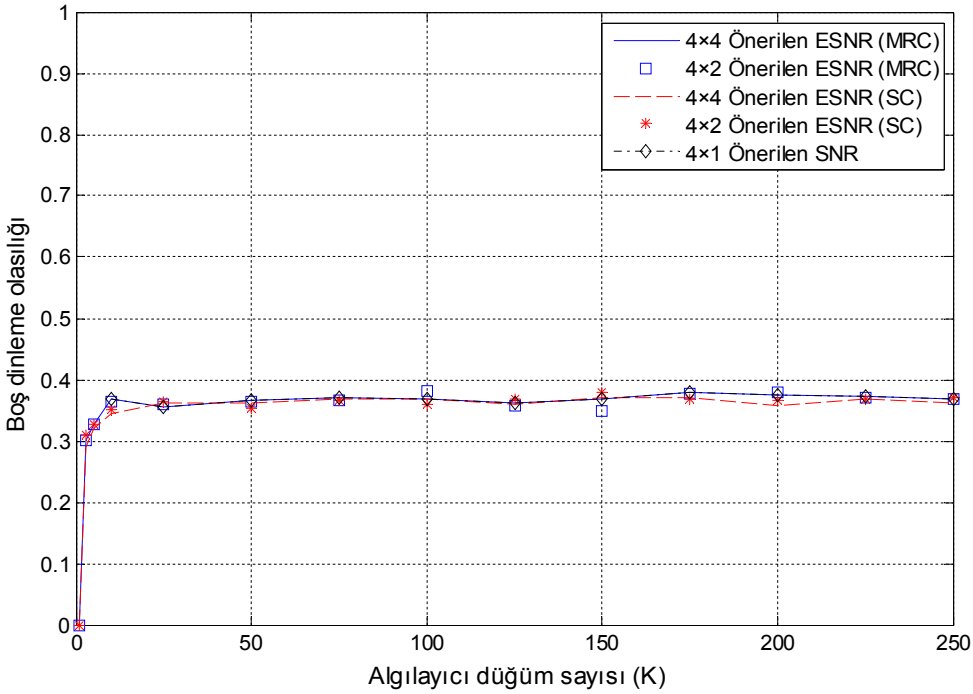
Şekil 4.4. $M = 4$ için optimum eşik seviyesinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

4.4.2. Kanal durumu analizi

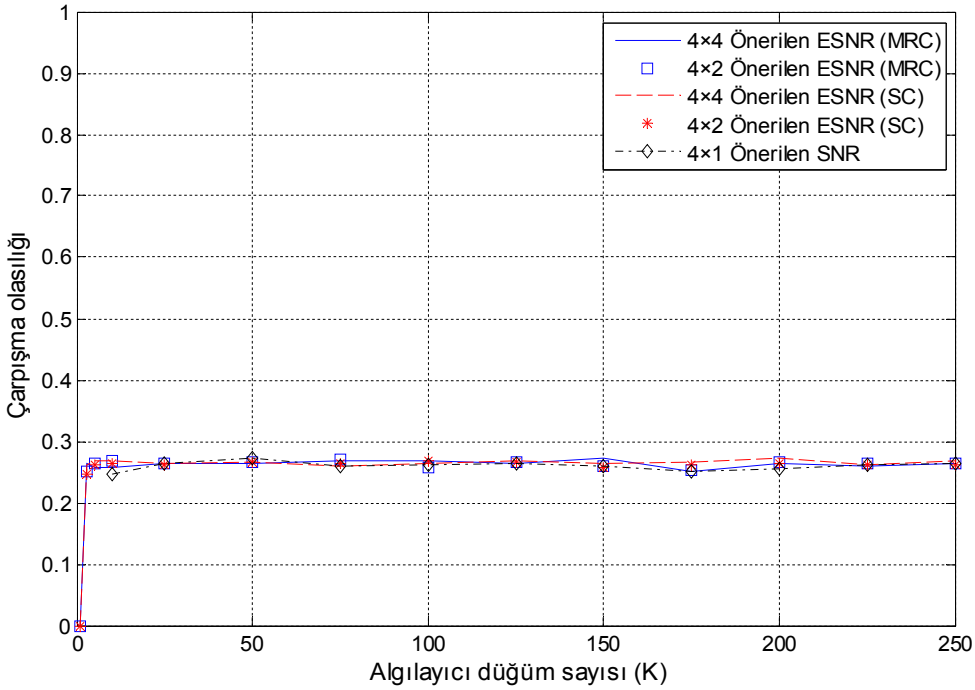
Bu tez kapsamında SC ile önerilen ESNR planında başarılı paket, boş dinleme ve çarpışma olasılığı ifadeleri sırasıyla (4.26), (4.27) ve (4.28) eşitlikleriyle verilmiştir. Buna karşın MRC ile önerilen ENSR planında optimum eşik seviyesi ifadesi analitik olarak elde edilemediğinden, kanal durum olasılıklarının nümerik hesaplanması yoluna gidilmiştir. 4×2 ve 4×4 sistemler için başarılı paket gönderim olasılığı, boş dinleme olasılığı ve çarpışma olasılığının algılayıcı düğüm sayısına göre değişimleri sırasıyla Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Hem SC hem de MRC ile önerilen ESNR planlarında kanal durum olasılıkları aynı olup başarılı paket gönderim olasılığı 0,368'e, boş dinleme olasılığı 0,367'ye ve çarpışma olasılığı ise 0,265'e yaklaşmaktadır.



Şekil 4.5. Başarılı paket gönderim olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 4.6. Boş dinleme olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



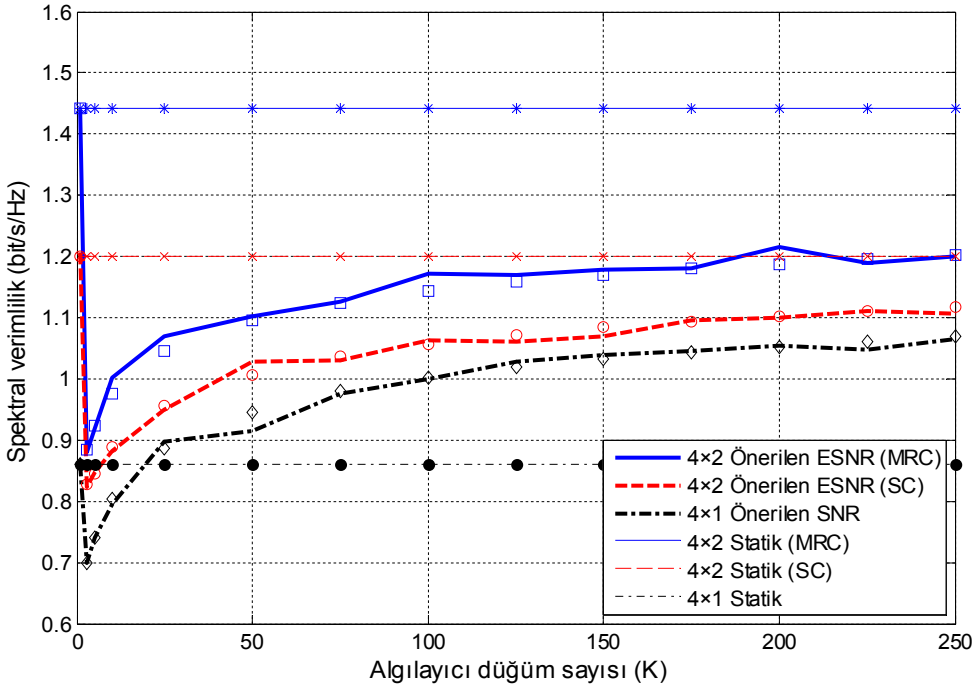
Şekil 4.7. Çarpışma olasılığının algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

4.4.3. Spektral verimlilik analizi

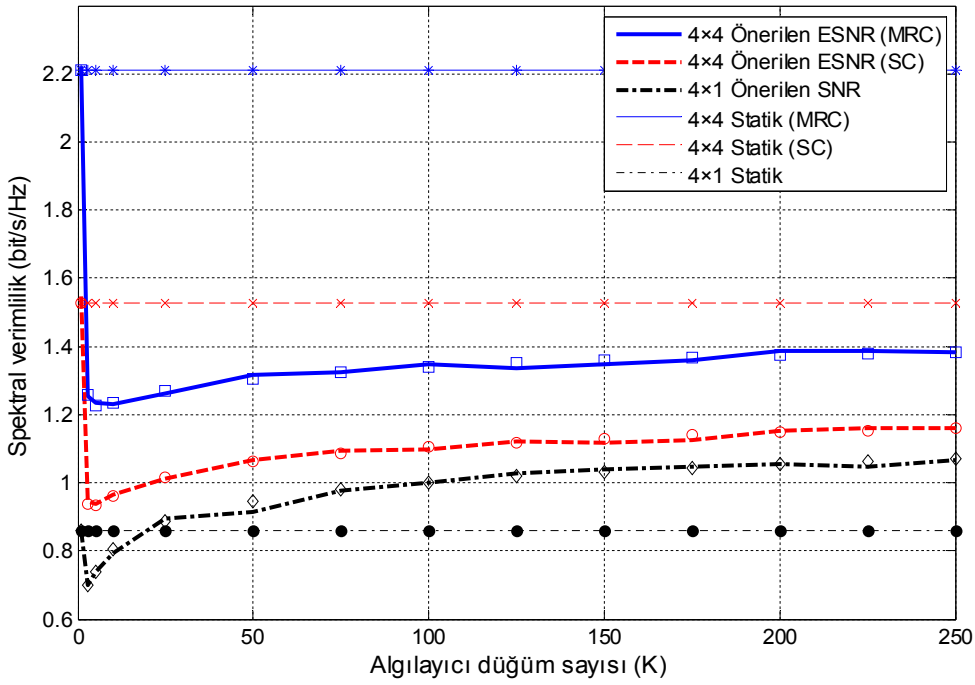
Bu tez kapsamında SC ve MRC ile önerilen ESNR planı için spektral verimlilik ifadeleri sırasıyla (4.30) ve (4.42) eşitlikleriyle elde edilmiştir. Ayrıca SC ve MRC ile statik TDMA planı için spektral verimlilik ifadeleri sırasıyla (4.31) ve (4.43) eşitlikleriyle verilmiştir.

Şekil 4.8'de 4×2 sistem üzerinde spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen ESNR planında algılayıcı düğüm sayısı arttığında çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı yükseleceğinden spektral verimlilik artar. MRC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik, aynı algılayıcı düğüm sayısında SC ile önerilen ESNR planından daha fazladır. Dikkat edilirse analitik hesaplamalar ile benzetim sonuçları birbirleriyle tam olarak örtüşmektedir.

Şekil 4.9'de 4×4 sistem üzerinde spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Önerilen ESNR planında algılayıcı düğümler üzerinde anten sayısı arttığında, 4×1 sistem ile önerilen SNR planına göre daha fazla spektral verimlilik artışı sağlanmıştır. Buna karşın SC ve MRC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik, SC ve MRC ile statik TDMA planına göre daha düşüktür.



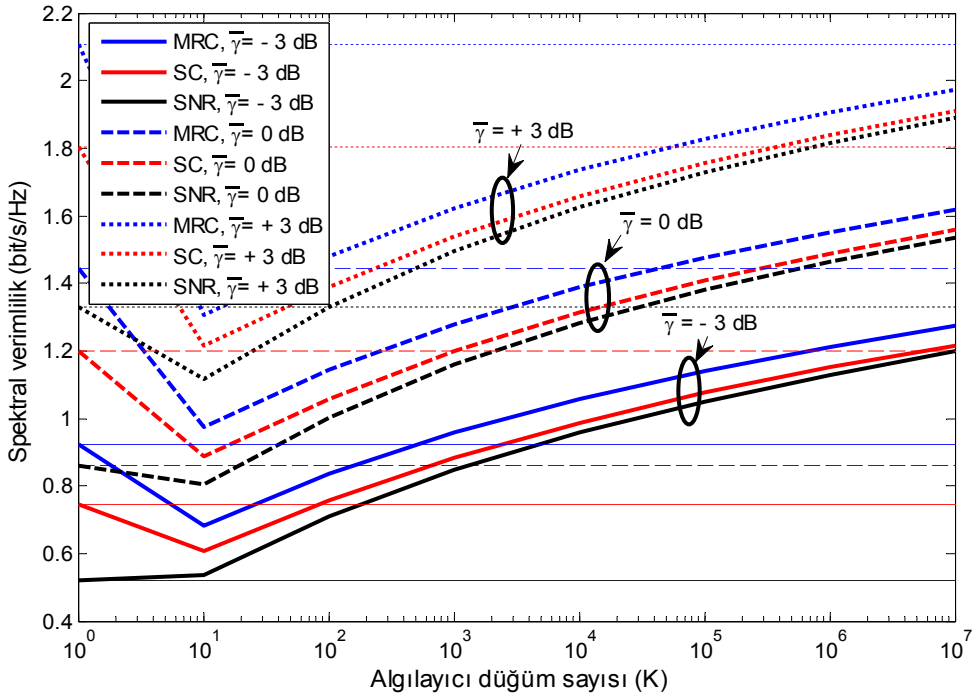
Şekil 4.8. 4×2 MIMO için spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 4.9. 4×4 MIMO için spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da çizgiler benzetim sonuçlarını, işaretleyiciler ise analitik sonuçları göstermektedir. Analitik sonuçları göstermek için önerilen ESNR planı ve statik TDMA planında sırasıyla MRC için □ ve *, SC için ○ ve ×, SNR için ◊ ve ● işaretleyicileri kullanılmıştır.

Bununla birlikte ortalama SNR değerinin spektral verimlilik üzerinde etkisini görmek üzere, pratikte karşılaşılabilecek algılayıcı düğüm sayısı değerlerinin üzerine çıkılarak spektral verimlilik analizi genişletilmiştir. Şekil 4.10'da 4×2 sistem üzerinde $\overline{\gamma} = -3,\ 0,\ +3$ dB değerleri için spektral verimliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Hem önerilen ESNR planı hem de statik TDMA planında ortalama SNR değeri arttığında spektral verimlilik yükselmektedir. Fakat boş dinleme ve çarpışma dezavantajlarından dolayı bu tez çalışmasında önerilen ESNR planında spektral verimlilik artışı, statik TDMA planı kadar fazla değildir. Bu sebepten önerilen planın performansı, özellikle ortalama SNR değerinin yüksek olduğu kanal koşullarında statik TDMA planına göre daha düşüktür. $\overline{\gamma} = +3$ dB için önerilen ESNR planı verilen ölçekte statik TDMA planını yakalayamaz. Buna karşın $\overline{\gamma} = -3$ dB için SC ile önerilen ESNR planında $K = 100$ ve MRC ile önerilen ESNR planında $K = 700$ değerinin üzerinde statik TDMA planından daha yüksek spektral verimlilik sağlanır.

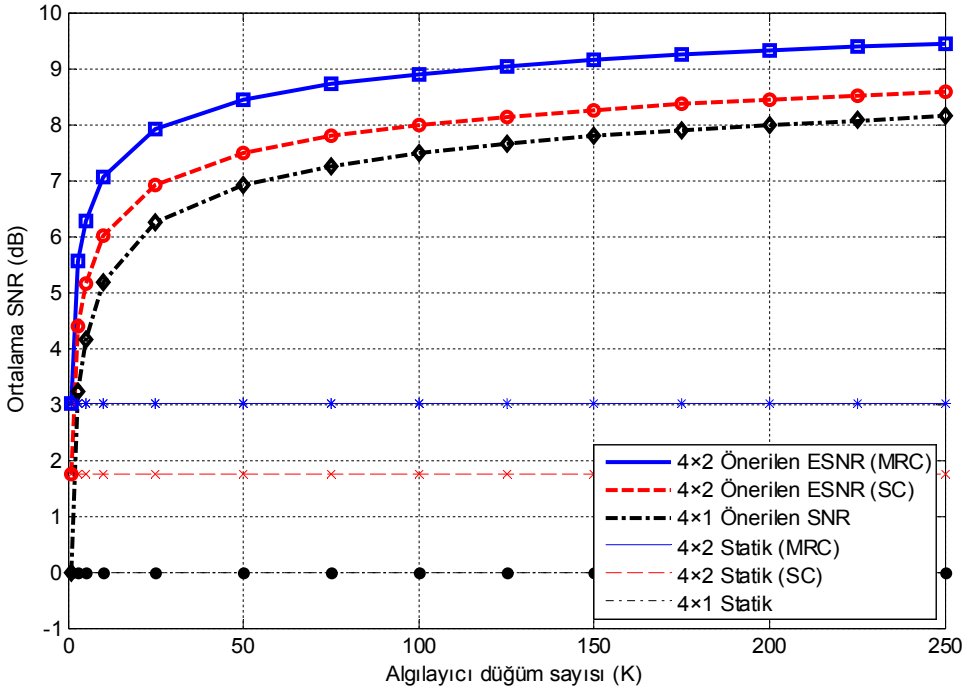


Şekil 4.10. 4×2 MIMO için spektral verimliliğin ortalama SNR değeri ile değişimi

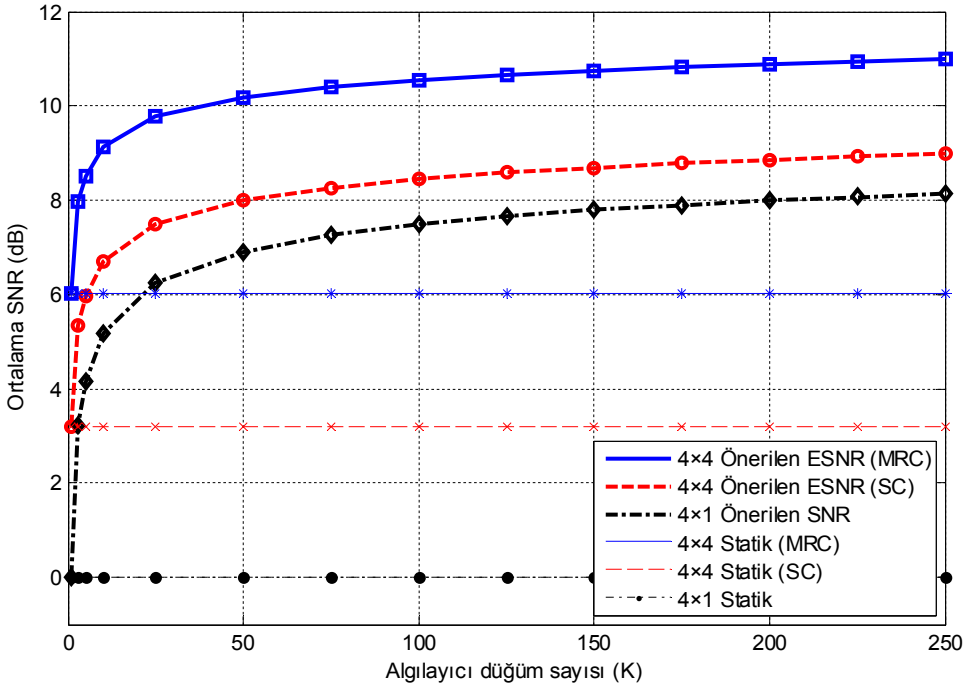
4.4.4. Sinyal kalitesi analizi

Bu tez kapsamında SC ve MRC ile önerilen ESNR planı için başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ifadeleri sırasıyla (4.34) ve (4.45) eşitlikleriyle verilmiştir. Ayrıca, SC ve MRC ile statik TDMA planı için başarılı paketlerin ortalama SNR ifadeleri sırasıyla (4.35) ve (4.46) eşitlikleriyle verilmiştir. Şekil 4.11'de 4×2 sistem üzerinde başarılı paketlerin ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. SC ve MRC ile önerilen ESNR planında algılayıcı düğüm sayısı arttığında, başarılı paketlerin ortalama SNR değeri de artar. Buna karşın statik TDMA planında başarılı paketlerin sinyal kalitesi algılayıcı düğüm sayısından bağımsızdır. MRC ile önerilen ESNR planında ortalama SNR değeri, aynı algılayıcı düğüm sayısında SC ile önerilen ESNR planına göre daha yüksektir.

Şekil 4.12'de 4×4 sistem üzerinde başarılı paketlerin ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. SC ve MRC ile önerilen ESNR planında algılayıcı düğümler üzerinde anten sayısı arttığında, 4×1 sistem ile önerilen SNR planına göre sinyal kalitesinde artış sağlanmıştır. Önerilen ESNR planında başarılı paketlerin ortalama SNR değeri, statik TDMA planına göre daha yüksektir.



Şekil 4.11. 4×2 MIMO için başarılı paket ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

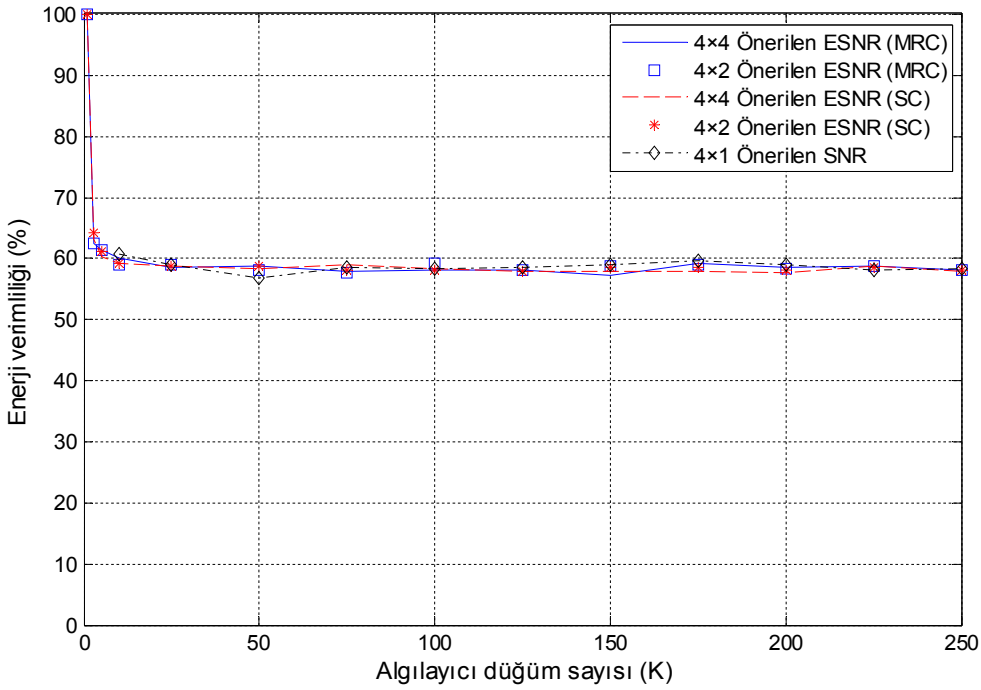


Şekil 4.12. 4×4 MIMO için başarılı paket ortalama SNR değerinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de çizgiler benzetim sonuçlarını, işaretleyiciler ise analitik sonuçları göstermektedir. Analitik sonuçları göstermek için önerilen ESNR planı ve statik TDMA planında sırasıyla MRC için □ ve *, SC için ○ ve ×, SNR için ◊ ve ● işaretleyicileri kullanılmıştır.

4.4.5. Enerji verimliliği analizi

Paket gönderiminde çarpışma sebebiyle boşa harcanan enerjiyi incelemek amacıyla bilgisayar benzetimine dayanan enerji verimliliği analizi gerçekleştirilmiştir. Enerji verimliliği, daha önce tanımlandığı gibi gönderilen başarılı paket sayısının tüm paket gönderim girişimleri sayısına oranı olarak ölçülmüştür (Phan ve Kim, 2007). Şekil 4.13'de 4×4 ve 4×2 sistemler üzerinde enerji verimliliğinin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. 4×1 sistem üzerinde önerilen SNR planında olduğu gibi, SC ve MRC ile önerilen ESNR planında kanal durum olasılıklarının aynı olması sebebiyle enerji verimliliği % 58,13'e yaklaşmaktadır.



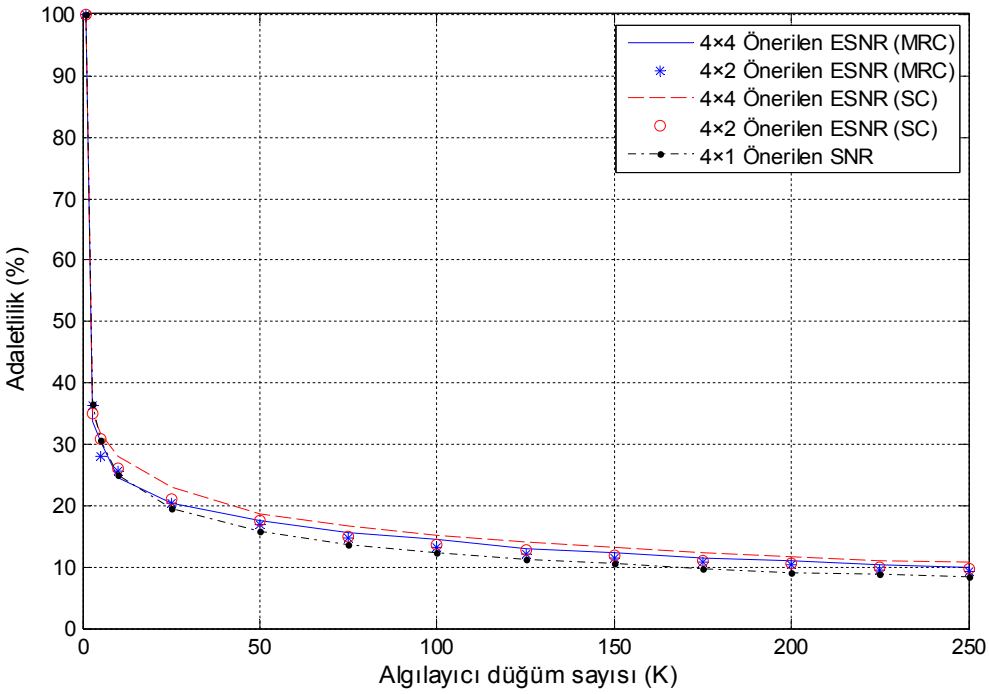
Şekil 4.13. Enerji verimliliğinin algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

4.4.6. Adaletlilik analizi

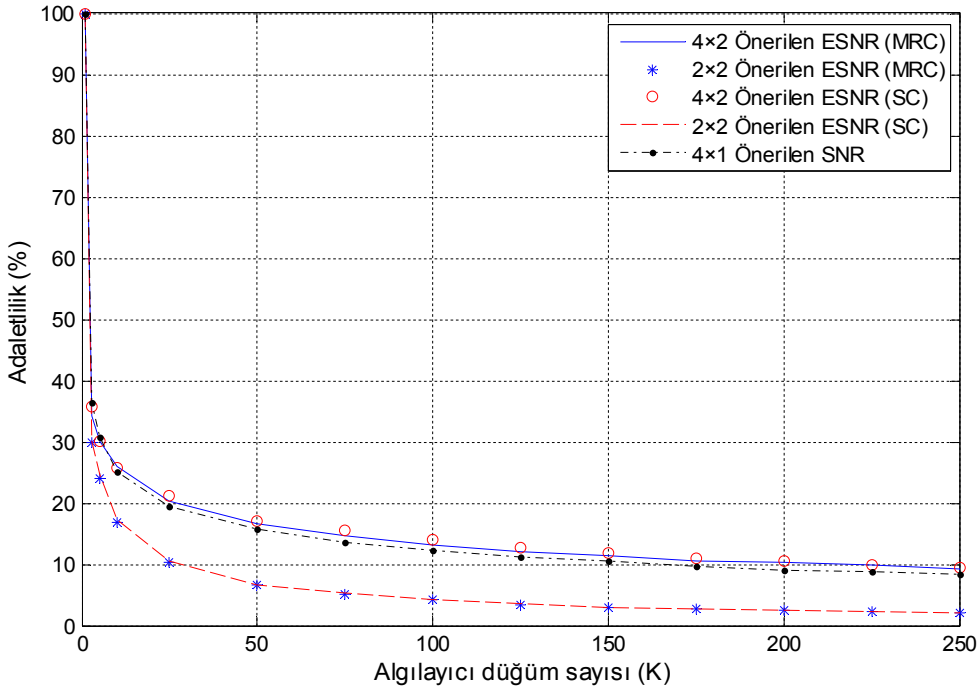
Bu tez kapsamında önerilen ESNR planında kanal erişiminin algılayıcı düğümler arasında ne kadar adaletli dağıldığını ölçmek için bilgisayar benzetimine dayanan adaletlilik analizi gerçekleştirilmiştir. Adaletlilik, en az bir defa başarılı paket gönderen algılayıcı düğüm sayısının toplam algılayıcı düğüm sayısına oranı şeklinde ölçülmüştür. Statik TDMA planında olduğu gibi bir çerçeve boyunca her zaman diliminde farklı bir algılayıcı düğüm paket gönderirse ağda adaletlilik % 100 olacaktır.

Şekil 4.14'de 4×4 ve 4×2 sistemler üzerinde adaletliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar birbirine çok yakın olup, önerilen ESNR planında adaletlilik algılayıcı düğümler üzerindeki anten sayısından bağımsızdır. Buna karşın algılayıcı düğüm sayısı arttığında adaletlilik giderek azalır.

Şekil 4.15'de 4×2 ve 2×2 sistemler üzerinde adaletliliğin algılayıcı düğüm sayısına göre değişimi gösterilmiştir. Dikkate edilirse önerilen ESNR planında kontrol düğümü üzerindeki anten sayısı arttığında, adaletlilik de artmaktadır. Hem SC hem de MRC ile önerilen ESNR planlarında aynı algılayıcı düğüm sayısı için adaletlilik birbirine çok yakındır.



Şekil 4.14. Adaletliliğin 4×4 ve 4×2 sistemler için algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi



Şekil 4.15. Adaletliliğin 4×2 ve 2×2 sistemler için algılayıcı düğüm sayısı ile değişimi

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, kablosuz algılayıcı ağlarda paket gönderimini organize etmek üzere eşik tabanlı fırsatçı paket gönderim planı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Algılayıcı düğümlerin tek antenli ve çoklu antenlerle donatıldığı iki farklı senaryo için önerilen fırsatçı paket gönderim planı kullanılarak geleneksel statik TDMA planına göre spektral verimlilik ve sinyal kalitesi bakımından performans artışı sağlanmaya çalışılmıştır. Bu tez kapsamında elde edilen analitik çözüm ve bilgisayar benzetimine dayalı bulgular, bu bölümde genel hatlarıyla özetlenmiştir. Ayrıca, bu tez çalışmasıyla literatüre yapılan bilimsel katkıları başlangıç noktası kabul ederek gelecekte yapılabilecek çeşitli araştırma konuları için bazı önerilerde bulunulmuştur.

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında çok kullanıcı çeşitlemesi, fırsatçı hüzme biçimlendirme ve uzaysal çeşitleme tekniklerinden faydalanarak hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağların yukarı bağlantı kanalında algılayıcı düğümlerin kanal paylaşımını organize edecek yeni bir paket gönderim planı geliştirilmiştir. Önerilen planın temelinde fiziksel katmanda elde edilen kanal durum bilgisinin, MAC katmanında algılayıcı düğümlerin paket gönderim kararları verilirken kullanıldığı katmanlar arası tasarım yaklaşımı bulunmaktadır. Kablosuz algılayıcı ağların yukarı bağlantı kanalında kısıtlamalar sebebiyle, algılayıcı düğümlerin kanal durum bilgisinin merkezde toplanması mümkün değildir. Bu tez çalışmasıyla önerilen planda kanal durum bilgisi algılayıcı düğümlerin kendi üzerlerinde bulunduğu durumda kullanılmış ve böylece dağıtılmış çok kullanıcı çeşitlemesi uygulanarak toplam kanal kapasitesinin artırılmasına çalışılmıştır.

Önerilen plan ile algılayıcı düğümlerden kontrol düğümüne periyodik olarak geri besleme yapılmasına gerek duyulmadığından kontrol sinyali yükü azaltılmış ve aynı zamanda merkezi otoriteden bağımsız paket gönderimine imkân sağlanmıştır. Paket gönderimi kontrol düğümü tarafından organize edilmediğinden meydana gelen çarpışma ve boş dinleme durumları sebebiyle kayıplar ortaya çıkar. Bu sebepten merkezi fırsatçı zamanlama planında olduğu gibi çok kullanıcı çeşitlemesinden maksimum kazanç sağlanamaz. Buna karşın sürekli kanal durumu iyi olan algılayıcı düğümlerin paket gönderimine izin verilmesiyle, dönüşümlü zamanlama planına göre spektral verimlilik ve alınan başarılı paketlerin sinyal kalitesi bakımından avantaj sağlanmıştır.

Önerilen planda algılayıcı düğümlerin paket gönderimi TDMA tekniği yardımıyla bağımsız zaman dilimleri içerisinde gerçekleşmektedir. Oluşturulan dağınık fırsatçı zamanlama planı yardımıyla güncel eşik seviyesinin her çerçeve başında algılayıcı düğümler tarafından hesaplanmasıyla, zamanlamaya dayalı MAC protokolü kurgusuna ölçeklenebilirlik özelliği kazandırılmıştır. Böylece enerjisi bitip ağdan ayrılan veya ağa yeni bağlanan algılayıcı düğümler sebebiyle oluşturulan zamanlama planında senkronizasyonun bozulması problemi ortadan kaldırılır.

Önerilen plan öncelikle algılayıcı düğümlerin tek antenli olduğu durumda, kanal kazancı SNR ve NSNR metrikleriyle ölçülerek uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar üçüncü bölümde literatürde sıkça kullanılan statik TDMA planı ve önerilen planla aynı karakteristikte maksimum olabilirlik planıyla karşılaştırılmıştır. Ayrıca çarpışma ve boş dinleme sebebiyle çok kullanıcı çeşitlemesi kazancı kaybının performansa etkisini görmek amacıyla maksimum SNR/NSNR planları da karşılaştırmaya dâhil edilmiştir.

Elde edilen analitik ifadeler ve benzetim sonuçları, önerilen SNR planı kullanılarak sistem içinde yeterli sayıda algılayıcı düğüm bulunması durumunda algılayıcı düğümlerin kanal durumlarının dikkate alınmadığı statik TDMA planına göre spektral verimlilik artışı sağlanacağı göstermiştir. Bunun yanında kontrol düğümünün yeterli sayıda anten ile donatılması durumunda, önerilen NSNR planı yine statik TDMA planına göre spektral verimlilik bakımından avantaj sağlamaktadır. Her ne kadar önerilen SNR/NSNR planlarında merkezi zamanlamaya dayanan maksimum SNR/NSNR planlarına göre önemli ölçüde spektral verimlilik kaybı olsa da, geri beslemeden kaynaklanan kontrol sinyali yükünün ortadan kaldırılması hem sistemin hantal yapısının basitleştirilmesi hem de algılayıcı düğümlerin enerji tüketiminin düşürülmesi bakımından oldukça önemlidir.

Önerilen plan hem SNR hem de NSNR metrik ile uygulandığında alınan başarılı paketlerin ortalama SNR değeri, statik TDMA planına göre önemli ölçüde artırılarak kurulan kablosuz bağlantının sinyal kalitesi yükseltilmiştir. Bunun ötesinde algılayıcı düğümler ancak belirlenen eşik seviyesi üzerinde kanal kazancına sahip olduklarında paket gönderimi gerçekleştirdiklerinden, önerilen SNR planıyla maksimum SNR planına ve önerilen NSNR planıyla da maksimum NSNR planına göre daha yüksek sinyal kalitesiyle başarılı paket gönderimi gerçekleştirilmiştir. Çok kullanıcı çeşitlemesi kazancına bağlı olarak sinyal kalitesinin yükseltilmesiyle, önerilen plan kullanılarak BER düşürülür. Buna alternatif olarak aynı BER, daha düşük SNR değeriyle gerçekleştirilebilir. Böylece algılayıcı düğümlerin enerji tüketimi oldukça düşürülür.

Önerilen planın en önemli dezavantajı, çarpışma ve boş dinleme sebebiyle enerji verimliliği ve adaletlilik gibi servis kalitesi ölçütlerinin statik TDMA planına göre daha kötü olmasıdır. Önerilen SNR planı spektral verimlilik ve bağlantı kalitesi bakımından önerilen NSNR planına göre daha yüksek performans sunar. Buna karşın önerilen NSNR planı adaletlilik bakımından önerilen SNR planından daha iyi sonuç verir.

Düşünülen sistem modelinde yavaş sönümlemeli kanal varsayılarak fırsatçı hüzme biçimlendirme tekniği yardımıyla algılayıcı düğümler arasında çok kullanıcı çeşitlemesi oluşturmak için kontrol düğümü üzerinde çoklu antenler kullanılmıştır. Kontrol düğümünde çoklu antenler bulunan ve algılayıcı düğümlerin tek anten ile donatıldığı sistem modelinde spektral verimlilik ve sinyal kalitesi artışı için gerekli kazanç, çok kullanıcı çeşitlemesinden sağlanmaktadır. Bu noktada spektral verimlilik ve sinyal kalitesinin daha da geliştirilmesi için MIMO sistem modelinde uzaysal çeşitleme tekniğinden faydalanılması düşünülmüştür. Her ne kadar küçük boyutlu ve enerji kısıtlı algılayıcı düğümler üzerinde çoklu antenler kullanılması kablosuz algılayıcı ağların tasarım felsefesine zıt olsa da, kablosuz kanalın uzay boyutundan tam anlamıyla faydalanmak üzere önerilen planın MIMO sistem modeli üzerinde performansı dördüncü bölümde incelenmiştir.

Algılayıcı düğümlerin çoklu antenlerle donatıldığı durumda önerilen plan ESNR metrik ile uygulanmıştır. Elde edilen analitik ifadeler ve benzetim sonuçları yardımıyla gerçekleştirilen performans analizi, önerilen ESNR planının daha önceki önerilen SNR planına göre spektral verimlilik ve sinyal kalitesi bakımından daha iyi sonuçlar verdiğini göstermiştir. Algılayıcı düğümler üzerinde bulunan anten sayısı arttığında, alınan sinyal gücüyle birlikte spektral verimlilik ve başarılı paket sinyal kalitesi yükselmiştir. Önerilen ESNR planı MRC tekniğiyle uygulandığında hem spektral verimlilik hem de sinyal kalitesi bakımından SC tekniğine göre daha yüksek performans vermiştir. Önerilen ESNR planında spektral verimlilik, önerilen SNR planının aksine pratikte düşünülebilecek algılayıcı düğüm sayısı değerleri için statik TDMA planının altındadır. Buna karşın önerilen ESNR planında alınan başarılı paketlerin sinyal kalitesi bakımından statik TDMA planına göre önemli ölçüde artış sağlanmıştır.

Önerilen ESNR planında kontrol düğümü üzerinde bulunan anten sayısının optimum eşik seviyesi ve buna bağlı olarak spektral verimlilik ve başarılı paket sinyal kalitesi üzerinde etkisi yoktur. Fakat benzetim sonuçları kontrol düğümü üzerinde anten sayısı arttığında adaletlilik performansının yükseleceğini göstermiştir. Önerilen ESNR planı için enerji verimliliği daha önceki önerilen SNR ve NSNR planlarıyla aynıdır.

5.2. Öneriler

Kablosuz algılayıcı ağlar üzerinde yapılan çalışmaların başlangıcından bu yana değişik senaryolar için farklı fikirlere dayanan çeşitli MAC protokolleri geliştirilmiştir. Bu MAC protokolleri genellikle mevcut kavramlar üzerine yeni eklenen kavramların kombinasyonudur. Bu tez çalışmasında hücresel mimarili kablosuz ağlarda kanal kapasitesinin artırılması için son yıllarda yaygın olarak kullanılan fırsatçı haberleşme stratejisinin kablosuz algılayıcı ağlar üzerinde uygulanması düşünülmüştür. Önerilen paket gönderim planının temeli Coronel ve ark. (2005) tarafından geliştirilen fırsatçı MAC protokolüne dayanmaktadır. Önerilen plan ile literatürde yer alan bu MAC protokolün kısıtlı performansını geliştirmek üzere istatistiksel yöntemlere dayanan farklı bir optimizasyon yöntemi kullanılarak eşik seviyesi belirlenmiştir. Önerilen planın daha da geliştirilmesi için gelecekte araştırmalar sürdürülebilir.

Bu tez çalışmasında önerilen paket gönderim planı farklı metrikler yardımıyla sadece Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinde test edilmiştir. Gelecekte yapılacak çalışmalarda Rician sönümlemeli kanal gibi farklı kanal modelleri üzerinde önerilen planın başarısının incelenmesi faydalı olacaktır.

Fiziksel ve MAC katmanlarının birlikte optimize edilmesiyle oluşturulan katmanlar arası tasarımda, fırsatçı zamanlama planıyla birlikte algılayıcı düğümlerde uyarlamalı güç kontrolü yapılarak enerji verimliliğinin artırılması ve ağın çalışma ömrünün uzatılması gerçekleştirilebilir.

Bununla birlikte oluşturulan dağınık yapı içinde algılayıcı düğümler kendi paket gönderim kararlarını bağımsız olarak verirken, anlık kanal kazancı yanında pil ömrü ve gecikme süresi gibi kritik öneme sahip başka parametrelerin de dikkate alınması, sadece spektral verimlilik değil genel anlamda sistem performansı açısından önemlidir. Gelecekte yapılacak çalışmalarda paket gönderim kararları verilirken yapay zekâ tekniklerinin kullanıldığı MAC protokollerinin geliştirilmesi mümkündür.

Son olarak, her ne kadar yüksek maliyet ve uzun zaman gerektirse de bu tez çalışmasında önerilen planın pratikte gerçekleştirilmesiyle elde edilen analitik çözümler ve benzetim sonuçlarının geçerliliği daha belirgin şekilde görülebilir.

KAYNAKLAR

Aboelaze, M. and Aloul, F., 2005, Current and future trends in sensor networks: a survey, *Second IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN 2005)*, 551-555.

Abramowitz, M. and Stegun, I. A., 1964, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables* (10th edition), New York, NY, USA.

Abramson, N., 1970, The ALOHA System - Another Alternative for Computer, *Joint Computer Conference*, 1047-1072.

Adireddy, S. and Tong, L., 2005, Exploiting decentralized channel state information for random access, *IEEE Transactions on Information Theory, 51*(2), 537-561.

Ajib, W. and Haccoun, D., 2005, An overview of scheduling algorithms in MIMO-based fourth-generation wireless systems, *IEEE Network: The Magazine of Global Internetworking, 19*(5), 43-48.

Akyildiz, I. F. and Vuran, M. C., 2010, *Wireless Sensor Networks*, John Wiley & Sons Ltd.

Akyildiz, I. F., Su, W., Sankarasubramaniam, Y. and Cayirci, E., 2002, A survey on sensor networks, *IEEE Communications Magazine, 40*(8), 102 – 114.

Al Ameen, M., Islam, S. R. and Kwak, K., 2010, Energy Saving Mechanisms for MAC Protocols in Wireless Sensor Networks, *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 16 pages.

Alamouti, S. M., 1998, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16*(8), 1451-1458.

Alouini, M.-S. and Goldsmith, A., 1999, Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques, *IEEE Transactions on Vehicular Technology, 48*(4), 1165 - 1181.

Anastasi, G., Conti, M., Di Francesco, M. and Passarella, A., 2009, Energy conservation in wireless sensor networks: A survey, *Ad Hoc Networks, 7*(3), 537-568.

Anderson, J., 2000, Antenna arrays in mobile communications: gain, diversity and channel capacity, *IEEE Antennas and Propagation Magazine, 42*, 12-16.

Babu, A. S. and Rao, K. S., 2011, Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels under Various Modulation Schemes, *International Journal of Computer Applications, 26*(9), 23-28.

Berry, R. A. and Yeh, E. M., 2004, Cross-layer wireless resource allocation, *IEEE Signal Processing Magazine, 21*(5), 59-68.

Biglieri, E., Proakis, J. and Shamai, S., 1998, Fading channels: information-theoretic and communications aspects, *IEEE Transactions on Information Theory, 44*(6), 2619-2692.

Bölcskei, H. and Paulraj, A. J., 2002, Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems, (J. Gibson), *The Communications Handbook*, 90.1 - 90.14, CRC Press.

Bölcskei, H., Gesbert, D., Papadias, C. B. and Van Der Veen, A. -J., 2006, *Space-Time Wireless Systems From Array Processing to MIMO Communications*, New York: Cambridge University Press.

Brennan, D. G., 1959, Linear Diversity Combining Techniques, *Proceedings of the IRE, 47*(6), 1075-1102.

Choi, J. Y., Kim, H. S., Baek, I. and Kwon, W. H., 2005, Cell based energy density aware routing: a new protocol for improving the lifetime of wireless sensor networks. *Computer Communications, 28*(11), 1293–1302.

Choudhury, S. and Gibson, J. D., 2007, Information Transmission Over Fading Channels, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '07)*, 3316-3321.

Coronel, P., Furrer, S. and Schott, W., 2005, An opportunistic energy efficient medium-access scheme for wireless sensor networks, *IEEE International Conference on Communications (ICC '05)*, *2*, 1082–1086.

Cui, S., Goldsmith, A. and Bahai, A., 2004, Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *22*(6), 1089 – 1098.

Cui, S., Madan, R., Goldsmith, A. J. and Lall, S., 2007, Cross-Layer Energy and Delay Optimization in Small-Scale Sensor Networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications, 6*(10), 3688-3699.

Cui, S., Madan, R., Goldsmith, A. and Lall, S., 2005, Joint routing, MAC and link layer optimization in sensor networks, *IEEE International Conference on Communications (ICC 2005)*, *2*, 725 – 729.

Demirkol, I., Ersoy, C. and Alagoz, F., 2006, MAC protocols for wireless sensor networks: a survey, *IEEE Communications Magazine*, 115-121.

Diggavi, S. N., Al-Dhahir, N., Stamoulis, A. and Calderbank, A. R., 2004, Great expectations: the value of spatial diversity in wireless networks, *Proceedings of the IEEE*, *92(2)*, 219-270.

Dimić, G., Sidiropoulos, N. D. and Zhang, R., 2004, Medium Access Control - Physical Cross-Layer Design, *IEEE Signal Processing Magazine, 21*(5), 40-50.

Du, K. L. and Swamy, M. N., 2010, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*, Cambridge University Press.

ElBatt, T. and Ephremides, A., 2004, Joint scheduling and power control for wireless ad hoc networks; *IEEE Transactions on Wireless Communications, 3*(1), 74-85.

Ertel, R. B. and Cardieri, P., 1998, Overview of spatial channel models for antenna array communication systems, *IEEE Personal Communications*, 10-22.

Fakhri, Y., Nsiri, B., Aboutajdine, D. and Vidal, J., 2006, Throughput Optimization for Wireless OFDM System in Downlink Transmission Using Adaptive Techniques, *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2006)*, 1-4.

Floren, F., Edfors, O. and Molin, B., 2003, Throughput analysis of three multiuser diversity schemes, *IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC '03)*, *4*, 2686–2690.

Foschini, G. J. and Gans, M. J., 1998, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications: An International Journal, 6*, 311–335.

Foschini, G. J., Golden, G. D., Valenzuela, R. A. and Wolniansky, P. W., 1999, Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17*(11), 1841-1852.

Ge, W., 2008, *Joint PHY and MAC Optimization for Wireless Scheduling*, Ph.D. Thesis, Arizona State University.

Ghez, S., Verdú, S. and Schwartz, S., 1989, Optimal decentralized control in the random access multipacket channel, *IEEE Transactions on Automatic Control*, *34*(11), 1153-1163.

Godara, L. C., 1997, Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations, *IEEE Proceedings*, *85*(7), 1031-1060.

Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communication.* Cambridge University Press.

Goldsmith, A. J. and Wicker, S. W., 2002, Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks, *IEEE Wireless Communications Magazine*, *9*(4), 8-27.

Gradshteyn, I. S. and Ryzhik, I. M., 2007, *Table of Integrals, Series, and Products*, Amsterdam, The Netherlands, Elsevier/Academic Press.

Gyasi-Agyei, A. and Seong-Lyun, K., 2006, Cross-layer multiservice opportunistic scheduling for wireless networks, *IEEE Communications Magazine, 44*(6), 50-57.

Haenggi, M., 2004, Twelve reasons not to route over many short hops, *IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC2004-Fall)*, *5*, 3130 - 3134.

Hassel, V., 2007, *Design Issues and Performance Analysis for Opportunistic Scheduling Algorithms in Wireless Networks*, Ph.D. Thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim.

Jayaweera, S. K., 2004, Energy analysis of MIMO techniques in wireless sensor networks, *38th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS 04)*.

Jeffrey, A., 2002, *Advanced Engineering Mathematics*, Academic Press.

Jeon, H., Choi, J., Lee, H. and Ha, J., 2010, Channel-Aware Energy Efficient Transmission Strategies for Large Wireless Sensor Networks, *IEEE Signal Processing Letters, 17*(7), 643-646.

Karn, P., 1990, MACA: A new channel access method for packet radio, *CNC*, 134–140, Ontario, Canada.

Knopp, R. and Humblet, P. A., 1995, Information capacity and power control in single-cell multiuser communications, *IEEE International Conference on Communications (ICC'95)*, *1*, 331-335.

Kredo II, K. and Mohapatra, P., 2007, Medium access control in wireless sensor networks, *Computer Networks, 51*(4), 961–994.

Kulkarni, S. and Rosenberg, C., 2003, Opportunistic scheduling policies for wireless systems with short term fairness constraints, *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '03)*, *1*, 533-537.

Kulkarni, S., Iyer, A. and Rosenberg, C., 2006, An address-light, integrated MAC and routing protocol for wireless sensor networks, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, *14*(4), 793–806.

Langendoen, K., 2008, Medium Access Control in Wireless Sensor Networks, (H. Wu, and Y. Pan), *Medium Access Control in Wireless Networks, Volume II: Practice and Standards*, 535-560, Nova Science Publishers.

Li, W. and Dai, H., 2005, Optimal throughput and energy efficiency for wireless sensor networks: multiple access and multipacket reception, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, *2005*(4), 541–553.

Lin, C.-W., 2009, *Scheduling in a Multi-Sector Wireless Cell*, M.Sc. Thesis, Waterloo, Ontario.

Liu, W., Li, X. and Chen, M., 2005, Energy efficiency of MIMO transmissions in wireless sensor networks with diversity and multiplexing gains, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '05)*, *4*, 897-900.

Liu, X., Chong, E. K. and Shroff, N. B., 2003, A Framework for Opportunistic Scheduling in Wireless Networks, *Computer Networks, 41*, 51–474.

Liu, X., Chong, E. K. and Shroff, N. B., 2001, Opportunistic transmission scheduling with resource-sharing constraints in wireless networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 19*, 2053-2064.

Lozano, A. and Jindal, N., 2010, Transmit diversity vs. spatial multiplexing in modern MIMO systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications, 9*(1), 186-197.

Lu, J. L., Shu, W. and Wu, M. Y., 2012, A Survey on Multipacket Reception for Wireless Random Access Networks, *Journal of Computer Networks and Communications*, 14 pages.

Mahalik, N. P., 2007, *Sensor Networks and Configuration Fundamentals, Standards, Platforms*, Springer.

Melodia, T., Vuran, M. C. and Pompili, D., 2006, The state-of-the-art in cross-layer design for wireless sensor networks, *EuroNGI Workshops on Wireless and Mobility*.

Mendes, L. D. and Rodrigues, J. P., 2010, A survey on cross-layer solutions for wireless sensor networks, *Journal of Network and Computer Applications*, 1-12.

Miao, G., Himayat, N., Li, Y. and Swami, A., 2009, Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications: a survey, *Wireless Communications and Mobile Computing, 9*(4), 529-542.

Naik, P. and Sivalingam, K., 2004, A Survey of MAC Protocols for Wireless Sensor Networks, (C. Raghavendra, K. Sivalingam and T. Znati), *Wireless Sensor Networks*, Kluwer Academic Publishers.

Özdemir, Ö., 2007, *Opportunistic multiple antenna systems with partial channel knowledge and limited feedback*, Ph.D. Thesis, The University of Texas at Dallas.

Pätzold, M., 2002, *Mobile Fading Channels*, John Wiley & Sons.

Paulraj, A. J. and Papadias, C. B., 1997, Space-time processing for wireless communications, *IEEE Signal Processing Magazine, 14*(6), 49-83.

Paulraj, A., Nabar, R. and Gore, D., 2003, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge University Press.

Pérez-Neira, A. and Campalans, M. R., 2009, *Cross-Layer Resource Allocation in Wireless Communications Techniques and Models from PHY and MAC Layer Interaction*, Academic Press.

Phan, C. and Kim, J., 2007, An energy-efficient transmission strategy for wireless sensor networks, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC '07)*, 3408–3413.

Polastre, J., Hill, J. and Culler, D., 2004, Versatile low power media access for wireless sensor networks, *SenSys'04*, 95–107.

Proakis, J., 1995, *Digital Communications*, McGraw-Hill.

Pun, M.-O., Koivunen, V. and Poor, H. V., 2011, Performance Analysis of Joint Opportunistic Scheduling and Receiver Design for MIMO-SDMA Downlink Systems, *IEEE Transactions on Communications, 59*(1), 268–280.

Qin, X. and Berry, R., 2003, Exploiting multiuser diversity for medium access control in wireless networks, *Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications (INFOCOM 2003)*, *2*, 1084-1094.

Racic, R., Ma, D., Chen , H. and Liu, X., 2008, Exploiting Opportunistic Scheduling in Cellular Data Networks, *Proceedings of the Network and Distributed System Security Symposium*, San Diego, California, USA.

Rajendran, V., Obracza, K. and Garcia-Luna Aceves, J. J., 2003, Energy-efficient, Collision-free Medium Access Control for Wireless Sensor Networks, *ACM SenSys 2003.*

Rappaport, T. S., 2002, *Wireless Communications*, Prentice Hall.

Roberts, L. G., 1972, *Aloha packet system with and without slots and capture*, Stanford, CA, Stanford Research Institute, Advanced Research Projects Agency, Network Information Center.

Ryoo, S. and Bahk, S., 2009, Energy Saving MAC for MIMO Systems, *IEEE International Conference on Communications (ICC '09)*, 1-5.

Shakkottai, S., Rappaport, T. S. and Karlsson, P. C., 2003, Cross-layer design for wireless networks, *IEEE Communications Magazine, 41*(10), 74- 80.

Shankar, P. M., 2012, *Fading and Shadowing in Wireless Systems*, Springer.

Shannon, C. E., 1948, A mathematical theory of communication, *Bell System Technical Journal, 27*, 379-423 and 623-656.

Sharif, M. and Hassibi, B., 2007, Delay Considerations for Opportunistic Scheduling in Broadcast Fading Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications, 6*(9), 3353 –3363.

Sharifkhani, A. and Beaulieu, N., 2009, Packet Transmission Scheduling Algorithm for Dense Wireless Sensor Networks with Mobile Sink, *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2009)*, 1-8.

Sharma, N. and Ozarow, L. H., 2005, A study of opportunism for multiple-antenna systems, *IEEE Transactions on Information Theory, 51*(5), 1804–1814.

Shih, E., Cho, S.-H., Lee, F. S., Calhoun, B. H. and Chandrakasan, A., 2004, Design Considerations for Energy-Efficient Radios in Wireless Microsensor Networks. *Journal of VLSI Signal Processing, 37*, 77-94.

Shin, O.-S. and Lee, K. B., 2003, Antenna-assisted round robin scheduling for MIMO cellular systems, *IEEE Communications Letters, 7*(3), 109-111.

Shu, T. and Krunz, M., 2009, Energy-efficient power/rate control and scheduling in hybrid TDMA/CDMA wireless sensor networks, *Computer Networks, 53*(9), 1395–1408.

Shwe, H. Y., Jiang, X. H. and Horiguchi, S., 2009, Energy saving in wireless sensor networks, *Journal of Communication and Computer, 6*(5), 20–27.

Siam, M. Z. and Krunz, M., 2009, Channel Access Scheme for MIMO-Enabled Ad Hoc Networks with Adaptive Diversity/Multiplexing Gains, *Mobile Networks and Applications, 14*(4), 433-450.

Sichitiu, M. L., 2004, Cross-layer scheduling for power efficiency in wireless sensor networks, *Twenty-third AnnualJoint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2004)*, *3*, 1740-1750 .

Srivastava, V. and Motani, M., 2005, Cross-layer design: a survey and the road ahead, *IEEE Communications Magazine, 43*(12), 112-119.

Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A. R., 1999, Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory, 45*(5), 1456-1467.

Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A. R., 1998, Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory, 44*(2), 744-765.

Telatar, I. E., 1999, Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications, 10,* 585-595.

Tilak, S., Abu-Ghazaleh, N. B. and Heinzelman, W., 2002, A Taxonomy of Wireless Micro-Sensor Network Models, *ACM Mobile Computing and Communications Review, 6*, 28-36.

Tse, D. N., 1997, Optimal power allocation over parallel Gaussian channels. *Int. Symp. Information Theory*, Ulm, Germany.

Tse, D. and Viswanath, P., 2005, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press.

Ullah, M. H. and Priantoro, A. U., 2009, A Review on Multiplexing Schemes for MIMO Channel Sounding, *International Journal of Computer Science and Network Security, 9*(6), 294-300.

van Dam, T. and Langendoen, K., 2003, An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks, *ACM SENSYS'03*, 171–180.

Viswanath, P., Tse, D. N. and Laroia, R., 2002, Opportunistic beamforming using dumb antennas, *IEEE Transactions on Information Theory, 48*(6), 1277–1294.

Wang, D., Minn, H. and Al-Dhahir, N., 2009, A Distributed Opportunistic Access Scheme and its Application to OFDMA Systems, *IEEE Transactions on Communications*(57), 738-746.

Wang, T., Heinzelman, W. and Seyedi, A., 2008, Minimization of transceiver energy consumption in wireless sensor networks with AWGN channels, *46th Annual Allerton Conference on Communication Control, and Computing*, 62–66.

Wen, X., 2011, *Distributed MIMO For Wireless Sensor Networks*, Ph.D. Thesis, The University of Edinburgh.

Winters, J., 1998, Smart Antennas for Wireless Systems, *IEEE Personal Communications Magazine*, 23–27.

Winters, J. H., 1987, On the capacity of radio communications systems with diversity in Rayleigh fading environments, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 5*, 871–878.

Yao, Y. and Giannakis, G. B., 2005, Energy-Efficient Scheduling for Wireless Sensor Networks, *IEEE Transactions on Communications, 53*(8), 1333-1342.

Ye, W. and Heidemann, J., 2004, Medium Access Control in Wireless Sensor Networks, (C. Raghavendra, K. Sivalingam and T. Znati), *Wireless Sensor Networks*, Kluwer Academic Publishers.

Yigitel, M. A., Incel, O. D. and Ersoy, C., 2011, QoS-aware MAC protocols for wireless sensor networks: A survey, *Computer Networks, 56*(8), 1982–2004.

Yu, Y. and Giannakis, G. B., 2006, Opportunistic medium access for wireless networking adapted to decentralized CSI, *IEEE Transactions on Wireless Communications, 5*(6), 1445-1455.

Zhang, S. and Datta, A., 2005, A directional-antenna based MAC protocol for wireless sensor networks, *International Conference on Computational Science and Its Applications (ICCSA '05)*, 686–695.

Zhao, M., Ma, M. and Yang, Y., 2007, Mobile Data Gathering with Multiuser MIMO Technique in Wireless Sensor Networks, *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '07)*, 838–842.

Zheng, L. and Tse, D. N., 2003, Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, *IEEE Transactions on Information Theory, 49*(5), 1073-1096.

Zhou, X., Jia, H., Yan, Z. and Zhang, X., 2010, The cross-layer optimation research on wireless sensor networks, *2nd International Conference on Information Science and Engineering (ICISE)*, 2432-2435.

Zogovic, N., Dimic, G. and Bajic, D., 2009, Wireless Sensor Networks: QoS Provisioning at MAC and Physical Layers, *17th Telecommunications forum (TELFOR 2009)*, 346-349.

EKLER

EK-1: Önerilen SNR planında spektral verimlilik ifadesi
EK-2: Önerilen NSNR planında sistem SNR metriği PDF ifadesi
EK-3: SC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi
EK-4: SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ifadesi
EK-5: SC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi
EK-6: MRC ile önerilen ESNR planında optimum eşik seviyesi ifadesi
EK-7: MRC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi
EK-8: MRC ile statik TDMA planında spektral verimlilik ifadesi
EK-9: MRC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi

EK-1: Önerilen SNR planında spektral verimlilik ifadesi

Önerilen SNR planında spektral verimlilik,

$$\psi_{\mathrm{SNR}} = \mathrm{E}\left[\log_2\left(1+\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}\right)\right] = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SNR}}}(\gamma) d(\gamma)$$

formülüyle hesaplanır. (3.16) eşitliğiyle verilen sistem SNR metriği PDF ifadesi kullanılarak spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{SNR}} = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma)\left([1-P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})]\delta(\gamma) + \frac{P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})}{\bar{\gamma} e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma-\beta_{\mathrm{SNR}}) \right) d(\gamma)$$

olarak yeniden yazılır. Gerekli sadeleştirmeler yapılırsa spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{SNR}} = \frac{1}{\ln 2} \frac{P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})}{\gamma e^{-\beta_{\mathrm{SNR}}/\bar{\gamma}}} \int_{\beta_{\mathrm{SNR}}}^{\infty} \ln(1+\gamma) e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma$$

şeklinde bulunur. Burada $\int \ln(1+x)e^{-\mu x}dx = -(1/\mu)\left[\ln(1+x)e^{-\mu x} + e^{\mu} E_1\left(\mu(x+1)\right)\right]$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği kullanılarak spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{SNR}} = \frac{P_{\mathrm{SNR}}(\beta_{\mathrm{SNR}})}{\ln 2}\left[\ln\left(1+\beta_{\mathrm{SNR}}\right) + e^{(1+\beta_{\mathrm{SNR}})/\bar{\gamma}} E_1\left(\frac{1+\beta_{\mathrm{SNR}}}{\bar{\gamma}}\right)\right]$$

olarak elde edilir. (3.11) ve (3.12) eşitlikleri ile verilen optimum eşik seviyesi ve başarılı paket gönderim olasılığı ifadeleri kullanılarak önerilen SNR planında spektral verimlilik,

$$\psi_{\mathrm{SNR}} = \frac{(1-1/K)^{K-1}}{\ln 2}\left[\ln\bar{\gamma} + \ln\left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \ln K\right) + K e^{1/\bar{\gamma}} E_1\left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \ln K\right)\right]$$

formülüyle hesaplanır.

EK-2: Önerilen NSNR planında sistem SNR metriği PDF ifadesi

Önerilen NSNR planında $\hat{\eta}_{NSNR}$ ile gösterilen sistem NSNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\eta_{\mathrm{NSNR}}}(\eta)=\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\eta)+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)}{\left(1-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)^{M-1}}(M-1)(1-\eta)^{M-2} \times u\left(\eta-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)u(1-\eta)$$

olarak tanımlanmıştır. $\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}$ ile gösterilen sistem SNR metriği PDF ifadesinin elde edilmesi için (3.3) ve (3.4) eşitlikleri kullanılarak, sistem NSNR $\hat{\eta}_{\mathrm{NSNR}}$ terimi ile $\tilde{\gamma}=h_k^H h_k$ terimi çarpılır. $\tilde{\gamma}_k$ terimi PDF ifadesi,

$$f_{\tilde{\gamma}}(\gamma)=\frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-1)!}\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{M-1}u(\gamma)$$

şeklinde verilmiştir (Coronel ve ark., 2005). $\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}=\hat{\eta}_{\mathrm{NSNR}}\tilde{\gamma}$ çarpımı sürekli rastgele değişken olduğundan istenen sistem SNR $\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}$ metriği PDF ifadesinin bulunması için

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{|y|}f_{\hat{\eta}_{\mathrm{NSNR}}}\left(\frac{\gamma}{y}\right)f_{\tilde{\gamma}}(y)dy$$

özdeşliği kullanılır (Pätzold, 2002). Verilen ifadeler burada yerine yazılıp

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{|y|}\left(\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\frac{\gamma}{y})+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)}{\left(1-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)^{M-1}}(M-1)\right. \left.\times\left(1-\frac{\gamma}{y}\right)^{M-2}u\left(\frac{\gamma}{y}-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\times u\left(1-\frac{\gamma}{y}\right)\right)\frac{e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-1)!}\left(\frac{y}{\bar{\gamma}}\right)^{M-1}u(y)dy$$

gerekli sadeleştirmeler yapılırsa,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{|y|}\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\frac{\gamma}{y})\frac{e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-1)!}\left(\frac{y}{\bar{\gamma}}\right)^{M-1}u(y)\,dy+\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{|y|}\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)}{\left(1-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)^{M-1}}$$

$$\times(M-1)\left(1-\frac{\gamma}{y}\right)^{M-2}u\left(\frac{\gamma}{y}-\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)u\left(1-\frac{\gamma}{y}\right)\frac{e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-1)!}\left(\frac{y}{\bar{\gamma}}\right)^{M-1}u(y)\,dy$$

$$=\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\int_{0}^{\infty}\frac{e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{M}(M-1)!}\frac{1}{|y|}\delta(\frac{\gamma}{y})y^{M-1}dy+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)}{\bar{\gamma}^{M}(M-2)!(1-\beta_{\mathrm{NSNR}})^{M-1}}$$

$$\times\int_{\gamma}^{\gamma/\beta_{\mathrm{NSNR}}}(y-\gamma)^{M-2}e^{-y/\bar{\gamma}}dy$$

$$=f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\gamma)\int_{0}^{\infty}\frac{1}{(M-1)!}y^{M-1}e^{-y}dy+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-2)!(1-\beta_{\mathrm{NSNR}})^{M-1}}$$

$$\times\int_{0}^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left(\frac{1}{\beta_{\mathrm{NSNR}}}-1\right)}y^{M-2}e^{-y}dy$$

$$=\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\gamma)\int_{0}^{\infty}\frac{1}{(M-1)!}y^{M-1}e^{-y}dy+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(M-2)!(1-\beta_{\mathrm{NSNR}})^{M-1}}$$

$$\times\int_{0}^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left(\frac{1}{\beta_{\mathrm{NSNR}}}-1\right)}y^{M-2}e^{-y}dy$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade yeniden düzenlenirse önerilen NSNR planında sistem SNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{NSNR}}}(\gamma)=\left[1-P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)\right]\delta(\gamma)+\frac{P_{\mathrm{NSNR}}\left(\beta_{\mathrm{NSNR}}\right)e^{-y/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(1-\beta_{\mathrm{NSNR}})^{M-1}}\Gamma\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\left(\frac{1}{\beta_{\mathrm{NSNR}}}-1\right),M-1\right)$$

şeklinde elde edilir.

EK-3: SC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi

SC ile önerilen ESNR planında $\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}$ ile gösterilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) = [1 - P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})]\delta(\gamma) + G_{\mathrm{SC}}(L/\bar{\gamma})(1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma - \beta_{\mathrm{SC}})$$

olarak tanımlanmıştır. Burada başarılı paket gönderim olasılığı elde edilirken ENSR metriği PDF ifadesi G_{SC} ölçekleme çarpanı ve $u(\gamma - \beta_{\mathrm{SC}})$ birim basamak fonksiyonu ile çarpılarak düzenlenmiştir. Elde edilen PDF ifadesinin $\int_{-\infty}^{\infty} f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) d\gamma = 1$ koşulunu sağlaması için başarılı paket gönderim olasılığı $P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})$ olmalıdır. Buna göre başarılı paket gönderim olasılığı ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}}) &= \int_{-\infty}^{\infty} G_{\mathrm{SC}}(L/\bar{\gamma})(1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma - \beta_{\mathrm{SC}}) d\gamma \\ &= G_{\mathrm{SC}}(L/\bar{\gamma}) \int_{\beta_{\mathrm{SC}}}^{\infty} (1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma \\ &= G_{\mathrm{SC}}\left[1 - (1 - e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right] \end{aligned}$$

şeklinde ifade edilir. Bu durumda ölçekleme çarpanı terimi,

$$G_{\mathrm{SC}} = \frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})}{\left[1 - (1 - e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}$$

şeklinde bulunur. Ölçekleme çarpanı terimi yerine yazılırsa sistem ESNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) = [1 - P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})]\delta(\gamma) + \left(\frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})}{\left[1 - (1 - e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^{L}\right]}\right)(L/\bar{\gamma})(1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma - \beta_{\mathrm{SC}})$$

olarak elde edilir.

EK-4: SC ile önerilen ESNR planında spektral verimlilik ifadesi

SC ile önerilen ESNR planı için spektral verimlilik ifadesi

$$\psi_{\mathrm{SC}} = \mathrm{E}\left[\!\left[\log_2\left(1+\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}\right)\right]\!\right] = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) d(\gamma)$$

formülüyle hesaplanır. (4.29) eşitliğiyle verilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi spektral verimlilik ifadesi içinde kullanılarak

$$\psi_{\mathrm{SC}} = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) \times \left([1-P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})]\delta(\gamma) + \left(\frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})}{\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \right) (L/\bar{\gamma})(1-e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma-\beta_{\mathrm{SC}}) \right) d(\gamma)$$

gerekli sadeleştirmeler yapılırsa spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{SC}} = \frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})L}{\bar{\gamma}\ln 2\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \sum_{j=0}^{L-1} (-1)^j \binom{L-1}{j} \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) e^{-(1+j)\gamma/\bar{\gamma}} d(\gamma)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\int \ln(1+x)e^{-\mu x}dx = -\frac{1}{\mu}\left[\ln(1+x)e^{-\mu x} + e^{\mu} E_1\left(\mu(1+x)\right)\right]$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği kullanılarak spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{SC}} = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) d\gamma = \frac{P_{\mathrm{SC}}(\beta_{\mathrm{SC}})L}{\ln 2\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(-1)^j \binom{L-1}{j}}{1+j} \times \left[\ln\left(1+\beta_{\mathrm{SC}}\right) e^{-(1+j)\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}} + e^{(1+j)/\bar{\gamma}} E_1\left((1+\beta_{\mathrm{SC}})(1+j)/\bar{\gamma}\right) \right]$$

olarak bulunur.

EK-5: SC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi

SC ile önerilen ESNR planı için başarılı paketlerin ortalama SNR değeri,

$$\begin{aligned}\rho_{\mathrm{SC}} &= \int_0^{\infty} \gamma f_{\tilde{\gamma}_{\mathrm{SC}}}(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \gamma \frac{L}{\bar{\gamma}\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \sum_{j=0}^{L-1} (-1)^j \binom{L-1}{j} e^{-(1+j)\gamma/\bar{\gamma}} u(\gamma-\beta_{\mathrm{SC}}) \\ &= \frac{L}{\bar{\gamma}\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \sum_{j=0}^{L-1} (-1)^j \binom{L-1}{j} \int_{\beta_{\mathrm{SC}}}^{\infty} \gamma e^{-(1+j)\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma\end{aligned}$$

şeklinde bulunur. Burada $\int_u^{\infty} x^{v-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-v} \Gamma_c(v, \mu u)$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği kullanılarak başarılı paketlerin ortalama SNR değeri,

$$\rho_{\mathrm{SC}} = \frac{\bar{\gamma} L}{\left[1-(1-e^{-\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}})^L\right]} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(-1)^j \binom{L-1}{j}}{(1+j)^2} \Gamma_c\left(2, (1+j)\beta_{\mathrm{SC}}/\bar{\gamma}\right)$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır.

EK-6: MRC ile önerilen ESNR planında optimum eşik seviyesi ifadesi

MRC ile önerilen ESNR planı için başarılı paket gönderim olasılığı ifadesi,

$$P_{\mathrm{MRC}}(\beta) = K\left(\int_{\beta}^{\infty} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1}$$

şeklinde formüle edilir. Burada $\frac{d}{dx}\int_{g(x)}^{h(x)} f(t)dt = f(h(x))h'(x) - f(g(x))g'(x)$ (Jeffrey, 2002) Leibniz integral kuralı kullanılarak olasılık ifadesinin eşik seviyesine göre türevi,

$$\frac{dP_{\mathrm{MRC}}}{d\beta} = K\underbrace{\left(\frac{d}{d\beta}\int_{\beta}^{\infty} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)}_{\theta}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1} + K\left(\int_{\beta}^{\infty} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)\underbrace{\left[\frac{d}{d\beta}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1}\right]}_{\lambda}$$

şeklinde bulunur. Elde edilen ifade içinde θ ve λ terimleri

$$\theta = \frac{d}{d\beta}\left(\int_{\beta}^{\infty} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}(L-1)!}d\gamma\right) = -\frac{\beta^{L-1}e^{-\beta/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!},$$

$$\lambda = \frac{d}{d\beta}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1} = (K-1)\underbrace{\left[\frac{d}{d\beta}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)\right]}_{\alpha}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-2}$$

olarak elde edilir. Burada $\frac{d}{dx}\int_{a}^{x} f(t)dt = f(x)$ (Jeffrey, 2002) özdeşliği kullanılarak α terimi,

$$\alpha = \frac{d}{d\beta}\left(\int_{0}^{\beta} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right) = \frac{\beta^{L-1}e^{-\beta/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}$$

şeklinde bulunur. Bulunan terimler yerine yazılarak

$$\frac{dP_{\mathrm{MRC}}}{d\beta}=K\left(-\frac{\beta^{L-1}e^{-\beta/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\right)\left(\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1}+K\left(\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)(K-1)\left(\frac{\beta^{L-1}e^{-\beta/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\right)\left(\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-2}$$

gerekli sadeleştirmeler yapılırsa türev ifadesi,

$$\frac{dP_{\mathrm{MRC}}}{d\beta}=K\left(\frac{\beta^{L-1}e^{-\beta/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\right)\left(\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{K-1}\left[-1+(K-1)\left(\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)\left(\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)^{-1}\right]$$

şeklinde elde edilir. Bulunan türev ifadesi sıfıra eşitlenerek

$$\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma=(K-1)\left(\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma\right)$$

gerekli işlemler yapılırsa

$$\underbrace{K\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma}_{P_{MRC}(\gamma_k>\beta)}=\underbrace{\int_{0}^{\beta}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma+\int_{\beta}^{\infty}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}d\gamma}_{\int_{0}^{\infty}f_{\gamma_{\mathrm{MRC}}}(\gamma)d\gamma=1}$$

eşitliği elde edilir. Burada $\frac{1}{a}\int_{u}^{\infty}t^{x-1}e^{-t/a}d\gamma=\Gamma_{c}(x,u/a)$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği kullanılarak MRC ile önerilen ESNR planı için optimum eşik seviyesi ifadesi,

$$\frac{\Gamma_{c}(L,\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma})}{(L-1)!}=\frac{1}{K}$$

şeklinde sadeleştirilir.

EK-7: MRC ile önerilen ESNR planında sistem ESNR metriği PDF ifadesi

MRC ile önerilen ESNR planında $\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}$ ile gösterilen sistem ESNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma)=[1-P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})]\delta(\gamma)+G_{\mathrm{MRC}}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}u(\gamma-\beta_{\mathrm{MRC}})$$

şeklinde tanımlanmıştır. $\int_{-\infty}^{\infty} f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma)d\gamma=1$ koşulunun sağlanması için başarılı paket gönderim olasılığı $P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})$ olmalıdır. Buna göre başarılı paket olasılığı ifadesi,

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})&=\int_{-\infty}^{\infty}G_{\mathrm{MRC}}\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}u(\gamma-\beta_{\mathrm{MRC}})d\gamma\\&=\frac{G_{\mathrm{MRC}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\int_{\beta_{\mathrm{SC}}}^{\infty}\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}d\gamma=\frac{G_{\mathrm{MRC}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\Gamma_c\left(L,\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}\right)\end{aligned}$$

şeklinde elde edilir. Burada $\Gamma_c(\alpha,\mu x)=(\alpha-1)!e^{-\mu x}\sum_{j=0}^{\alpha-1}\frac{(\mu x)^j}{j!}$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği ve

$$\Omega=e^{-\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}}\sum_{j=0}^{L-1}\frac{\left(\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}\right)}{j!}$$

ifadesi kullanılarak ölçekleme çarpanı terimi,

$$G_{\mathrm{MRC}}=\frac{P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})}{\Omega}$$

şeklinde bulunur. Böylece sistem ESNR metriği PDF ifadesi,

$$f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma)=[1-P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})]\delta(\gamma)+\frac{P_{\mathrm{MRC}}(\beta_{\mathrm{MRC}})}{\Omega}\left(\frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!}\right)u(\gamma-\beta_{\mathrm{MRC}})$$

olarak elde edilir.

EK-8: MRC ile statik TDMA planında spektral verimlilik ifadesi

MRC ile statik TDMA planı için spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{MRC}} = \mathrm{E}\left[\left[\log_2\left(1+\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}\right)\right]\right] = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\hat{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) d(\gamma)$$

formülüyle hesaplanır. MRC ile ESNR metriği PDF ifadesi kullanılarak

$$\psi_{\mathrm{MRC}} = \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!} d(\gamma)$$

gerekli düzenlemeler yapılırsa spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{MRC}} = \frac{1}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!} \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) \gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d(\gamma)$$

olarak bulunur. Burada $\int_0^{\infty} \ln(1+ax) x^k e^{-x} dx = \sum_{\mu=0}^{k} \frac{k!}{(k-\mu)!} \left[\frac{(-1)^{k-\mu-1}}{a^{k-\mu}} e^{\frac{1}{a}} E_i\left(-\frac{1}{a}\right) + \sum_{p=1}^{k-\mu} (p-1)! \left(-\frac{1}{a}\right)^{k-\mu-p} \right]$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği ve $E_i(x) = -E_1(-x)$ eşitliği kullanılarak spektral verimlilik ifadesi,

$$\psi_{\mathrm{MRC}} = \frac{1}{\ln 2} \sum_{\mu=0}^{L-1} \frac{\left(-1/\bar{\gamma}\right)^{L-\mu-1}}{(L-\mu-1)!} \left[e^{1/\bar{\gamma}} E_1\left(1/\bar{\gamma}\right) + \sum_{p=1}^{L-\mu-1} (p-1)! \left(-\bar{\gamma}\right)^{p} \right]$$

şeklinde elde edilir.

EK-9: MRC ile önerilen ESNR planında başarılı paket ortalama SNR ifadesi

MRC ile önerilen ESNR planı için başarılı paket ortalama SNR ifadesi,

$$\begin{aligned}\rho_{\mathrm{MRC}} &= \int_0^{\infty} \gamma f_{\tilde{\gamma}_{\mathrm{MRC}}}(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \gamma \left(\frac{1}{\Omega}\right) \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{L}(L-1)!} u(\gamma - \beta_{\mathrm{MRC}}) d\gamma \\ &= \frac{\bar{\gamma}}{\Omega(L-1)!} \int_{\beta_{\mathrm{MRC}}}^{\infty} \gamma^{L} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma\end{aligned}$$

olarak elde edilir. Burada $\int_u^{\infty} x^n e^{-\mu x} dx = \mu^{-(n+1)} \Gamma_c(n+1, \mu u)$ (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) özdeşliği ve

$$\Omega = e^{-\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{\left(\beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma}\right)}{j!}$$

ifadesi kullanılarak, başarılı paketlerin ortalama SNR değeri ifadesi,

$$\rho_{\mathrm{MRC}} = \frac{\bar{\gamma}}{\Omega(L-1)!} \Gamma_c(L+1, \beta_{\mathrm{MRC}}/\bar{\gamma})$$

bulunur.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Hakkı SOY
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : Konya, 17.01.1978
Telefon : 0 (338) 226 20 00 (4546)
Faks : 0 (338) 226 21 66
e-mail : hakkisoy@gmail.com

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	Meram Gazi Lisesi, Konya	1994
Üniversite	:	Uludağ Üniversitesi, Bursa	1999
Yüksek Lisans	:	Selçuk Üniversitesi, Konya	2006
Doktora	:	Selçuk Üniversitesi, Konya	2013

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2001 – 2002	Mepsan Petrol Cihazları A.Ş.	Mühendis
2002 – 2003	Selçuk Üniversitesi, T.B.M.Y.O.	Öğretim Görevlisi
2003 – 2005	Eti Maden İşletmeleri, Kırka Bor İşl.	Mühendis
2005 – 2007	Selçuk Üniversitesi, Karaman M.Y.O.	Öğretim Görevlisi
2007 –	K. Mehmetbey Üniversitesi, T.B.M.Y.O.	Öğretim Görevlisi

UZMANLIK ALANI

Kablosuz Haberleşme, Kablosuz Algılayıcı Ağlar, Gelecek Nesil Kablosuz Haberleşme Ağları, Kablosuz Sinyal İşleme

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

Soy, H., Özdemir, Ö. and Bayrak, M., 2012, An Autonomous Packet Transmission Strategy for Opportunistic Wireless Sensor Networks, *International Journal of Distributed Sensor Networks,* vol.2012, 14 pages. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö., Bayrak, M., Hamila R. and Al-Dhahir N., 2012, Decentralized Multiuser Diversity with Opportunistic Packet Transmission in MIMO Wireless Sensor Networks, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö., Bayrak, M., Hamila R. and Al-Dhahir, N., 2012, A Threshold-Based Opportunistic MAC Protocol for MIMO Wireless Sensor Networks. *IX. International symposium on Telecommunications (BIHTEL 2012)*, 1-6, October 25-27, 2012, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö. and Bayrak, M., 2011, Throughput Analysis of SNR and NSNR based Opportunistic Wireless Sensor Networks, *5th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT2011)*, 547-550, October 12-14, 2011, Baku, Azerbaijan. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö. ve Bayrak, M., 2011, MIMO Tabanlı Kablosuz Algılayıcı Ağlar İçin Fırsatçı Paket İletim Planı, *IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları (SIU) Kurultayı*, 678-681, 20-22 Nisan 2011, Antalya. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö. and Bayrak, M., 2010, An Improved Opportunistic Packet Transmission Scheme for Wireless Sensor Networks, *International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2010)*, 257-260, November 11-12, 2010, Timisoara, Romania. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)

Soy, H., Özdemir, Ö. ve Bayrak, M., 2010, NSNR Tabanlı Fırsatçı Hüzme Biçimlendirme Planı ile Kablosuz Algılayıcı Ağlarda Enerji Verimliliğinin Artırılması, *V. URSI Türkiye '2010 Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurul Toplantısı*, 478-481, 25-27 Ağustos 2010, Güzelyurt, KKTC. (Doktora Tezinden Yapılmıştır)