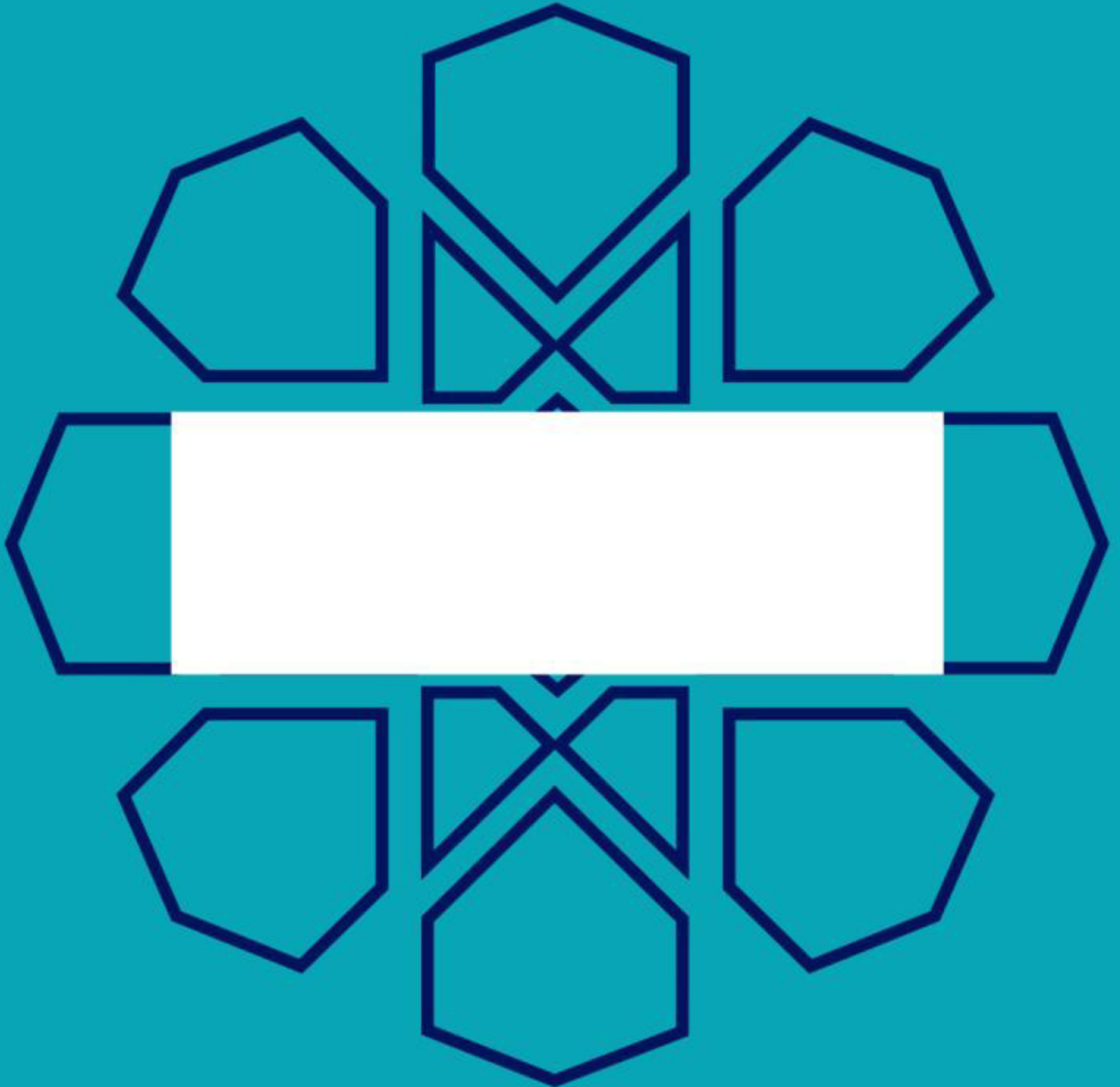




T.C.
Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü



Yüksek Lisans Tezi



BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SPEKTRUM PAYLAŞMA

Blerim Jahja



T.C.
ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SPEKTRUM PAYLAŞMA

Blerim JAHJA

Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ
(Danışman)

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA – 2015

Her Hakkı Saklıdır

TEZ ONAYI

Blerim Jahja tarafından hazırlanan “BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SPEKTRUM PAYLAŞMA” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ

Başkan : Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ
Uludağ Ü. Mühendislik Fakültesi,
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Prof. Dr. Osman GÜRDAL
Bursa Orhangazi Ü. Mühendislik Fakültesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Üye : Yrd. Doç. Dr. Osman H. KOÇAL
Yalova Ü. Mühendislik Fakültesi,
Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Prof. Dr. Ali Osman DEMİR

Enstitü Müdürü

...../...../ 2015

Uludağ Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

01/12/2015

İmza

Blerim JAHJA

ÖZET

Yüksek Lisans

BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SPEKTRUM PAYLAŞMA

Blerim JAHJA

Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik Mühendisliği

Danışman: Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ

Bu tezde, spektral verimliliği artırmak için yavaş Rayleigh sönümlmeli 2x2 bilişsel radyo kanalında spektrumun birincil ve ikincil kullanıcılar arasında asimetrik verici işbirliği ve Uzay-Zaman-Blok kodlama ile eşzamanlı olarak nasıl paylaşılacağı araştırılmıştır. Birincil kanalın TGTC, ikincil kanalın ise sırasıyla ÇGTÇ ve ÇGÇÇ olduğu durumlarda üzerine bindirme (spektrum *overlay*) yaklaşımı ile spektral birliktelik ele alınmıştır. Yani 2x2 TGTC-ÇGTÇ ve TGTC-ÇGÇÇ eşzamanlı spektral bindirmeli bilişsel kanallar incelenmiştir. Bu bağlamda, 2x2 bilişsel radyo kanalı geliştirilerek TGTC-TGTC, TGTC-ÇGTÇ, TGTC-ÇGÇÇ durumları için birincil aktivitenin olmadığı frekans bölgelerinin kullanımına ek olarak aktif spektral bölgelerin gerektiğinde eşzamanlı ortak kullanımı ile (spektral bindirme) erişilebilir maksimum veri hızları bilgi kuramsal olarak elde edilmiştir. Bilgi kuramsal incelemeye ek olarak, Uzay-zaman blok kodların kullanılmasıyla elde edilebilecek ergodik ve outage kapasiteleri de değişik verici-alıcı anten kombinasyonları için elde edilmiştir. Son olarak, 2x2 TGTC-ÇGÇÇ bilişsel kanallar için Uzay-Zaman Blok kodların spektral birliktelik şartları içinde kalarak kullanımı araştırılıp yazılım benzetimi ile bit hata başarımları da elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Bilişsel radyo, spektrum paylaşma, asimetrik işbirliği, verici çeşitleme, genel yayın kanalı, çoklu erişim kanalı, uzay-zaman blok kodlama, girişim, kablosuz ağlar.

2015, vii+46 sayfa

ABSTRACT

MSc Thesis

SPECTRUM SHARING IN COGNITIVE RADIO NETWORKS

Blerim JAHJA

Uludağ University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ

In this thesis, the use of Space-Time Block Coding for the spectral co-existence of primary and secondary users in slow Rayleigh fading 2×2 cognitive radio channel employing asymmetric transmitter cooperation has been investigated, in favour of increasing spectral efficiency subject to some specific conditions. It is assumed that the primary channel is SISO throughout the thesis and the secondary is a MISO and MIMO channel in turn adopting spectrum overlay approach for co-existence. In other words, 2×2 SISO-MISO and SISO-MIMO cognitive radio channels have been investigated for spectrum sharing using overlay approach. In this context, by generalising the 2×2 cognitive radio channel, information theoretic achievable data rates by using the spectrally active regions of the radio spectrum in addition to inactive parts when available, for SISO-SISO, SISO-MISO, SISO-MIMO channel cases. Besides, the ergodic and outage capacity of the Space-Time Block Codes have also been investigated for various transmitter-receiver antenna configurations. Finally, the use of Space-Time Block Coding for spectrum sharing in SISO-MIMO cognitive radio channels have been investigated and the bit error rates for the secondary users have been obtained through software simulations, subject to coexistence-conditions.

Keywords: Cognitive radio, spectrum sharing, asymmetric cooperation, diversity, broadcast channel, multiple-access channel, interference, space-time block coding, wireless networks.

2015, vii+46 pages

TEŞEKÜRLER

Uludağ Üniversite'nin Elektronik Mühendisliğin Yüksek-Lisans derecesini taşıdığım için büyük gurur duymaktayım. Bu çalışmam boyunca bana önemli katkılarıyla destek sağlayan, yardımlarını esirgemeyen, beni yüreklendiren ve bana her konuda rehberlik eden, sevgi ve sonsuz saygı duyduğum Danışman Hocam, Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ'a, teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca beni yetiştiren bugüne kadar maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman üzerimden eksik etmeyen aileme, akrabalarım ve dostlarıma teşekkür ederim.

Özellikle, aileleri ile birlikte

Neshat JAHJA

Hamit JAHJA

İdris MISLİMİ

Bekim JAHJA

Florim AHMETİ

Gjilas BELURİ

Beqir JAHJA

Gündüz GÜLER

İrfan SULEJMANİ

ve katkıda bulunan herkesi daima dualarımla hatırlayacağım.

Saygılarımla:

Blerim JAHJA

2015, TÜRKİYE CUMHURİYETİ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKÜRLER	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	vii
1 BÖLÜM	1
GİRİŞ	1
2 BÖLÜM	4
BİLİŞSEL RADYO AĞLARI	4
2.1 Bilişsel Radyo Ağlarının Temel Fonksiyonları	5
2.1.1 Spektrum algılaması	5
2.1.2 Spektrum kararı ve analizi	5
2.1.3 Spektrum hareketliliği.....	5
2.1.4 Spektrum paylaşma.....	5
2.2 Bilişsel Spektrum Paylaşma.....	6
2.3 Yatay ve Dikey Spektrum Paylaşma	7
2.4 Spektrum Paylaşma Paradigmaları.....	7
2.4.1 Boşluk kovalama paradigması	7
2.4.2 Altına yayma paradigması	8
2.4.3 Üzerine bindirme paradigması	9
3 BÖLÜM	11
UZAY ZAMAN BLOK KODLAMA	11
3.1 Kodlamanın Yapısı.....	11
3.2 Uzay-Zaman Blok Kodların Kod-Oranı	13
3.2.1 Dikgen karmaşık uzay-zaman blok kodları	14
3.2.2 Dikgen gerçel uzay-zaman blok kodları	14
3.3 Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodların Çözümlemesi	16
3.4 Uzay-Zaman Blok Kodların Kapasitesi.....	20
4 BÖLÜM	24
GÜÇ TAHSİSİ VE ERİŞİLEBİLİR VERİ HIZLARI	24
4.1 Sistem Modeli	24
4.2 TGTÇ-TGTÇ Kanal Durumu (SISO-SISO).....	25
4.3 TGTÇ-ÇGTÇ Kanal Durumu (SISO-MISO)	30
4.4 TGTÇ-ÇGÇÇ Kanal Durumu (SISO-MIMO).....	31
5 BÖLÜM	34

UZBK İLE SPEKTRUM PAYLAŞMA	34
5.1 Sistem Modeli	34
5.2 SISO-MIMO Kanal Durumu	37
5.2.1 Bilişsel Alıcı.....	37
5.2.2 Birincil Alıcı.....	39
5.2.3 Yazılım benzetimi ile bilişsel sistemin hata başarımı	40
6 BÖLÜM	42
SONUÇ	42
KAYNAKLAR	43
ÖZGEÇMİŞ	46



ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2. 1. Spektral boşluk kavramı	4
Şekil 2. 2. Bilişsel döngü ve dört ana fonksiyonu	6
Şekil 2. 3. Birincil ve ikincil sinyallerin iç içe iletilmesi	7
Şekil 2. 4. İkincil sinyalin, altına yayma şeklinde spektrumu paylaşması	8
Şekil 2. 5. Altına yaymalı spektrum paylaşımında mesafe etkisi	9
Şekil 2. 6. Üzerine bindirme yöntemi ile spektrum paylaşma	10
Şekil 3. 1. Uzay zaman blok kodlamanın yapısı	12
Şekil 3. 2. $2Tx \times 1Rx$ UZBK kodun ML çözülmesi	17
Şekil 3. 3. Düz Rayleigh sönümleme kanalında $2Tx \times 1Rx$ Alamouti kodunun QPSK bit hata başarımının karşılaştırılması	18
Şekil 3. 4. $2Tx \times 2Rx$ UZBK kodun ML çözülmesi	19
Şekil 3. 5. Düz Rayleigh sönümleme kanalında $2Tx \times 2Rx$ Alamouti kodunun QPSK bit hata başarımının karşılaştırılması	20
Şekil 3. 6. Kod oranı $R = 1$ olan $Tx = 2$ antenli UZBK sisteminin alıcı anten sayısına bağlı olarak Shannon kapasitesinin değişimi	21
Şekil 3. 7. UZBK outage kapasitesine anten sayısının etkisi	22
Şekil 3. 8. UZBK outage kapasitesine kod oranının etkisi	23
Şekil 4. 1. 2×2 Haberleşme ağının doğrusal modeli	24
Şekil 4. 2. Bilişsel haberleşmenin iki fazı	25
Şekil 4. 3. $d_{24} = 0.25$ için vericiler arası uzaklığa bağlı erişilebilir bilişsel veri hızları	28
Şekil 4. 4. $d_{24} = 0.25$ için güç tahsis katsayısının değişimi	29
Şekil 4. 5. $d_{24} = 0.25$ için güç bölüştürme katsayısının değişimi	29
Şekil 4. 6. $d_{24} = 0.25$ için dinleme oranı α katsayısının değişimi	30
Şekil 4. 7. $d_{12} = 0.125$, $d_{24} = 0.25$ ve farklı güç bölüştürme oranları (u) için erişilebilir bilişsel veri hızları	32
Şekil 4. 8. $d_{24} = 0.25$ için vericiler arası uzaklığa bağlı erişilebilir bilişsel veri hızları	33
Şekil 5. 1. 2×2 dört düğümlü bilişsel radyo haberleşme ağı	34
Şekil 5. 2. Bilişsel verici blok gösterimi	35
Şekil 5. 3. SISO-MIMO ağda bilişsel alıcı sinyalleri	38
Şekil 5. 4. SISO-MIMO ağda birincil alıcı sinyalleri	39
Şekil 5. 5. Bilişsel sistemin yol kaybına bağlı olarak bit hata olasılığının değişimi	41

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
C	Kanal Kapasitesi
H	ÇGÇÇ sönümlenmeli kanal matrisi
I	Birim matrisi
X	UZBK matrisi
η	Spektral verimliliği
N_0	Gürültü güç spektral yoğunluğu
N_r	Alıcıdaki anten sayısı
N_t	Vericideki anten sayısı
P_b	Bit hata olasılığı
R	Kod oranı
γ	Sinyal gücünün gürültü gücüne oranı (S/N)

Kısaltmalar	Açıklama
BK	Birincil Kullanıcı
BR	Bilişsel Radyo
ÇGÇÇ	Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO)
ÇGTÇ	Çok Girişli Tek Çıkışlı (MISO)
FCC	Federal Communications Commission
	Federal Komünikasyon Komitesi
DF-DPC	Çöz Gönder-Kirli Kâğıt Kodla
İK	İkincil Kullanıcı
ML	En Olası
MMSE	Minimum Ortalamalı Karesel Hata
QoS	Hizmet Kalitesi
QPSK	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
SNR	Sinyal Gürültü Oranı
TGÇÇ	Tek Girişli Çok Çıkışlı (SIMO)
TGTÇ	Tek Girişli Tek Çıkışlı (SISO)
UZBK	Uzay-zaman Blok Kodlama
W-CDMA	Geniş Bant-kod Bölmeli Çoklu Erişim
ZF	Sıfıra Zorlamalı

1 BÖLÜM

GİRİŞ

İlgili kuruluşlar tarafından, spektrum kullanımındaki verimsizliğin fark edilmesi ile sınırlı bir kaynak olan radyo spektrumunun statik olarak dağıtılması yerine son zamanlarda dinamik olarak kullanılmasını öneren teknolojiler haberleşme dünyasında dikkat çekmeye başlamıştır. “Dinamik spektrum erişimi” olarak adlandırılan bu fikir ilk olarak (Mitola ve Maguire 1999, Mitola 2000) tarafından önerilmiştir. Bu fikri kullanan ve “yeni nesil uyarlanabilir radyolar” olarak adlandırılan sistemler kullanıcı ve şebekenin ihtiyaçlarına yanıt verebilecek bir “akıl” katmanının eklenmesi ile oluşturulurlar. Çevresel farkındalığa sahip bu sistemler bulunduğu ortamı algılayıp, bilgi tanımlaması, çıkarım ve öğrenme mekanizmaları kullanarak iletişim sağlarlar. Ayrıca dinamik ve otomatik olarak operasyon ortamına bağlı olarak çalışma parametrelerini değiştirebilirler. Başlarda, daha çok akıllı ve uyarlanabilir gibi isimlerle anılıp son zamanlarda Bilişsel Radyo (BR) olarak tanımlanmakta olan bu sistemlerin (Haykin 2005), operasyon değişkenleri yazılım ile değiştirilebilen/belirlenen yazılım tabanlı radyo ile hayat bulabileceği düşünülmüş; verimli, esnek ve güvenilir spektrum kullanımı için anahtar teknoloji haline gelmiştir. Benzer birçok tanım bulunmakla beraber, bilişsel radyo (Haykin 2005) de şöyle tanımlanmaktadır:

“Bilişsel radyo, çevresinin farkında olan, üzerine koyarak öğrenme yöntemi ile çevresini öğrenen; istenilen herhangi bir yer ve zamanda güvenilebilir haberleşme ile radyo spektrumunu verimli kullanma gibi iki öncelikli amacı ön planda tutup, verici gücü, taşıyıcı frekansı ve modülasyon gibi belli çalışma parametrelerini değiştirerek kendisini aldığı radyo sinyalinin istatistiksel değişimlerine uyduran akıllı bir kablosuz haberleşme sistemidir.”

Şehirselleşme alanlarında yapılan spektrum incelemeleri frekans bantlarının zamanın büyük kısmında kullanılmadığını göstermiştir. Örneğin, 3 GHz altındaki spektrumun uzay-zaman-frekans ekseninde yapılan ölçümlerinde, spektrumun ortalama %5’ten daha azının (muhtemelen %1 kadar) kullanıldığı görülmüştür (Kolodzy 2009). Hatta, çalışma bir kısım spektrumun ya çok kısa süreliğine ya da hiç kullanılmadığını göstermiştir. Ancak bir taraftan kablosuz uygulama alanlarının ve bireysel ihtiyaçların zamanla

artması sonucu, radyo spektrumuna duyulan ihtiyaç ta her geçen gün artmaktadır. Bir yandan geniş bantlı yeni frekans arayışları süredursun, haberleşme sektörü ve otoriteleri yeni frekans tahsisleri yapmak yerine öncelikle mevcut radyo spektrumunun daha verimli kullanılması gerektiğini düşünerek bilişsel radyo çözümüne odaklanmış bulunmaktadır. Bu çözüm, zaman içinde boş spektrum bölgelerinin dinamik olarak tespit edilip kullanılması şeklinde olabileceği gibi (klasik yaklaşım), bu tezin inceleme/araştırma konusuna temel teşkil eden iki veya daha fazla kullanıcının aynı anda aynı spektrum bölgesini kullanması şeklinde de olabilmektedir. Aslında transmisyon kapasitesini artırmak için bu iki durum genelleştirilerek, spektral boşluk bulunduğu kullanılması, bulunmadığı durumda ise işbirliği yapmaya gönüllü bir düğümle aynı spektrumun eşzamanlı kullanılması şeklinde de olabilmektedir. Bu durum tezin dördüncü bölümünde ele alınmıştır.

Eşzamanlı spektral birliktelik, alıcı-verici çiftlerinin değişik işbirlikleri şeklinde olabileceği gibi, bu tezde ele alındığı gibi sadece vericilerin asimetric (tek taraflı) işbirliği ile de mümkündür. Bu bağlamda müşterek spektrum kullanımı için (kanalda eşzamanlı müşterek varlık), bilişsel kullanıcının sağlamak zorunda olduğu bazı şartlar da öne sürülmüştür (Jovicic ve Viswanath 2006). Bu tezde de kabul edilen ve uygulanan kanalda müşterek varlık şartları şu şekildedir:

- 1) Birincil kullanıcıya kesinlikle girişim yapmamak.
- 2) Birincil alıcının kendi sinyalini özel bir işleme gerek kalmadan ikincil (bilişsel) kullanıcı yokmuş gibi çözmeye devam etmesi. Yani birincil alıcı bilişsel sistemin varlığından haberdar olmayacak ve kanalda kendi vericisi ile yalnız olduğu gibi kendi sinyalini etkilenmeden almaya devam edecektir.

Bilişsel radyo ile statik spektrum yönetiminden dinamik spektrum yönetimine geçiş, spektral birlikteliği sağlayacak yeni spektrum yönetim paradigmasını da beraberinde getirmiştir. Değişik kaynaklarda zaman içinde spektrum yönetim paradigmaları ile birlikte fırsatçı, dinamik ve esnek spektrum erişimi terimleri kullanılmış, ancak kablosuz haberleşme komitesi genelde bilişsel radyo kavramını *dinamik spektrum erişimi* ile özdeşleştirmiştir (Shilling 2004, Haykin 2005). Bu yaklaşımlar temel olarak spektral boşluk kovalama (*interweave*), altına yayma (*spectrum underlay*) ve üzerine bindirme (*spectrum overlay*), olmak üzere üç çeşittir (Goldsmith ve ark. 2009). Bu

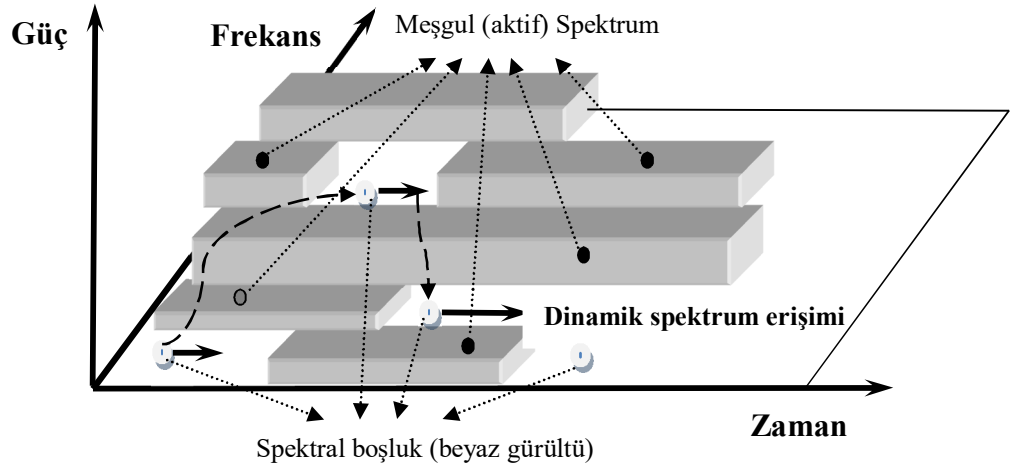
tezde, spektral birliktelik üzerine bindirme yaklaşımı ile ele alınmıştır. Literatürde müşterek spektrum kullanımına ilişkin çalışmalar genellikle bilgi kuramsal olarak yapılmıştır. Bunlardan (Serrano ve ark. 2012, Srinivasa ve Jafar 2007, Li ve ark. 2011a, Koyluoglu ve El Gamal 2009) örnek olarak verilebilir. Bu tezde de kullanımı incelenen uzay-zaman blok kodların müşterek spektrum kullanımına bir uygulaması (Bohara ve ark. 2010)'da önerilmiştir. Ancak bu yöntem yukarıda verilen ve bu tezde de kabul edilen bilişsel vericinin sağlamak zorunda olduğu spektral birliktelik (müşterek varlık) şartlarını sağlamamaktadır. Daha açık söylemek gerekirse, birincil alıcı bilişsel alıcının varlığından haberdar olmakta ve kendi bilgisini çözmek için bilişsel vericiden gelen girişimi sifıra zorlayıcı huzme oluşturması gerekmektedir. Önerilen yöntemin bir avantajı, bilişsel vericinin birincil vericinin bilgisini öğrenmek için bir zaman harcamamasıdır. Ancak buna mukabil ilettiği veri miktarı ise 0.5 sembol/s/Hz olmaktadır.

Bazı bilgi kuramsal incelemelerde bilişsel radyo sistemlerinde bilişsel kullanıcının cin yardımı ile birincil vericinin bilgisini elde ettiği kabulü yapılsa da (Devroye ve ark 2006a, 2006b, 2007b, Devroye ve Tarokh 2007a), pratikte genel olarak bilişsel verici asimetrik işbirliği yapmaya gönüllü bir birincil vericinin yakınında bulunarak göndereceği çerçeve bilgisini kısa bir sürede alıp (Srinivasa ve Jafar 2007, Jovicic ve Viswanath 2006, Koyluoglu ve El Gamal 2009), aldığı çerçeveyi bir yandan birincil verici ile birlikte onun alıcısına gücünün bir kısmını kullanarak röle ederken, diğer yandan gücünün geri kalan kısmı ile de kendi alıcısına kendi bilgisini kirli kağıt kodlama yöntemi ile gönderir. Bu sayede, bilişsel verici birincil alıcının sinyal gürültü oranını yükselterek müşterek spektrum kullanmaya müsaade eden birincil sisteme müşterek varlığın şartlarına uyarak karşılığını ödemiş hem de kendi alıcısına kendi verisini birincil sistemden etkilenmeden göndermiş olur. Bu tezde, bu iletişim senaryosu temel alınıp uzay zaman blok kodlama kullanarak tek giriş tek çıkışlı bir birincil sistem ile sırasıyla çok giriş tek çıkışlı ve çok giriş çok çıkışlı bilişsel sistemin üzerine bindirme yaklaşımı ile müşterek spektrum kullanımı incelenmiştir.

2 BÖLÜM

BİLİŞSEL RADYO AĞLARI

Günümüzde kablosuz ağlar statik tahsis politikaları ile idare edilmektedir. Bu politikalar operatörlere özellikle büyük coğrafi bölgeleri kapsayan uzun vadeli kablosuz spektrum tahsis etmektedir (Katarwar ve Kulkarni 2012). Ancak kablosuz uygulama alanlarının ve bireysel ihtiyaçların zamanla artması sonucu, ABD’de bulunan Federal Komünikasyon Komitesi ve Avrupa’nın Radyo Spektrum Politika Grubu, dünyanın en büyük iki düzenleyici kurumları olarak spektrum yetersizliği ile karşı karşıya kalmıştır (FCC 2005). Bunun sonucunda radyo spektrumunun verimsiz kullanıldığı bantlarda, zamana ve konuma bağlı olan bu verimsizliğe çözüm olarak son zamanlarda dinamik spektrum erişme teknikleri önerilmiştir. Bu da bilişsel radyo ağları kavramını gündeme getirmiştir. Bu tür ağlar, ikincil (bilişsel veya lisanssız olarak da ifade edilir) kullanıcılara birincil (veya lisanslı) kullanıcılar ile birlikte aynı spektrumu fırsatçı bir şekilde veya birincil kullanıcılara girişim yapmamak şartıyla doğrudan paylaşma imkânı vermektedir. Şekil 2.1’de belirli bir konumda birincil kullanıcıya frekans bantları şeklinde tahsis edilmiş bir spektrum bölgesi içinde, spektral boşlukların bilişsel kullanıcı tarafından algılanıp fırsatçı bir şekilde nasıl kullanıldığı gösterilmiştir.



Şekil 2. 1. Spektral boşluk kavramı

Şekilden görüldüğü gibi, bilişsel kullanıcı birincil kullanıcı tarafından kullanılma isteği geldiği anda bulunduğu spektrum bandını boşaltarak zaman içinde kullanılmayan (aktif

olmayan) başka boşluklara atlayarak iletimine devam etmektedir. Tezde bu yöntem, *spektral boşluk kovalama* olarak tabir edilmiştir. Bu şekilde, bir operatöre statik olarak tahsis edilmiş frekans bandı başka kullanıcılar tarafından dinamik bir şekilde kullanılarak spektral verim iyileştirilmiştir. Ancak, bu iletimi yönetecek akıllı cihaz ve ağ algoritmalarına ihtiyaç olduğu da aşikârdır.

2.1 Bilişsel Radyo Ağlarının Temel Fonksiyonları

Bilişsel radyonun, spektrum algılama, spektrum kararı ve analizi, spektrum hareketliliği ve spektrum paylaşma olmak üzere en az dört ana fonksiyonu vardır. Bilişsel radyo ağlarındaki spektrum kavramının iyi anlaşılması için aşağıda kısaca özetlenmiştir.

2.1.1 Spektrum algılaması

Bu özellik bilişsel kullanıcı konumunun civarında kullanılmayan spektrum bölgelerini taramak, bilgi toplamak ve kullanımda olmayan boş spektral bölgeleri bulmak için gereklidir (Haykin ve ark. 2009, Lee ve Akyildiz 2008).

2.1.2 Spektrum kararı ve analizi

Sistem kullanıcı iletişim ihtiyaçlarını karşılamak için mevcut olan en iyi spektrumunu yakalamak için analiz etmeli ve çeşitli QoS gereksinimlerine karar vermelidir. Bu iki spektrum fonksiyonu spektrum yönetimi olarak bilinir (Akyildiz ve ark. 2009) ve ayrıca ikincil kullanıcı için spektrum boşluklarının ne kadar süre kullanılabilir olduklarını tahmin eder.

2.1.3 Spektrum hareketliliği

Bilişsel radyonun kullanımında olan spektrum birincil kullanıcıya gerekli olduğunda, haberleşmenin başka bir spektrum bölgesinde devam etmesi için spektrum hareketliliği gerekir. Bu sayede en iyi iletişim spektrumuna geçiş yaptığında kesintisiz iletişimi sağlamış olur. Mevcut kanalın terk edilerek başka spektral boşluklara geçiş hiç gerekmeyebilir veya iletişim boyunca defalarca gerçekleşebilir.

2.1.4 Spektrum paylaşma

Bilişsel radyonun kullanıcıları aynı veya kısmen örtüşen spektral boşluğa erişmeye çalışırken bir biriyle üst üste çarpışabilirler. Böyle durumlara çözüm tarifesi sunacak ve

yerine dinamik spektrum paylaşma ile spektrum kıtlığının çözümü olarak gelişmeye başlamış (Haykin 2005) ve telsiz ağlar için bir teknoloji geleceği olmuştur.

2.3 Yatay ve Dikey Spektrum Paylaşma

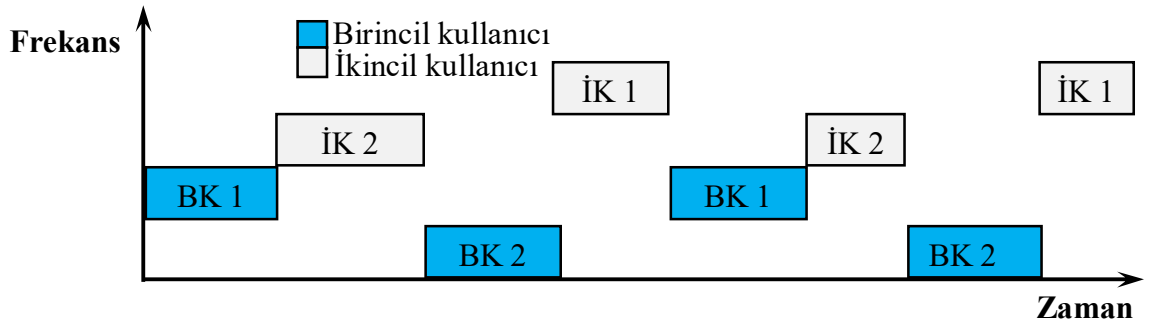
Yatay paylaşma teknikleri, inter veya intra ağlarda ikincil kullanıcıların kendi aralarındaki spektrum paylaşımıdır (Kruys 2003). Dikey spektrum paylaşma ise birincil ve ikincil kullanıcılar arasında yapılan paylaşma olup, teknikleri literatürde bilişsel radyo ağlarının paradigmaları olarak bilinmektedir.

2.4 Spektrum Paylaşma Paradigmaları

Birincil ve ikincil kullanıcılar arasında spektrumun eş zamanlı paylaşımı için, literatürde üç farklı *paradigma* önerilmiştir. Araştırmacıların üzerine en çok odaklandığı bu paradigmlar, *boşluk kovalama (interweave)*, *altına yayma (underlay)* ve *üzerine bindirme (overlay)* olarak bilinmektedir (Goldsmith ve ark. 2009).

2.4.1 Boşluk kovalama paradigması

Bilişsel Radyo için ilk motivasyon boşluk kovalama paradigması olup, fırsatçı iletişim fikrine dayanmaktadır. Burada ikincil kullanıcı, radyo spektrumunun mevcut beyaz boşluklarını zaman içinde fırsat buldukça geçici olarak kullanır. Buna temsili bir örnek Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2. 3. Birincil ve ikincil sinyallerin iç içe iletilmesi

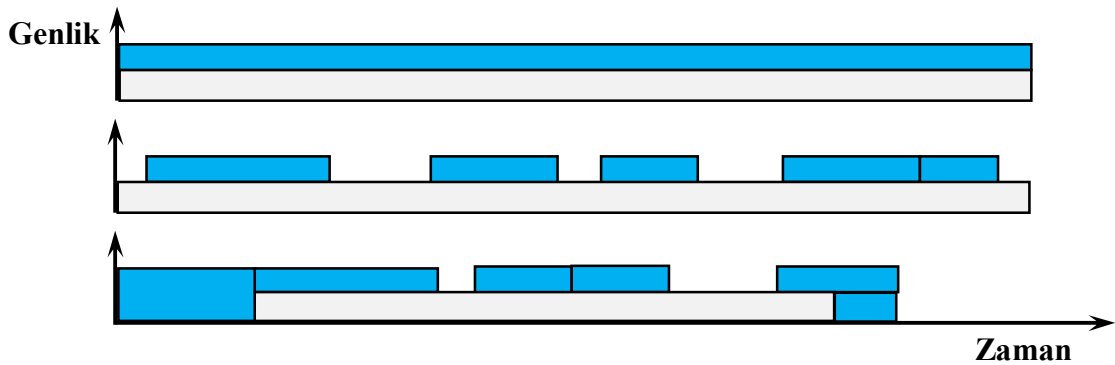
Görüldüğü gibi, birincil sistemler (BK1 ve BK2) tarafından zaman içinde kullanılmayan spektrum boşlukları ikincil kullanıcılar (İK1 ve İK2) tarafından kullanılmaktadır. Birincil kullanıcılar kendi kanal zaman paylaşımlarını koordine ederken, ikincil kullanıcılar da boş spektrumlarından yararlanmak için sürekli birincil kullanıcıları uzay-

zaman-frekans boyutlarında takip ederek spektral boşlukların paylaşımını koordine etmektedir (Haykin 2005). Yani ikincil kullanıcıların (İK1 ve İK2) kanal kullanma öncelikleri birincil olanlardan düşük olduğu için, birincil kullanıcılar (BK1 ile BK2) kanalı kullanmak istediklerinde ikincil kullanıcıların spektrumu ertelemeyen hemen boşaltmaları gerekmektedir.

Bu arada, birincil kullanıcıların aktivitelerinin zaman ve konuma bağlı olarak değişmesi boşluk algılamayı bir yandan zorlaştırmakta ve ayrıca alıcılardaki mevcut donanımın özellikleri de bilişsel alıcının geniş bir bant boyunca spektral boşlukları arama hızını sınırlamaktadır. Bu durum, işbirlikli algılama ile hesap yükünü azaltarak kısmen çözülebilse de gecikme ve veri miktarının azalmasına sebep olmaktadır. Boşluk kovalama yönteminin zorluklarına bir çözüm, iki veya daha fazla kullanıcının aynı anda aynı spektrum bölgesini kullanması şeklinde de olabilmektedir. Bu yöntem ile spektrum altına yayma veya üzerine bindirme şeklinde paylaşılır.

2.4.2 Altına yayma paradigması

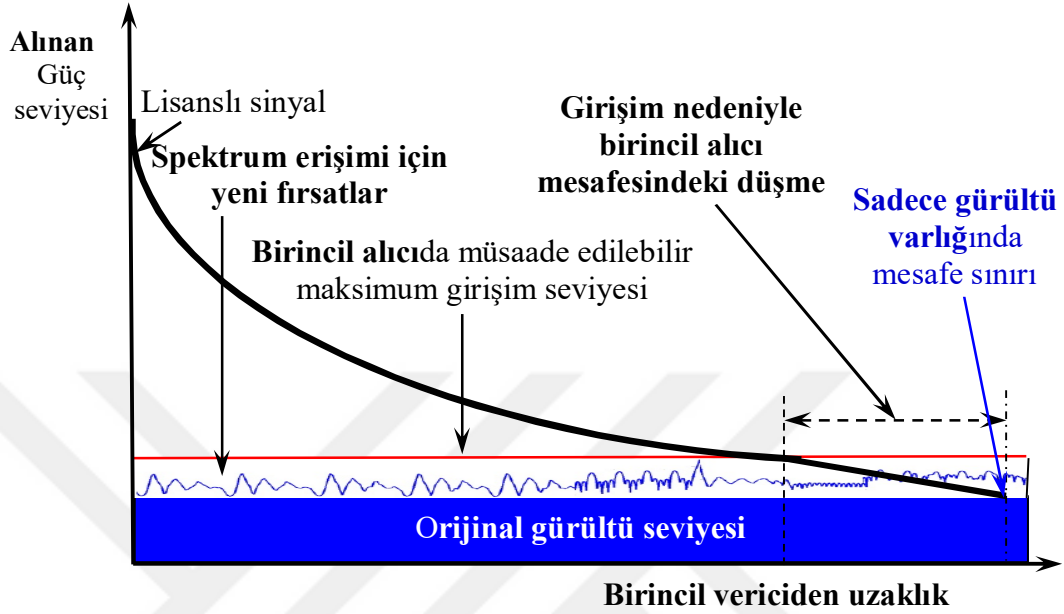
Altına yayma yöntemi, boşluk kovalama tekniğinden çok daha farklı ihtiyaçlara sahiptir. İkincil kullanıcı, radyo spektrumunu müsaade edilen girişim sıcaklığını aşmayacak şekilde (Haykin 2005, John ve Donald 2007), birincil kullanıcı ile eşzamanlı olarak kullanır. Dolayısı ile Şekil 2.3’de ifade edilen yöntemde olduğu gibi birincil kullanıcı faaliyetini takip etmesine gerek yoktur. Altına yayma şeklinde adlandırılan bu spektrumu ortak kullanma modeli, Şekil 2.4’te temsil edilmiştir.



Şekil 2. 4. İkincil sinyalin, altına yayma şeklinde spektrumu paylaşması

Şekilde ifade edildiği gibi, birincil ve ikincil kullanıcıların eşzamanlı spektral birlikteliği, ikincil kullanıcıların birincil kullanıcılara olan girişim sıcaklığının müsaade

edilen sınırı aşmayacak şekilde onları rahatsız etmeden iletim yapmaları ile mümkündür (Xing ve ark. 2007). Bu durum, ultra geniş bantlı sistemlerin çalışmasına benzemektedir (Win ve Scholtz 2000).



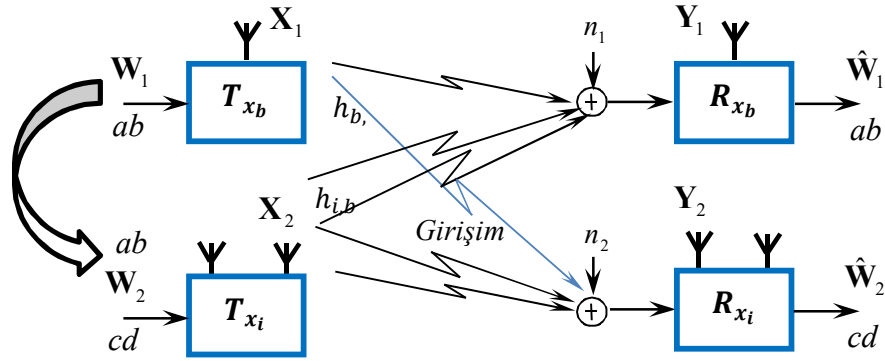
Şekil 2. 5. Altına yaymalı spektrum paylaşımında mesafe etkisi

İkincil kullanıcılara, spektral olarak aktif kanallarda iletim fırsatı vermek için birincil alıcı gürültü seviyesinin üzerinde fakat birincil alıcıya zararlı kabul edilmeyecek bir girişim marjini tanımlanır. Bu marjin içinde kalmak şartıyla, ikincil kullanıcılara spektruma erişim izni verilir. Yani, ikincil transmisyonda, bilişsel alıcıda oluşan istenmeyen sinyal seviyesi (alıcı gürültüsü + ikincil sinyal) her zaman alıcıda müsaade edilen girişim sıcaklığının altında olmalıdır (Hamid 2008, Srinivasa ve Jafar 2007). Bu da birincil vericinin alıcısı ile arasındaki uzaklığı etkiler. Yani, birincil verici-alıcı mesafesi girişimsiz durumda daha uzak olabilirken, müsaade edilen girişim seviyesine bağlı olarak azalmak durumundadır. Bu durum Şekil 2.5’de gösterilmektedir (FCC 2003).

2.4.3 Üzerine bindirme paradigması

Eşzamanlı olarak aynı spektruma erişimin diğer bir yöntemi de, üzerine bindirme tekniğidir, ki bu tezde bu yöntem ele alınmıştır. Üzerine bindirme ve boşluk kovalama yaklaşımlarının birleştirilerek beraberce kullanıldığı çalışmalar da bulunmaktadır (Wu ve Natarajan 2007, Koyluoglu ve El Gamal 2009). Bu yöntem esas olarak birincil

vericinin kendi alıcısına göndereceği bilginin iletim öncesinde ikincil (bilişsel) verici tarafından bilinmesine dayanır. Bu durum, Şekil 2.6'da temsil edilmiştir. Şekilde, SISO birincil kullanıcı ve MIMO ikincil (bilişsel) kullanıcı 2x2 bilişsel radyo haberleşme sistemi gösterilmiştir. Burada alt indis b bilişsel, i ise ikincil anlamına gelmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, ikincil verici birincil verici ile tek taraflı olarak yaptığı işbirliği ile W_1 mesaj bilgisini alır. Bu bilgi ile kendi W_2 mesajını kodlayıp göndererek birincil vericinin ikincil alıcıya yapacağı girişimi önler. Bununla beraber ikincil verici kendisinin birincil alıcıya girişim yapmasını önlemek zorundadır. Hatta en doğru olanı, birincil sistemin ikincil sisteme haberleşme imkânı vermek için yaptığı işbirliğinin karşılığı olarak, gücünün bir kısmını birincil sisteme ayırarak, birincil alıcıya (kendisinin ekstra bir işlem yapmasına gerek kalmadan kanalda ikincil sistem yokmuş gibi normal bir şekilde verisini alabilmesi için) gerekli ayarlamaları yaparak W_1 verisini birincil alıcıya göndererek onun sinyal kalitesini iyileştirir. Bu arada ikincil alıcı kodlama veya huzme oluşturma yoluyla birincil vericiden gelen girişimden etkilenmeden sinyalini alır. Ancak bu sistem, ikincil sistemin bütün kanal bilgilerine ve birincil verici güç seviye bilgisine sahip olmasını gerektirmektedir (Maric ve ark. 2007, Jovicic ve Viswanath 2006).



Şekil 2. 6. Üzerine bindirme yöntemi ile spektrum paylaşma

3 BÖLÜM

UZAY ZAMAN BLOK KODLAMA

Uzay Zaman Kodlama mobil ve yerel kablosuz ağlarda kullanılan bir teknik olup uzay-zaman boyutlarında gerçekleştirilir. Kodlama yapılarında, uzay zaman blok kodlama (UZBK), uzay zaman trellis kodlama ve katmanlı uzay zaman kodlama gibi daha birçok farklı yaklaşım vardır (Jafarkhani 2005). Tüm yöntemlerin veya yaklaşımların ana fikri, çok yönlü yayılma bileşenlerini kullanarak en yüksek performans ve spektral verime ulaşmaktır.

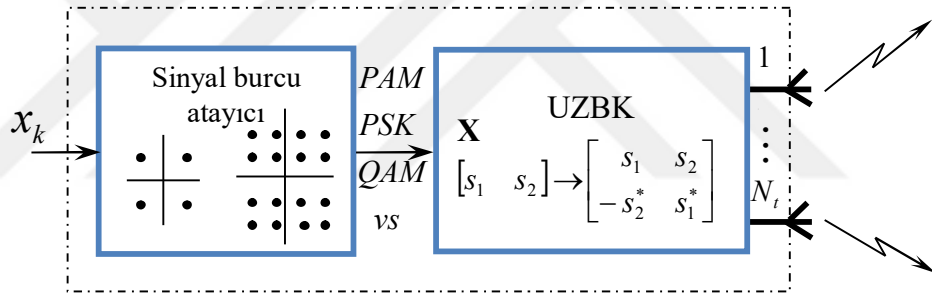
UZBK'nın diğer uzay-zaman kodlama yöntemlerine göre avantajı, doğrusal bir alıcı karmaşıklığı ile tam sinyal çeşitleme ve kodlama oranı sunabilmesidir. En basit uzay zaman blok kodu ikinci mertebeden çeşitleme kazancı sağlayan iki verici antenli sistemdir (Alamouti 1998). UZBK yönteminde, veriler bloklar halinde kodlanıp ayrı zaman dilimlerinde ayrı antenlere arasında dağıtılmaktadır. Çeşitleme kazancı vericide kullanılan antenlerle sağlandığından, ayrıca alıcıda birden fazla anten kullanma zorunluluğu yoktur (Tarokh ve ark. 1999). Ancak kullanıldığı takdirde çeşitleme kazancı artırılabilir. Bu UZBK yönteminin güzel bir avantajıdır (Al-Dhahir ve ark. 2002a, b).

UZBK yönteminde vericinin alıcı ile arasındaki kanal bilgisine normalde ihtiyacı yoktur. Ancak, kanal bilgisinin vericide bilinmesi çeşitli avantajları da beraberinde getirmektedir. Bu avantajlar, çeşitleme kazancının artırılması olabileceği gibi, kanal bilgisini kullanarak oluşturulan bir ön kodlayıcı ile hüzme şekillendirerek girişim engelleme ve uzay bölmeli çoğullama şeklinde olabilmektedir.

3.1 Kodlamanın Yapısı

Giriş bitlerinin gruplanması ile elde edilen sembollerin kullanılan modülasyona özgü sinyal burcundaki karşılıkları (gerçek veya kompleks) $N_t \times T$ boyutlu kod matrisinin oluşturulmasında kullanılır. Kod matrisi \mathbf{X} 'in her bir sütunu ise N_t adet antenden gönderilir. Matrisin bütün sütunları ($N_t \times T$ adet) gönderildiğinde giriş sembol bloğuna ilişkin kod kelimesi gönderilmiş olur (Alamouti 1998). Kod kelimesinin tasarımı, vericide kanal bilgisinin bilinip bilinmemesine bağlı olarak farklılık gösterebilir. Şekil

3.1’de verici anten sayısı $N_t = 2$ ve kod uzunluğu $T = 2$ durumuna karşı gelen bir UZBK vericisi gösterilmiştir. Doğal olarak kod matrisinin boyutları da 2×2 dir. Bu kod 3üncü nesil W-CDMA sistemlerinde standart olarak kabul edilmiştir. Bu sistemde kod matrisi; ilk iletim aralığında aynı anda birinci antenden s_1 ikinci antenden s_2 , iletimin ikinci basamağında da aynı anda birinci antenden $-s_2^*$ ve ikinci antenden de s_1^* gönderilerek iletilmiş olur. Dikkat edilirse bu kod tasarımında iletimin ilk yarısında gönderilen sinyal (kod matrisinin ilk sütunu) ikinci yarısında gönderilen sinyale (kod matrisinin ikinci sütunu) diktir. Yani, doğrusal uzay-zaman blok kodların bir sınıfı olan bu kodlar dikgen uzay-zaman blok kodudur. Verici antenlerinden alıcı antenlerine ulaştığında birbirine giren semboller bu kod sayesinde kolayca birbirinden ayrılarak çözümlenirler. En yüksek olasılıklı çözümlenme işlemi kolayca gerçekleşir. Tasarımlarının ana teması maksimum çeşitleme kazancı elde etmek olduğu için, kodlama kazançları diğer uzay-zaman kodlarına göre düşüktür.



Şekil 3. 1. Uzay zaman blok kodlamanın yapısı

Uzay-zaman blok kodun spektral verimliliği $\eta = \frac{bk}{T}$ bits/s/Hz olarak tanımlanır.

Burada b , bir sembolün temsil ettiği bit sayısıdır. Bir uzay-zaman blok kod matrisi \mathbf{X} genel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{X} = \sum_{n=1}^k (\bar{s}_n \mathbf{A}_n + i \tilde{s}_n \mathbf{B}_n) \quad (3.1)$$

Burada $\{s_1, s_2, s_3, \dots, s_k\}$ birer sembol kümesi, \mathbf{A}_n ve \mathbf{B}_n kod tasarımına bağlı genellikle kompleks olan $N_t \times T$ boyutlu sabit matrisler olup, \bar{s}_n , s_n 'nin gerçel kısmını \tilde{s}_n ise s_n 'nin sanal kısmını temsil etmektedir. Dikgen kodlar için,

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \sum_{i=1}^k |s_i| \mathbf{I} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_i \mathbf{A}_i^H &= \mathbf{I}, \quad \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^H = \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_i \mathbf{A}_j^H &= -\mathbf{A}_j \mathbf{A}_i^H, \quad \mathbf{B}_i \mathbf{B}_j^H = -\mathbf{B}_j \mathbf{B}_i^H, \quad i \neq j \\ \mathbf{A}_i \mathbf{B}_j^H &= \mathbf{B}_j \mathbf{A}_i^H, \quad i, j = 1, \dots, k \end{aligned} \quad (3.3)$$

Örnek olarak $N_t = 2$ verici antenli $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}$ Alamouti kodu için,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \text{olmaktadır.}$$

3.2 Uzay-Zaman Blok Kodların Kod-Oranı

Bir UZBK belli bir uzunluğa sahiptir (T). Yani bir kod kelimesi T adet N_t uzunluklu sembol vektörlerinden oluşur. Dolayısı ile, bir kod kelimesini göndermek için T adet sembol süresi kullanılır. Bu süre içinde vericiye iletilen net veri sembolü sayısı da k olsun. UZBK kod oranı $R = \frac{k}{T}$ olarak tanımlanır. Kod uzunluğu boyunca gönderilen sinyaller

$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1N_t} \\ s_{21} & s_{22} & \vdots & s_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{T1} & s_{T2} & \cdots & s_{TN_t} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

matrisi ile ifade edilir. Burada her bir satır kod kelimesinin bir zaman dilimini, her bir kolon da kod kelimesi boyunca bir antenden gönderilen sembol dizisini temsil eder. Alıcıya sıralı sembolleri iletirken, alıcı antenlerinde iletilen sembollerin arasında girişim oluşur. Bu nedenle alıcıda çözümü için tek bir sembol süresinde alınan sinyal yerine, bir kod kelimesi uzunluğu boyunca alınan sinyalleri $\{r(1), r(2), \dots, r(T)\}$ dikkate almak gerekir. Gönderilen bit dizisinin alıcıda çözümlenebilmesi için, kompozit bir sinyal olarak alınan bu bloğa gerekli işlemlerin uygulanması gerekir.

3.2.1 Dikgen karmaşık uzay-zaman blok kodları

Bu sınıfın kod matrisinin elemanlarını karmaşık sayılar oluşturmaktadır. Örnek olarak, çok kullanılan Alamouti kodunu düşünelim. Bu kod için, kod matrisi $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$ ve $k = T = 2$ olduğundan kod oranı $R = 1$ dir. Buna karşın, $N_t = 3$ verici antenli sistem için bir dikgen kompleks uzay-zaman blok kod matrisi,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & s_2 & -s_3 \\ 0 & s_1 & s_3^* & s_2^* \\ -s_2^* & -s_3 & s_1^* & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

şeklinindedir. Görüldüğü gibi burada $k = 3$, $T = 4$ olduğundan kod oranı $R = 3/4$ 'tür. $N_t > 2$ verici anten sayısı için Hurwitz-Radon teoremine göre kodlama oranı $R = 1$ olan (*full-rate*) kompleks dikgen UZBK elde etmek mümkün olmadığından (Tarokh ve ark. 1999), $N_t > 2$ için $R < 1$ dir. Dolayısı ile bu, karmaşık değerli dikgen uzay-zaman blok kodların $N_t > 2$ için bant genişliği veriminin düşmesi demektir. Bu da karmaşık kodların bir dezavantajı olarak karşımıza çıkmaktadır. Fakat bu durum gerçel değerli modülasyon durumunda söz konusu değildir.

3.2.2 Dikgen gerçel uzay-zaman blok kodları

Verici anten sayısının çift olması, $N_t = 2, 4$ veya 8 , kod matrisinin gerçel $N_t \times N_t$ kare olması durumunda $R = 1$ oranlı ve tam çeşitleme kazançlı (*full-diversity of order N_t*) dikgen UZBK elde etmek mümkündür. $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ giriş sembollerine uygulanan *dikgen tasarımın* (Tarokh ve ark. 1999, Horn ve Johnson 1999) kod matrisi \mathbf{X}_{N_t} :

$$\mathbf{X}_{N_t} \mathbf{X}_{N_t}^T = \sum_{i=1}^k |x_i|^2 \mathbf{I}_{k \times k} \quad (3.6)$$

eşitliğini sağlar ve burada $k = N_t$ dir. Gerçel sinyal burcu kullanan, 2 ve 4 verici antenli bir sistem için aşağıdaki karesel kod matrisleri örnek olarak verilebilir.

$N_t = 2$ için

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_1 & x_1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$N_t = 4$ için

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Verilen örneklere bakacak olursak, \mathbf{X}_2 ile iki mesaj sembolünü iletmek için iki anten ve iki zaman periyodu gerekir. \mathbf{X}_4 ile ise dört mesaj sembolünü iletmek için dört anten ve dört zaman periyodu gerekir. Aynı durum \mathbf{X}_8 için de geçerlidir (Tarokh ve ark. 1999).

$N_t = 8$ için

$$\mathbf{X}_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

Verilen örneklerde kod oranı $R=1$ olduğu için spektral verimlilik de aynıdır. Ayrıca, kompleks sinyallerin aksine, gerçel sinyaller için tam oranlı dikgen UZBK tasarımının kare matris olma zorunluluğu bulunmamaktadır. Yani verici anten sayısı ile giriş sembol sayısı aynı olmak zorunda değildir. Örneğin, x_1, x_2, x_3, x_4 giriş sembollerini tam çeşitleme ve tam kod oranı ile gönderebilmek için aşağıda gösterildiği gibi $T = 4$ iletim aralığı kullanan $N_t = 3$ verici antenli bir dikgen tasarım yapılabilir.

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Aynı şekilde $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8$ bloğunu kodlamak için, $T = 8$ iletim aralığı kullanan $N_t = 5$ antenli bir dikgen tasarım aşağıdaki gibi yapılabilir. Genelleştirmek gerekirse, tam kod oranlı ve tam çeşitleme kazançlı dikgen gerçel UZKB tasarımında, $a \geq 0$, $0 \leq b \leq 4$ olmak üzere kullanılacak verici anten sayısı $N_t \leq 8a + 2^b$ ve

kullanılacak iletim aralığı sayısı (T) $\min(2^{4a+b})$ olmalıdır (Kaviani ve Krzymien 2009).

$$\mathbf{X}_5 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \end{bmatrix}^T \quad (3.11)$$

Dikkat edilirse, karesel olmayan tasarımlarda da 1 sembol/s/Hz spektral verimliliğini hala korumaktadır.

3.3 Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodların Çözülmesi

$N_t = 2$ verici ve $N_r = 1$ alıcı antenli, yani iki girişli tek çıkışlı yavaş ve düz Rayleigh sönmülemeli kanalda Alamouti kodunun en az dört seviyeli (dolayısı ile sinyal burcu karmaşık elemanlı) evre kaydırmalı anahtarlama modülasyonu ile kullanıldığını faz edelim. Kodun uygulanabilmesi için, özellikle kanal uyum süresinin en az iki sembol süresi veya daha uzun olması gerekmektedir. Bu kabulde, karmaşık sönmüleme katsayısı iki ardışık zaman diliminde değişmeden sabit kalır. Yani:

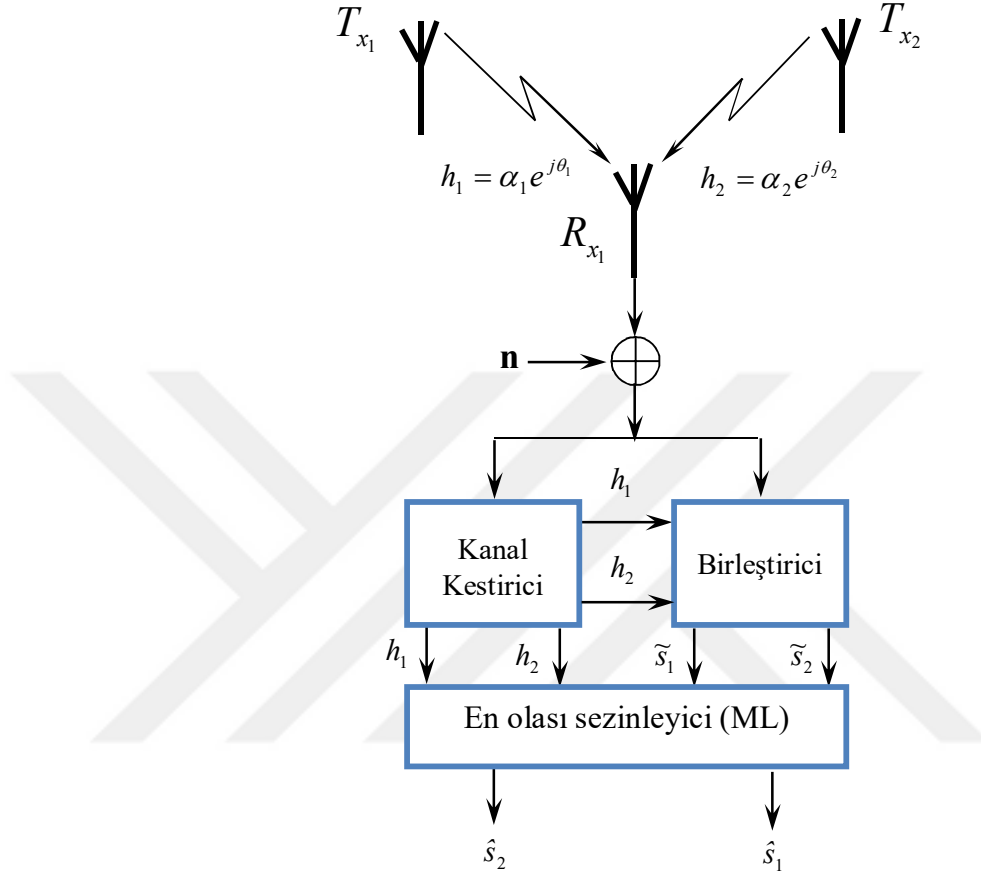
$$\begin{aligned} h_1(t) = h_2(t+T) &= h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2(t) = h_2(t+T) &= h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Böylece alıcıda alınan işaretler aşağıdaki gibi yazılabilirler.

$$\begin{aligned} r_1 = r(t) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 = r(t+T) &= h_1 (-s_2^*) + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

burada r_1 ilk zaman diliminde (t) alınan işaret, r_2 ikinci zaman diliminde ($t+T$) alınan işaret, n_1 ve n_2 ise Gauss gürültüsünü temsil etmektedir. h_1 ve h_2 'nin kanal kestirici tarafından hatasız belirlendiği varsayıldığında, birleştirici çıkışından alınan \tilde{s}_1 ve \tilde{s}_2 sembolleri en büyük olasılıklı seziciye verilerek en yüksek olasılıkla gönderildiği tahmin edilen \hat{s}_1 ve \hat{s}_2 sembolleri elde edilir. Birleştiriciden en olası (ML) sezinleyiciye gönderilen iki sinyalin birleştirilmesi sonucu birbirinden bağımsız olarak ayrılan çıkışlar

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^*n_1 + h_2n_1 \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 - h_1n_2^* + h_2^*n_1\end{aligned}\quad (3.14)$$



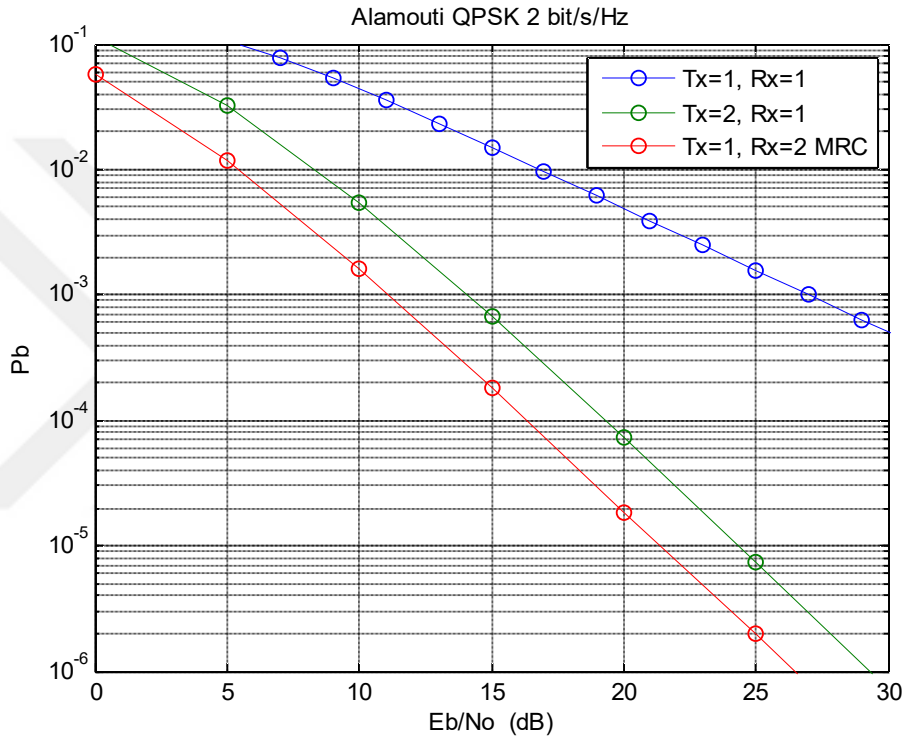
Şekil 3. 2. $2\mathbf{T}_x \times 1\mathbf{R}_x$ UZBK kodun ML çözülmesi

en yüksek olasılıklı çözümleme prensibine göre \hat{s}_1 ve \hat{s}_2 olarak tahmin edilirler. Kodun çözümleyici blokları Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Genel olarak, UZBK çözümü için diğer kod çözücülerin de (SZ, MMSE, BF vs.) kullanılması mümkündür. Ancak ML sezinleyici en iyi performansı vermektedir. Çözülen her iki sembol için de sinyal gürültü oranı, aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_i = \frac{k \cdot E_b (|h_1|^2 + |h_2|^2)}{2N_0}, \quad i = 1,2 \quad (3.15)$$

burada $k = \log_2 M$ sembol başına bit sayısı, E_b bit enerjisi ve N_0 gürültü güç spektral yoğunluğudur. Bu değer ne kadar büyükse kodlama kazancı o kadar büyük olur. $2T_x \times$

$1R_x$ Alamouti kodunun düz Rayleigh sönümlenmeli yazılım benzetimi ile elde edilen bit hata olasılığı eğrileri Şekil 3.3’de verilmiştir. Şekilden verici çeşitlenmesinin (Alamouti kodu) en yüksek oranlı birleştirme ile yapılan alıcı çeşitlenmesine göre 3dB daha kötü olduğu görülmektedir. Bunun sebebi, bit başına harcanan enerjinin aynı kalması için verici antenlerinden gönderilen sinyallerin $1T_x \times 2R_x$ iletimine göre yarıya düşmesinden kaynaklanmaktadır. Dolayısı ile çeşitlenmenin vericiye kaydırılması bazı avantajlarının yanında dezavantajını da beraberinde getirmektedir.



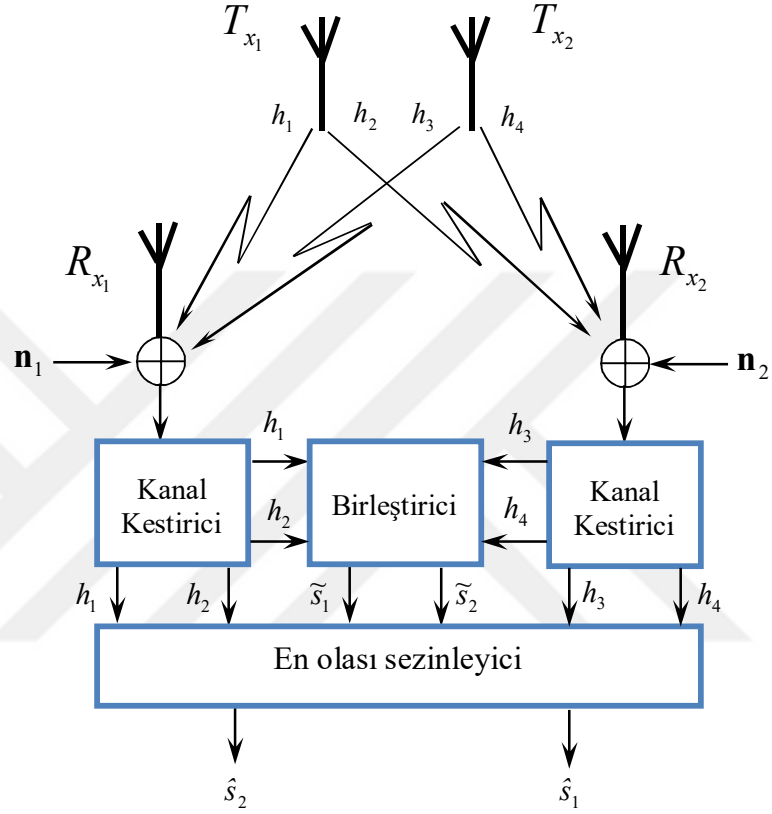
Şekil 3. 3. Düz Rayleigh sönümleme kanalında $2T_x \times 1R_x$ Alamouti kodunun QPSK bit hata başarımının karşılaştırılması

Ayrıca anten sayısının artması çeşitleme kazancını artırmaktadır. Alınan semboller maksimum olasılıklı sezinleme prensibine göre çözümlendiğinde, yani

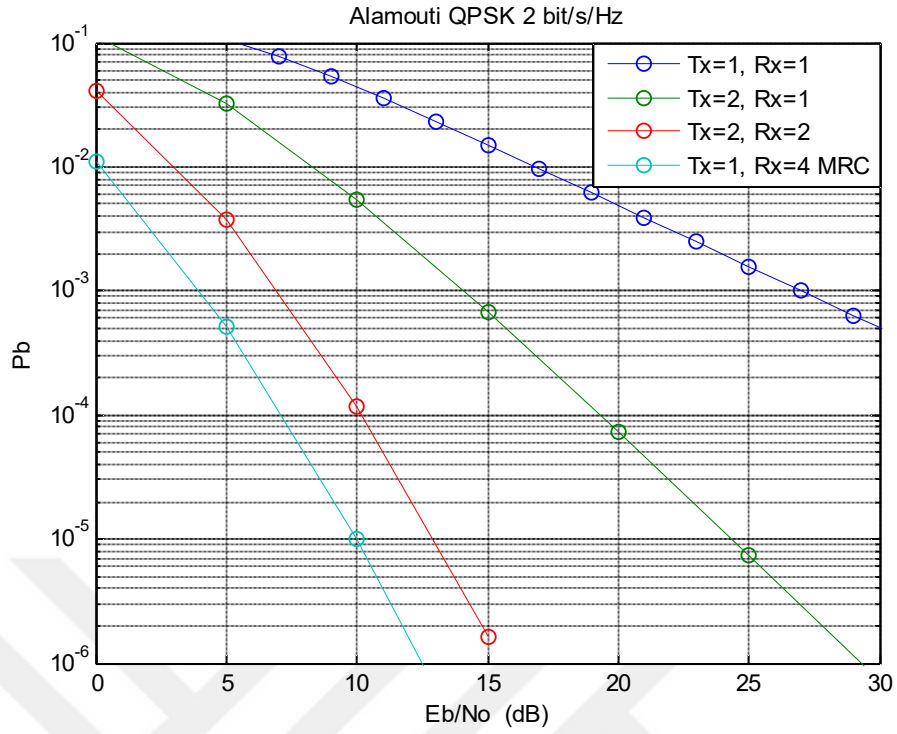
$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \max_{\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{2 \times 1}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2 \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilirler. Burada \mathbf{Y} alınan, \mathbf{X} gönderilen sinyal vektörü ve \mathbf{H} ise kanal matrisidir. $2T_x \times 2R_x$ UZBK çözümü blok gösterimi Şekil 3.4’de, düz Rayleigh sönümleme kanalında Alamouti kodunun QPSK bit hata başarımı da Şekil 3.5’de verilmiştir. Şekil 3.3 ve Şekil 3.5 karşılaştırıldığında, alıcı anten sayısının bir adet

artırılması ile elde edilen çeşitleme kazancı bariz bir şekilde görülmektedir. Örneğin, 15dB SNR değerinde $2T_x \times 1R_x$ kodunun bit hata olasılığı yaklaşık olarak 7×10^{-4} iken $2T_x \times 2R_x$ kodunun ki yaklaşık 2×10^{-6} olmaktadır. Bu, $\approx 10dB$ kazanç demektir.



Şekil 3. 4. $2T_x \times 2R_x$ UZBK kodun ML çözülmesi



Şekil 3. 5. Düz Rayleigh sönümlene kanalında $2\mathbf{T}_x \times 2\mathbf{R}_x$ Alamouti kodunun QPSK bit hata başarımının karşılaştırılması

3.4 Uzay-Zaman Blok Kodların Kapasitesi

Şekil 3.3 ve Şekil 3.5'in karşılaştırılmasıyla alıcı anten sayısının artırılmasıyla çeşitleme kazancını artırmak mümkün olmakla beraber, kapasite yönünden bakıldığında alıcı anten sayısının artması kapasitede kayba sebep olmaktadır (Sandhu ve Paulraj 2000).

Blok uzunluğunun sonsuza götürülmesi ile, ergodik olmayan (belirli bir kanal durumu için) blok kanal kapasitesi,

$$C = \log(\det[\mathbf{I} + P\mathbf{H}\mathbf{H}^H]) \quad (3.17)$$

kanal kullanımı başına bit olarak, UZBK kapasitesi ise

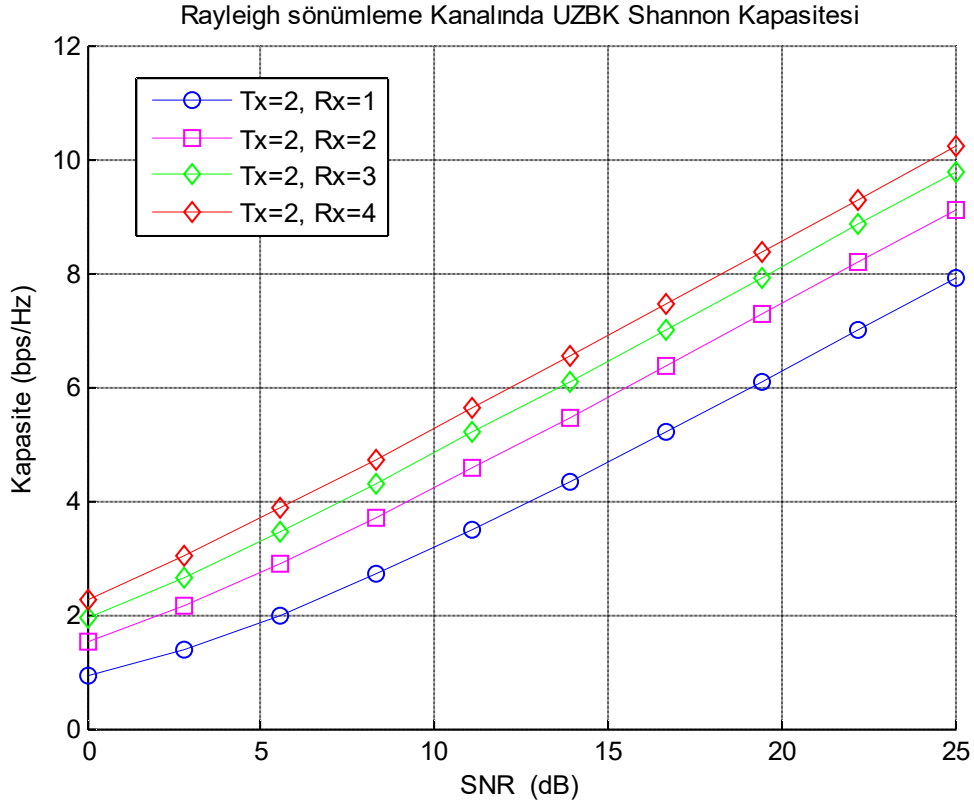
$$\bar{C} = \frac{K}{T} \log(1 + P\|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H) \quad (3.18)$$

olarak verilmektedir (Sandhu ve Paulraj 2000). Burada \mathbf{I} , $N_r \times N_r$ birim matris, K/T blok kod oranı, $P = E_s/N_t N_0$ ve $\|\mathbf{H}\|_F^2$ ise \mathbf{H} matrisinin Frobenius normudur. UZBK dolayısı ile kapasite farkı, $\Delta C = C - \bar{C}$,

$$\Delta C = \frac{T - K}{T} \log(1 + P \|\mathbf{H}\|_F^2) \log\left(1 + \frac{S}{P \|\mathbf{H}\|_F^2}\right) \quad (3.19)$$

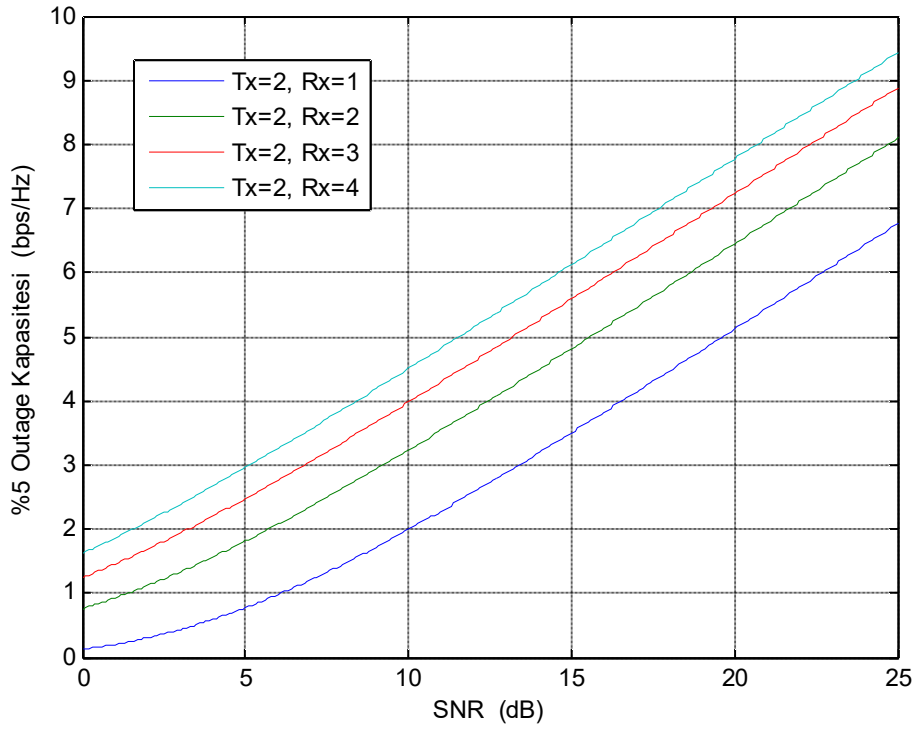
burada $S = P^2 \sum_{i_1 < i_2} \sigma_{i_1}^2 \sigma_{i_2}^2 + \dots + P^R \prod_{i=1}^R \sigma_i^2$, R \mathbf{H} 'nin rankı ve σ_i ise \mathbf{H} 'nin tekil değerleridir. (3.19)'dan özet olarak söylemek gerekirse:

Düz sönümlmeli Rayleigh kanalında, keyfi bir kodlama oranı için birden fazla alıcı anten sayısı daima kapasitede azalmaya sebep olur. Tek alıcı anten kullanan tam oranlı UZBK, kapasite yönünden bütün kanallar için optimumdur. Bunun sebebi, efektif UZBK kanalının, sıfırdan farklı tekil değerlerinin sayısına değil tekil değerlerin karelerinin toplamına bağlı olmasıdır. Maaref ve Aissa (2004) yardımıyla UZBK Shannon kapasitesi $T_x = 2$ verici anten sayısına karşın değişik alıcı anten sayıları için hesaplanarak Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi artan anten sayısı ile kapasite de artmaktadır. Ancak bu artış miktarı yavaşlayarak devam etmektedir.

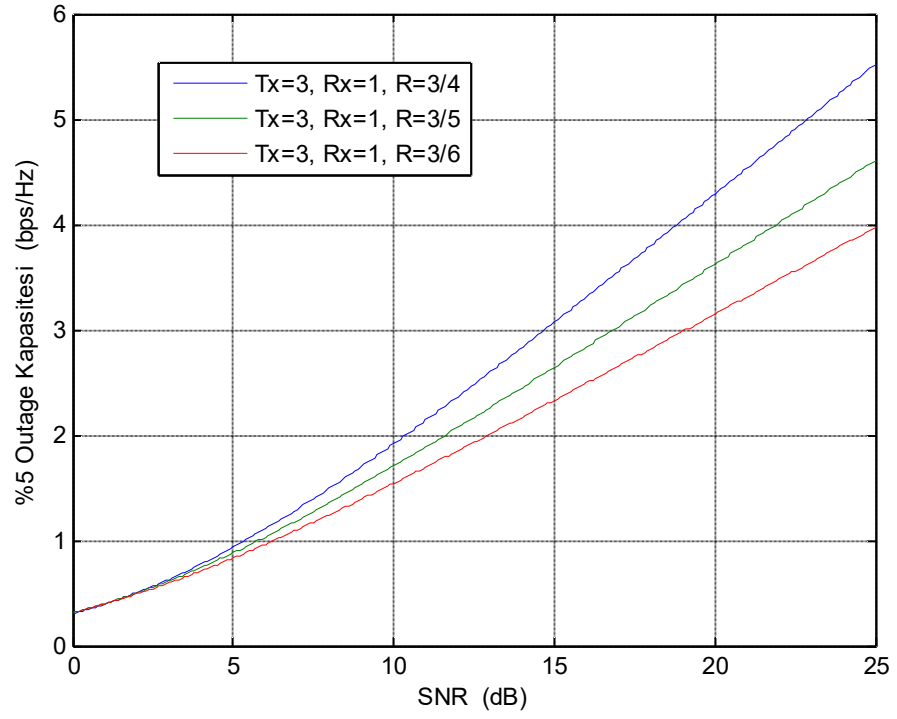


Şekil 3. 6. Kod oranı $R = 1$ olan $T_x = 2$ antenli UZBK sisteminin alıcı anten sayısına bağlı olarak Shannon kapasitesinin değişimi

Ancak Shannon kapasitesi pratik durumlarda pek anlamlı olmayabilir. Bu yüzden sinyal gürültü oranına bağlı olarak, belli olasılıkla erişilebilen kapasitenin (outage kapasitesi) bilinmesi de önem kazanmıştır. Bu bakımdan, Shannon kapasitesine ek olarak UZBK outage kapasitesi hem $N_t = 2$, $N_r = 1, 2, 3, 4$ anten sayıları ile (anten sayısının kapasite üzerindeki etkisini yansıtmak amacıyla), hem de $N_t = 3$, $N_r = 1$ anten sayıları fakat farklı kod oranları ile (kod oranının etkisini görmek amacıyla) Perez ve ark. (2005) tarafından hesaplanarak sırasıyla Şekil 3.7 ve Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Şekilden düşük sinyal gürültü oranlarında kod oranının pek bir öneminin olmadığı fakat sinyal gürültü oranı yükseldikçe önem kazandığı görülmektedir.



Şekil 3. 7. UZBK outage kapasitesine anten sayısının etkisi



Şekil 3. 8. UZBK outage kapasitesine kod oranının etkisi

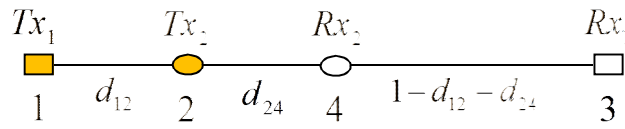
4 BÖLÜM

GÜÇ TAHSİSİ VE ERİŞİLEBİLİR VERİ HIZLARI

Spektrum paylaşma, ikincil kullanıcıların mümkün olduğunda aktif olmayan spektrum bölgelerini boşluk kovalama yolu ile kullanmak, fakat mümkün olmadığında ise giriş bölümünde tanımlanan eşzamanlı spektral birliktelik şartlarına uyararak üzerine bindirme şeklinde de yapılabilir. Dolayısı ile ikincil sistem, boşluk kovalama ve üzerine bindirme yöntemlerinin her ikini de yeri geldiğinde kullanarak spektrumunu birincil kullanıcılarla paylaşabilir. Bu durumda, ikincil kullanıcının ortalama veri hızını maksimize etmek için toplam gücünün verimli bir şekilde kullanılması gerekir. Bu bölümde ikincil kullanıcının veri kuramsal olarak ulaşabileceği veri hızının ve bu hıza ulaşabilmek için gücünü nasıl ayarlaması gerektiği incelenmiştir.

4.1 Sistem Modeli

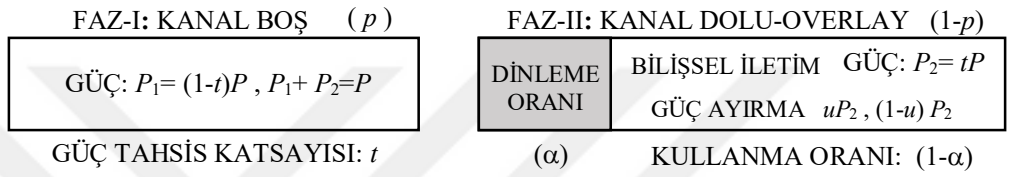
Bu tezde incelenen 2×2 ağ yapısı Şekil 4.1’de gösterildiği gibi doğrusal bir iletim modeli ile ele alınmıştır. Bu modelde 1 ve 2 numaralı düğümler verici 3 ve 4 numaralı düğümler ise alıcılardır. Ayrıca, birincil ve ikincil sistemi ayırt etmek üzere birincil sistem için kare, ikincil için ise daire kullanılmıştır. Birincil verici-alıcı uzaklığı 1 birim olarak sabit tutulmuş, yerleşim şeklindeki gibi kalmak üzere d_{24} belirli bir değerde sabitlenerek d_{12} değişken kabul edilmiştir.



Şekil 4. 1. 2×2 Haberleşme ağının doğrusal modeli

İletim şekli bütün düğümler için yarım-duplex olup her bir alıcı antenin toplamsal gürültüsü birbirinden bağımsız dairesel olarak simetrik ortalaması sıfır varyansı 1 olan Gauss gürültüsüdür. Birincil ve ikincil vericinin sınırlı olan uzun dönemli ortalama gücü sırasıyla βP ve P olarak kabul edilmiştir. Kanal katsayıları ise, $|h_{ij}|^2 = d_{ij}^{-2}$ yol kaybı modeline göre ayarlanmıştır. Genel olarak i 'nci düğümün k 'nci anteni ile j 'nci düğümün m 'nci anteni arasındaki kanal katsayısı $h_{ij,km}$ şeklinde gösterilmiştir. Buradan, kanal

matrisi \mathbf{H}_{ij} 'nin m 'nci kolon ve k 'nci satırı $h_{ij,km}$ katsayısıdır. Ayrıca, ikincil sistem kullanıcılarının bütün kanal katsayılarını bildikleri farz edilmiştir. Şekil 4.2'de gösterildiği gibi sistemin iki fazı vardır. Birinci faz ikincil sistemin boş spektrum bularak iletişimin gerçekleştiği, ikinci faz ise boşluk bulunmadığında ikincil sistemin üzerine bindirme yöntemiyle iletişime devam ettiği durumdur. Boş kanal bulma olasılığı p , üzerine bindirmeli paylaşım olasılığı $(1 - p)$ olsun. Bu durumda, bilişsel vericinin ikinci fazda kullandığı güç $P_1 = tP$ toplam gücünün $0 \leq t \leq 1$ katı, dolayısı ile birinci fazda ise kullandığı gücü de $P_2 = (1 - t)P$ dir. Öyle ki, $P = P_1 + P_2$ dir.



Şekil 4. 2. Bilişsel haberleşmenin iki fazı

Bilişsel (ikincil) vericinin birinci fazdaki anlık veri hızını $R_1(P_1)$, ikinci fazdaki anlık veri hızını da $R_2(P_2)$ şeklinde gösterirsek, genel durumda (faz1 + faz2) güç tahsis problemimiz

$$R^{(g)} = \max_{pP_1 + (1-p)P_2 \leq P} \{pR_1(P_1) + (1-p)R_2(P_2)\} \quad (4.1)$$

denkleminin çözümüne dönüşür. Burada, $t \in [0,1]$, $P_1 = \frac{P(1-t)}{p}$ ve $P_2 = \frac{Pt}{(1-p)}$ dir.

Açık yazmak gerekirse,

$$R^{(g)} = \max_{t \in [0,1]} \left\{ pR_1\left(\frac{P(1-t)}{p}\right) + (1-p)R_2\left(\frac{Pt}{(1-p)}\right) \right\} \quad (4.2)$$

4.2 TGTC-TGTC Kanal Durumu (SISO-SISO)

İkinci faz durumunda vericiler arasındaki kanalın, birincil verici-alıcı arasındaki kanaldan daha iyi olması halinde uygulanabilir olan iletişim, $|h_{12}| > |h_{13}|$, bilişsel verici birincil vericiden iletişim bloğunun α kesrinde verisini alır, sonra bunu kendi verisi ile kirlı kâğıt kodlama yöntemi ile kendi alıcısına gücünün u kesri ile gönderir. Bu arada kendi gücünün $(1 - u)$ kesri ile de dinleme süresinde aldığı veriyi, bilişsel

sinyal girişiminden etkilenmemesi için (veya kendi girişimini telafi etmek için) birincil alıcıya gerekli faz ayarlamalarını yaparak aktarır (röle görevi yapar). Böylece birincil alıcı bilişsel vericinin sinyalinden etkilenmez. Gerekli faz ayarlaması da yapıldığı için, sanki ikincil sistem yokmuş gibi kendi sinyalini almaya devam eder. Bilişsel alıcı da vericisinin yaptığı kirli kâğıt kodlama sayesinde birincil vericinin sinyalinden etkilenmeden sinyalini alır. Bu sistemi, çöz gönder-kirli kâğıt kodla (DF-DPC) olarak isimlendirelim. Koyluoglu ve El Gamal (2009) tarafından hareketle, bilişsel vericinin birinci fazdaki erişilebilir veri hızı,

$$R_1 = \log \left(1 + \frac{|h_{24}|^2(1-t)P}{p} \right) \quad (4.3)$$

birincil vericinin veri hızı ise

$$R_b^{(I)} = \log \left(1 + \frac{|h_{13}|^2 \beta P}{1-p} \right) \quad (4.4)$$

İkinci fazda aralarındaki kanal koşullarına göre bilişsel vericinin birincil vericiyi dinleme oranı,

$$\alpha = \frac{\log(1 + |h_{13}|^2 \beta P / (1-p))}{\log(1 + |h_{12}|^2 \beta P / (1-p))}$$

Tabi ki, dinleme ve birincil sinyali çözümüleme $|h_{12}| > |h_{13}|$ veya eşdeğer olarak $\alpha < 1$ durumunda mümkündür. İkinci fazda ise, birincil vericinin erişilebilir hızı (bilişsel vericinin yardımı ile),

$$R_b^{(II)} = \log \left(1 + \frac{\left(|h_{13}| \sqrt{\beta} + |h_{23}| \sqrt{\frac{(1-u)t}{(1-\alpha)}} \right)^2}{\frac{|h_{23}|^2 ut}{(1-\alpha)} + \frac{(1-p)}{P}} \right) \quad (4.5)$$

bilişsel vericinin erişilebilir veri hızı ise

$$R_i = \log \left(1 + \frac{|h_{24}|^2 P t u}{(1-\alpha)(1-p)} \right) \quad (4.6)$$

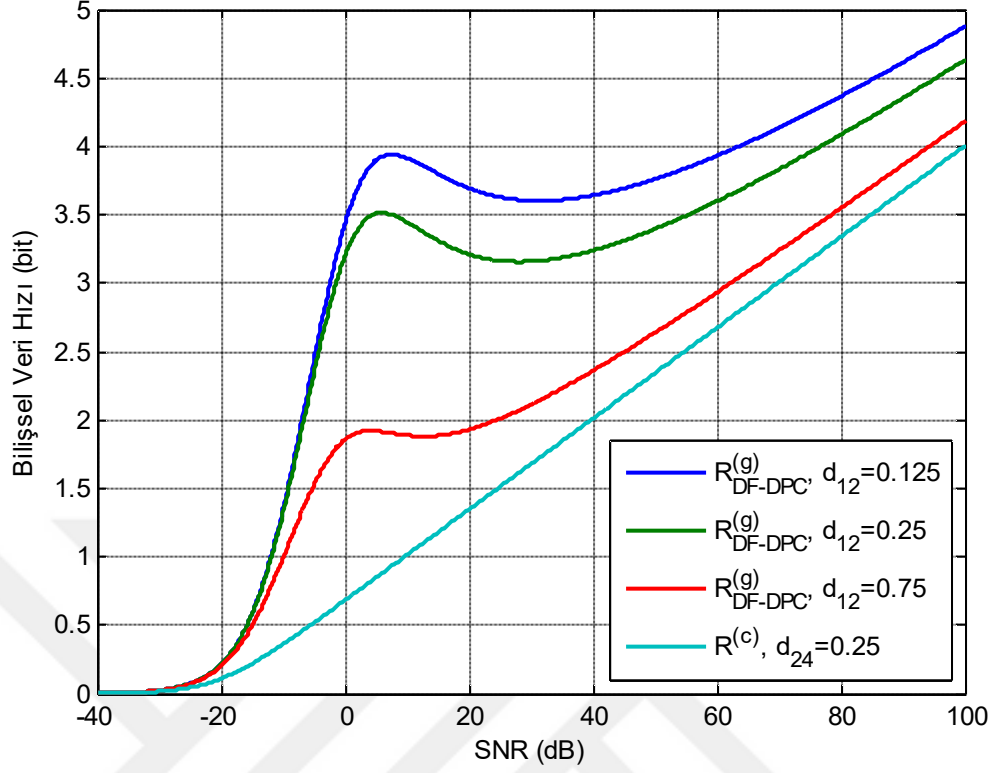
Spektral birliktelik şartını sağlamak için $R_b^{(I)} = R_b^{(II)}$ eşitliğinden, bilişsel vericinin güç bölüştürme oranı,

$$u = 1 - \left(\frac{|h_{13}| \sqrt{\beta} \left(-\sqrt{(1-\alpha)(1-p)} \pm \sqrt{\delta} \right)}{|h_{23}| \sqrt{t(1-p + |h_{13}|^2 \beta P)}} \right)^2, \quad u \in [0,1]$$

bulunur. Burada, $\delta = (1-\alpha)(1-p)^2 + P|h_{23}|^2 t(1-p + |h_{13}|^2 \beta P)$ dir. Buradan, $R_2 = (1-\alpha)R_i$ kullanarak, uygun güç tahsisi ile bilişsel vericinin erişilebilir veri hızı

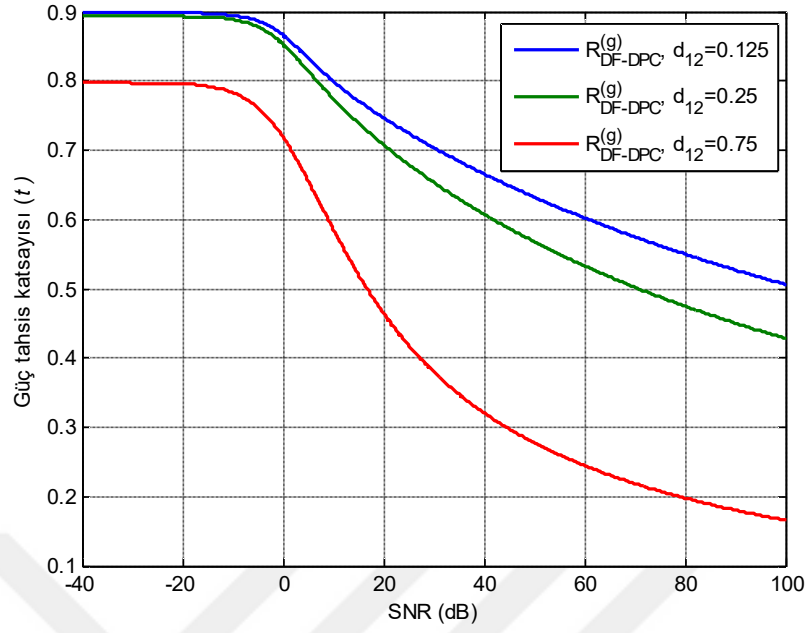
$$R_{DF-DPC}^{(g)} = \max_{t \in [0,1]} \left\{ p \log \left(1 + \frac{|h_{24}|^2 (1-t)P}{p} \right) + (1-p)(1-\alpha) \log \left(1 + \frac{|h_{24}|^2 P t u}{(1-\alpha)(1-p)} \right) \right\} \quad (4.7)$$

olarak elde edilir. Bilişsel sistemin erişilebilir veri hızları vericiler arası uzaklığa bağlı olarak Denklem (4.7) kullanılarak Şekil 4.3'de gösterilmiştir. Şekilden vericiler birbirine yaklaştıkça bilişsel veri hızı artmaktadır. Çünkü dinleme periyodunun kısalmasıyla iletişim bloğu içindeki veri miktarı artacağından ortalama veri hızı her SNR bölgesinde aynı olmamakla birlikte genel olarak artmaktadır.

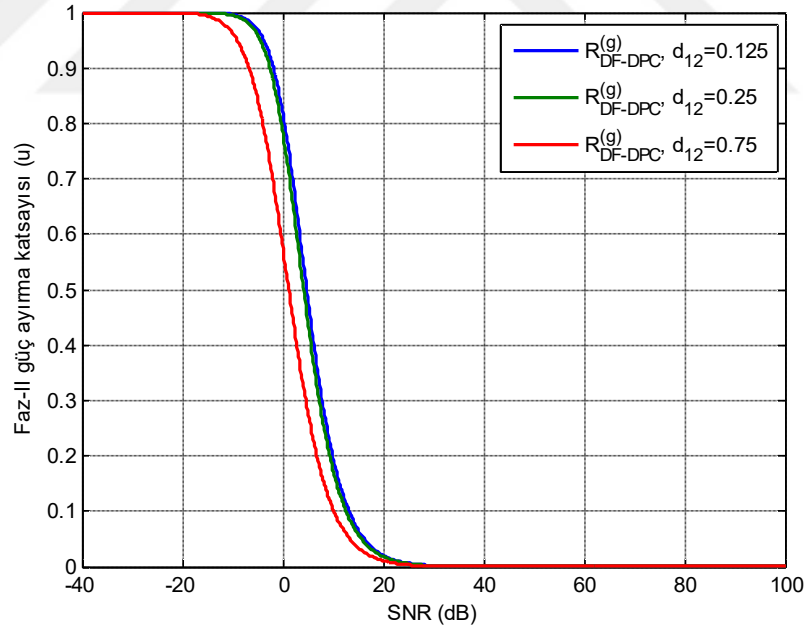


Şekil 4. 3. $d_{24} = 0.25$ için vericiler arası uzaklığa bağlı erişilebilir bilişsel veri hızları

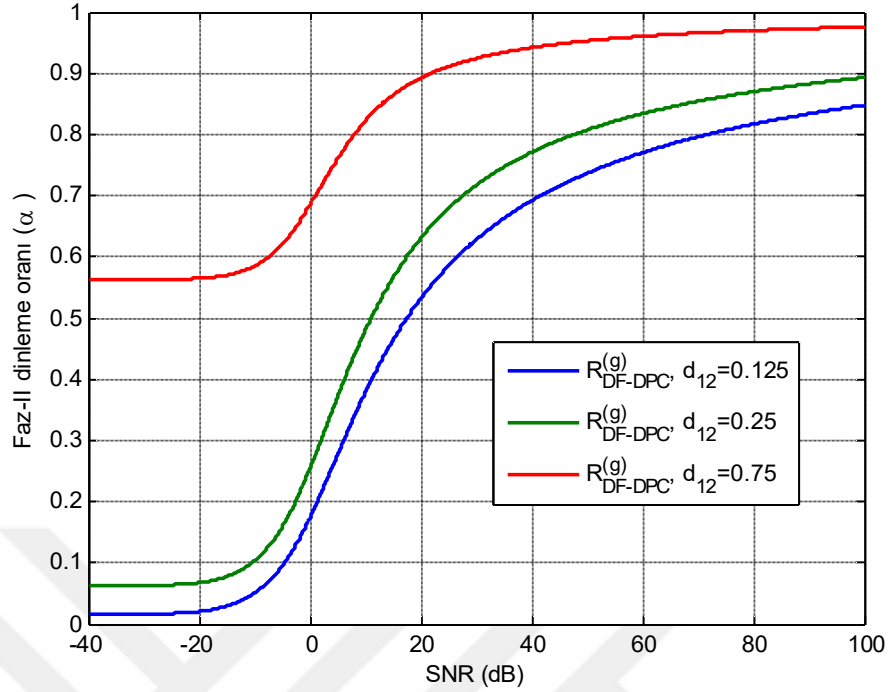
Bilişsel vericinin ikinci faz durumunda, güç tahsis katsayısının sinyal gürültü oranına bağlı olarak değişimi Şekil 4.4’de, birincil alıcıya yardım için yaptığı güç bölüştürme oranının değişimi Şekil 4.5’de ve birincil vericiyi dinleme oranının değişimi de Şekil 4.6’da gösterilmiştir.



Şekil 4. 4. $d_{24} = 0.25$ için güç tahsis katsayısının değişimi



Şekil 4. 5. $d_{24} = 0.25$ için güç bölüştürme katsayısının değişimi



Şekil 4. 6. $d_{24} = 0.25$ için dinleme oranı α katsayısının değişimi

4.3 TGTC-ÇGTC Kanal Durumu (SISO-MISO)

Bu kanal durumunda, aynı yöntemle bulunan bilişsel vericinin erişilebilir hızları birincil sistem aktivitesi yokken (Faz-I), bilişsel iletim hızı

$$R_1 = \log \left(1 + \frac{(1-t)P}{p} \sum_{i=1}^M |h_{24,i}|^2 \right) \quad (4.8)$$

birincil sistem aktivitesi varken (Faz-II), üzerine bindirme yöntemiyle bilişsel veri hızı

$$R_2 = (1 - \alpha) \log \left(1 + \frac{tPu}{(1-\alpha)(1-p)} \sum_{i=1}^M |\tilde{h}_{24,i}|^2 \right) \quad (4.9)$$

şeklinde olacaktır. Burada dinleme oranı ($\alpha < 1$)

$$\alpha = \frac{\log \left(1 + \frac{|h_{13}|^2 \beta P}{(1-p)} \right)}{\log \left(1 + \frac{\beta P}{(1-p)} \|\mathbf{h}_{12}\|_F^2 \right)}$$

şeklinde olup, $\tilde{h}_{24,i}$ huzme oluşturma sonrası bilişsel verici-alıcı arasındaki efektif kanal katsayısı ve $\|\cdot\|_F^2$ ise Frobenius normdur. R_1 ve R_2 ifadeleri (4.2) denkleminde kullanılarak (SISO-MISO) kanal durumu için erişilebilir $R_{DF-DPC}^{(g)}$ ve $R_{D-DPC-ZF}^{(g)}$ bilişsel veri hızı

$$R_{DF-DPC}^{(g)} = \max_{t \in [0,1]} \left\{ p \log \left(1 + \frac{(1-t)P}{p} \sum_{i=1}^M |h_{24,i}|^2 \right) + (1-p)(1-\alpha) \log \left(1 + \frac{Pt\alpha}{(1-\alpha)(1-p)} \sum_{i=1}^M |\tilde{h}_{24,i}|^2 \right) \right\} \quad (4.10)$$

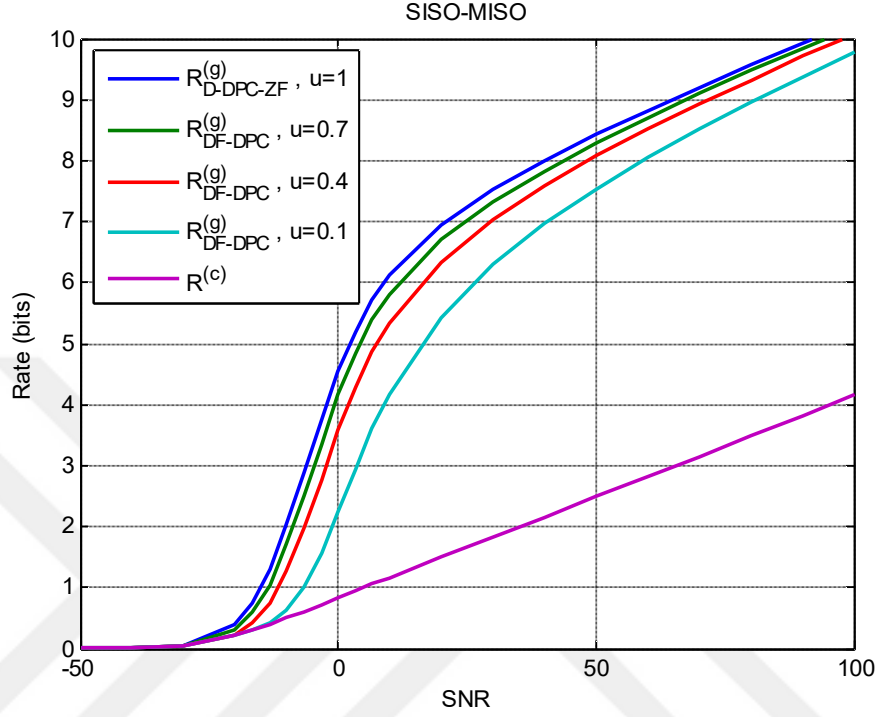
olarak hesaplanır. Burada dikkat edilirse $u < 1$ durumu $R_{DF-DPC}^{(g)}$ hızına, $u = 1$ durumu ise $R_{D-DPC-ZF}^{(g)}$ hızına karşı gelmektedir. DF-DPC durumunda bilişsel verici birincil sistemin işbirliğine karşılık olarak, gücünün $Pt(1-u)$ kadarı ile birincil vericinin alıcısına gönderdiği veriyi birincil alıcıya (alıcıda ek bir işleme gerek bırakmayacak şekilde faz ayarlamalarını yapıp) röle ederek birincil alıcının sinyal gürültü oranını yükseltir. Birincil alıcı, kanalda sadece kendi vericisi varmış gibi normal yoldan alma işlemini yapar. D-DPC-ZF durumunda ise $u = 1$ olduğundan, bilişsel verici gücünün tamamını kendi sinyalini göndermek için kullanırken, anten ışına örüntüsünü ayarlayarak birincil alıcıya kendi girişimini sıfırlar. Ancak bu durum iki tarafın da kazandığı adil bir anlaşma oluşturmaz. Bu durumda, işbirliğine karşılık olarak ikincil sistemin gücünün bir kısmı ile birincil sistemin sinyal gürültü oranını yükseltip birincil iletim hızının yükselmesini sağlaması her iki sistemin de işbirliğinden kazandığı adil olan durumdur. SISO-MISO kanal durumu için bilişsel veri hızları Şekil 4.7’de gösterilmiştir.

4.4 TGTC-ÇGÇÇ Kanal Durumu (SISO-MIMO)

Bu kanal durumunda, birden fazla antene sahip olan bilişsel alıcı ve verici eşzamanlı spektral birliktelik şartlarını sağlamak için gerekli girişim önleme işlemlerini yaparlar. Yani,

- ikincil verici kendisinin birincil alıcı üzerindeki girişimini
- ikincil alıcı ise birincil vericinin kendi üzerindeki girişimini

birden fazla antene sahip olmaları sayesinde huzme şekillendirerek sıfıra zorlar. Bu şekilde spektral birliktelik şartları sağlanarak her iki sistem için de girişimsiz iletim sağlanmış olur. Bu şekilde bilişsel kullanıcıların erişilebilir hızları,

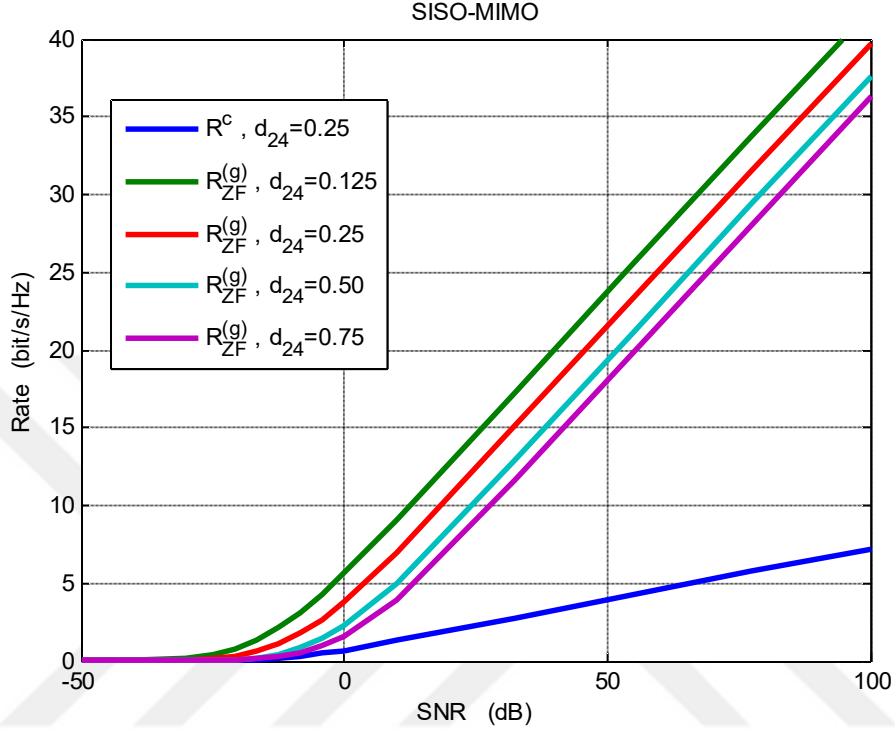


Şekil 4. 7. $d_{12} = 0.125$, $d_{24} = 0.25$ ve farklı güç bölüştürme oranları (u) için erişilebilir bilişsel veri hızları

$$R_{ZF}^{(g)} = \max_{t \in [0,1]} \left\{ p \sum_{i=1}^{n_{min}} \log(1 + P_i^* \lambda_i^2) + (1-p) \sum_{i=1}^{\tilde{n}_{min}} \log(1 + \tilde{P}_i^* \tilde{\lambda}_i^2) \right\} \quad (4.11)$$

eşitliğinden elde edilir. Burada, su doldurma güç tahsisleri olan P_i^* ve \tilde{P}_i^* değerleri $P_i^* = \max\left(\mu - \frac{1}{\lambda_i^2}, 0\right)$, $\tilde{P}_i^* = \max\left(\tilde{\mu} - \frac{1}{\tilde{\lambda}_i^2}, 0\right)$ bağıntılarından hesaplanır öyle ki, μ ve $\tilde{\mu}$ değerleri sırasıyla $\sum_{i=1}^{n_{min}} P_i^* = \frac{P(1-t)}{p}$, $\sum_{i=1}^{\tilde{n}_{min}} \tilde{P}_i^* = \frac{Pt}{(1-p)}$ toplam güç kistasını sağlayacak şekilde seçilirler. Ayrıca, λ_i^* ve $\tilde{\lambda}_i^*$ değişkenleri ise sırasıyla \mathbf{H}_{24} ve $\mathbf{Q}_t \mathbf{H}_{24} \mathbf{Q}_t$ matrislerinin tekil değerleri olup, \mathbf{Q}_t bilişsel vericinin birincil alıcısındaki girişimi önlemek için kullandığı (kolonları \mathbf{h}_{23} 'e dik) projeksiyon matrisi, \mathbf{Q}_T ise bilişsel alıcının birincil vericiden gelen girişimi sıfırlamak için kullandığı (satırları \mathbf{h}_{14} vektörüne dik)

projeksiyon matrisidir. \mathbf{H}_{24} matrisi ise bilişsel verici-alıcı arasındaki MIMO kanal matrisidir. SISO-MIMO kanalına ilişkin bilişsel sistemin erişilebilir veri hızları Şekil 4.8 de verilmiştir.



Şekil 4. 8. Bilişsel veri-alıcı arası uzaklığa bağlı erişilebilir bilişsel veri hızları

Erişilebilir bilişsel veri hızlarını gösteren grafiklerde (Şekil 4.3, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8) referans veri hızı olarak $d_{24} = 0.25$ olmak üzere $R^{(c)}$ ile gösterilen veri hızları kullanılmıştır. Burada $R^{(c)}$ bilişsel sistemin sadece p olasılıkla boş kanal bulup haberleştiği durumda ulaşabileceği maksimum hızı temsil etmektedir. Bu bölümdeki hesaplamalarda bütün şekiller için $p = 0.1$ kullanılmıştır. Bu bakımdan $R^{(c)}$ eşzamanlı spektrum paylaşma yapılmayan sadece boş kanal bulunduğu durumda haberleşme yapan klasik bilişsel radyoyu temsil etmektedir. Hem boşluk değerlendirme hem de spektrum paylaşmayı kapsayan durum da, genel bilişsel radyoyu temsilen $R^{(g)}$ ile gösterilmiştir. Şekillerde bilişsel verici anten sayısının artması veya vericiler arası uzaklığın azalmasıyla vericiler arası veri hızının artması ve dinleme süresinin kısılması dolayısı ile bilişsel veri hızının arttığı görülmektedir.

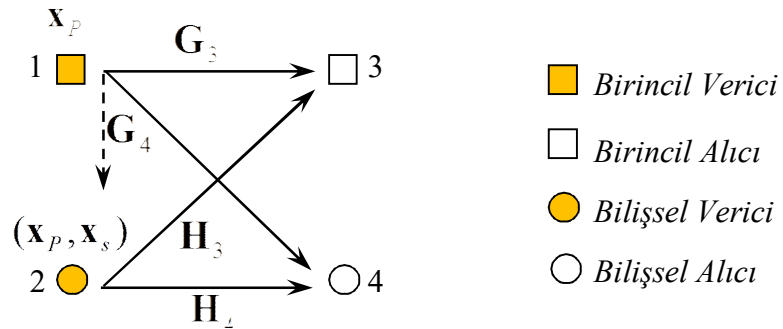
5 BÖLÜM

UZBK İLE SPEKTRUM PAYLAŞMA

Giriş bölümünde açıklandığı gibi, bu tezde birincil ve bilişsel sistemlerin spektral birliktelik şartı, bilişsel vericinin birincil alıcıya bir girişim oluşturmaması ve birincil alıcının kendi sinyalini kanalda sadece kendi vericisi varmış gibi almasıdır. Yani birincil alıcı kendi sinyal sezinlemesini bilişsel vericinin varlığını dikkate olarak yapmak zorunda olmayacaktır. Bu bölümde, biri TGTC kanallı birincil olmak üzere iki alıcı-verici çiftinin bulunduğu bir haberleşme ağı üzerinde uzay-zaman blok kodun (Alamouti) üzerine bindirme (overlay) yöntemi ile nasıl kullanılabileceği incelenecektir.

5.1 Sistem Modeli

İletimin tek taraflı bir iş birliği ile iki aşamada yapıldığı kabul edilmiştir. Birinci aşamada, birincil vericinin yakınında bulunan bilişsel verici, kanal şartlarının çok iyi olması durumunda (yüksek SNR) onunla işbirliği yapmaya gönüllü birincil vericinin verisini hızlı bir şekilde alır. İkinci aşamada ise, birincil verici kendi verisini gönderirken bilişsel verici de aynı anda kendi verisini kendi alıcısına gönderir. Bu müşterek spektral varlığın karşılığı olarak da bilişsel verici kendi sinyalini gönderirken, gücünün bir kısmı ile birincil alıcının sinyal gürültü oranını artırmak için röle görevi görür. Dolayısı ile sadece vericiler arasında asimetrik bir işbirliği yapılmış olur.

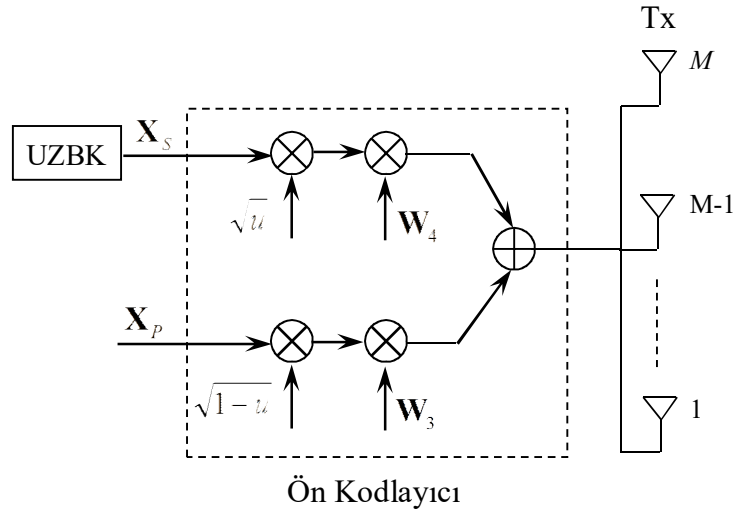


Şekil 5. 1. 2x2 dört düğümlü bilişsel radyo haberleşme ağı

Bu tezde incelenen dört düğümlü haberleşme ağının modeli yukarıda Şekil 5.1'de verildiği gibi olup kullanıcı pozisyonları için Şekil 4.1'deki doğrusal model kabul

edilmiştir. Görüldüğü gibi, kanalda bir birincil alıcı-verici çifti, bir de bilişsel alıcı-verici çifti bulunmaktadır. Birincil vericinin kanalları \mathbf{G} matrisleri ile bilişsel vericinin kanalları ise \mathbf{H} matrisleri ile temsil edilmiştir. Birincil vericinin mesajı \mathbf{X}_p , bilişsel vericinin mesajı ise \mathbf{X}_s ile gösterilmiştir. Bilişsel vericinin kod kelimesi $\mathbf{X}_s = [\mathbf{x}_s(1) \dots \mathbf{x}_s(T)]$ olup, $\mathbf{x}_s(n)$ gönderilen n 'inci sembol vektörü, T ise kod kelimesinin uzunluğudur. Alamouti kodlar için bu uzunluk $T = 2$ olduğundan, sembol vektörü $\mathbf{x}_s(t)$ 2×1 vektör, kod kelimesi ise $\mathbf{X}_s = [\mathbf{x}_s(1) \quad \mathbf{x}_s(2)]$ 2×2 bir matristir. Genel olarak, bilişsel verici anten sayısı M , birincil verici anten sayısı N , bilişsel alıcı anten sayısı R_{x_4} ve primer alıcı anten sayısı ise R_{x_3} olarak gösterilmiştir.

Bilişsel verici toplam gücünü bölüştürerek, hem gücünün $u < 1$ katı ile kendi alıcısına kendi mesajını hem de gücünün $(1 - u)$ katıyla birincil vericinin işbirliğine karşılık olarak birincil mesajını göndereceğinden, bilişsel verici kanalları \mathbf{H}_3 ve \mathbf{H}_4 broadcast kanal olarak ele alınmıştır. Dolayısıyla ile, ilgili kod kelimeleri gönderilmeden önce $M \times T$ \mathbf{W}_3 ve \mathbf{W}_4 ön kodlayıcı matrisleri ile çarpılırlar. Bu sayede alıcılar sadece kendileri için gönderilen mesajları alıp, diğerine gönderilen mesajın girişiminden korunmuş olurlar. Şekil 5.1'de gösterilen bilişsel vericinin blok diyagramı Şekil 5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 2. Bilişsel verici blok gösterimi

Verici kanalları \mathbf{H} ve \mathbf{G} aşağıda gösterildiği gibi ifade edilmiştir. Burada $h_k^{(i,j)}$, j 'nci verici anteni ile i 'nci alıcı anteni arasındaki kanal katsayısıdır. Bu katsayılar ortalaması

sıfır dairesel simetrik ve ortalama gücü 1 olan birbirinden istatistiksel olarak bağımsız $\mathcal{CN}(0,1)$ kompleks Gauss rastsal değişkenleridir.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_k^{(1,1)} & \dots & h_k^{(1,M)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_k^{(R_{x_k},1)} & \dots & h_k^{(R_{x_k},M)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} g_k^{(1,1)} & \dots & g_k^{(1,N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_k^{(R_{x_k},1)} & \dots & g_k^{(R_{x_k},N)} \end{bmatrix}, \quad k = 3,4 \quad (5.1)$$

Ayrıca, radyo kanalının kod kelimesi uzunluğu süresince değişmediği, ardışık kanal değişimlerinin birbirinden bağımsız olduğu ve bilişsel alıcı ve vericide bütün kanal bilgilerinin tam olarak bilindiği kabul edilmiştir.

Bu durumda, spektral birlikteliğin şartlarını sağlayan sistemde sırasıyla birincil ve bilişsel alıcılarda alınan n 'inci sembol vektörüne ait sinyaller şu şekilde olacaktır:

$$y_3 = \mathbf{H}_3 \left(\mathbf{W}_3 \sqrt{(1-u)E_S/M} \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{W}_4 \sqrt{uE_S/M} \mathbf{x}_s(n) \right) + \mathbf{G}_3 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_3 \quad (5.2)$$

$$y_4 = \mathbf{H}_4 \left(\mathbf{W}_3 \sqrt{(1-u)E_S/M} \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{W}_4 \sqrt{uE_S/M} \mathbf{x}_s(n) \right) + \mathbf{G}_4 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_4 \quad (5.3)$$

Burada λ_3 ve λ_4 ortalaması sıfır, dairesel simetrik, güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ ve ardışık değerleri birbirinden istatistiksel olarak bağımsız kompleks Gauss rastsal değişkenleridir. Tasarım gereği, ön kodlayıcı matrisleri

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_k^H \mathbf{W}_k &= \mathbf{I}, \quad k = 3,4 \\ \mathbf{H}_i \mathbf{W}_j &= \mathbf{0}, \quad i, j = 3,4 \quad i \neq j \end{aligned} \quad (5.4)$$

olacak şekilde elde edildiğinden birincil ve bilişsel alıcı sinyalleri

$$y_3 = \mathbf{H}_3 \mathbf{W}_3 \sqrt{(1-u)E_S/M} \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{G}_3 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_3 \quad (5.5)$$

$$y_4 = \mathbf{H}_4 \mathbf{W}_3 \sqrt{uE_S/M} \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{G}_4 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_4 \quad (5.6)$$

olarak alınır. Burada dikkat edilmesi gereken iki husus vardır:

- 1) y_3 sinyalinde bilişsel vericinin birincil verici ile işbirliği karşılığı birincil alıcıya yardımda bulunmak için gönderdiği $\mathbf{H}_3 \mathbf{W}_3 \sqrt{(1-u)E_S/M} \mathbf{x}_p(n)$ bileşeninin $\mathbf{G}_3 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_3$ ile eş fazlı olarak toplanabilmesi için bir faz düzeltme işleminin yapılması,
- 2) y_4 sinyalinde bulunan birincil verici girişimi $\mathbf{G}_4 \sqrt{E_p/N} \mathbf{x}_p(n) + \lambda_4$ teriminin sıfırlanması.

Ön kodlayıcı matrisleri (5.4) denkleminde verilen şartları sağlaması için

$$\mathbf{W}_3 = (\mathbf{I} - \mathbf{H}_4^\dagger \mathbf{H}_4) \mathbf{D}_3 \quad (5.7)$$

$$\mathbf{W}_4 = (\mathbf{I} - \mathbf{H}_3^\dagger \mathbf{H}_3) \mathbf{D}_4 \quad (5.8)$$

şeklinde elde edilirler. Burada, \dagger pseudo-inverse işlemi, \mathbf{D}_k matrisi ise alıcıda uzaysal çeşitlemeyi maksimum yapacak ($\|\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k\|_F^2$ Frobenius normunu maksimum yapacak) özmod (eigenmode) seçme matrisidir. Örneğin, \mathbf{D}_3 matrisi $\mathbf{H}_3 (\mathbf{I} - \mathbf{H}_4^\dagger \mathbf{H}_4)$ matrisinin en büyük T adet tekil değerine karşı gelen tekil vektörleri ile oluşturulur. Alamouti UZBK için boyutu $M \times 2$ dir. Bu şekilde bilişsel vericinin birincil alıcı ve kendi alıcısı üzerindeki girişimini engellemesi için bilişsel verici kanalı (Chen ve ark. 2004) deki gibi bir broadcast kanal olarak düşünülerek girişim engellenmiştir.

5.2 SISO-MIMO Kanal Durumu

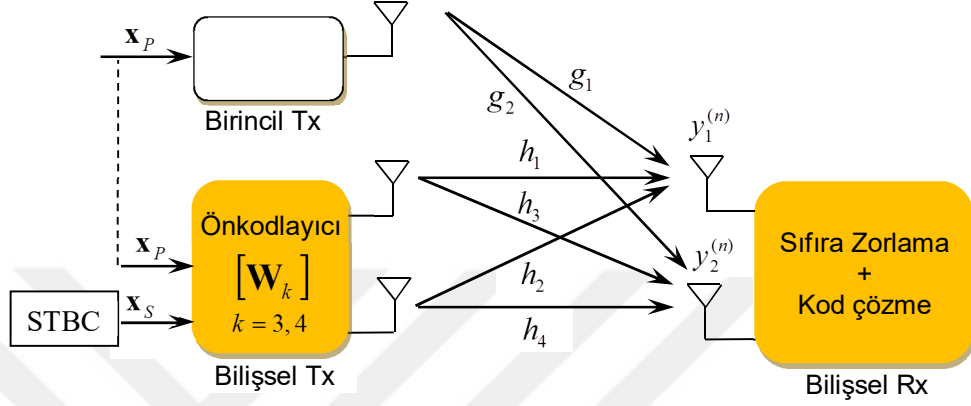
Bu kısımda, birincil kullanıcı kanalının SISO ve bilişsel kullanıcı kanalının da MIMO şeklinde olduğu varsayılarak, üzerine bindirme yöntemiyle spektrum paylaşımı incelenecektir. Burada, birincil sistem verici ile alıcı anten sayıları $N = 1$ ve $R_{x_2} = 1$, bilişsel verici ile alıcı sayıları $M = 2$ ve $R_{x_3} = 2$ dir. Dolayısı ile analizde de, bilişsel sistem için Alamouti kod varsayılmıştır.

5.2.1 Bilişsel Alıcı

Alınan kod kelimesinin ikinci yarısına kompleks eşlenik işlemini uyguladıktan sonra, bilişsel alıcı tarafından alınan UZBK sinyalinin iki yarısı, $[y_1^{(1)} \ y_2^{(1)}]^T$ ve $[y_1^{(2)} \ y_2^{(2)}]^T$,

$$\begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix} = \sqrt{uE_s/2} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{4,1} & w_{4,2} \\ w_{4,3} & w_{4,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{E_p} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} c_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_3 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{bmatrix} y_1^{(2)} \\ y_2^{(2)} \end{bmatrix} = \sqrt{uE_s/2} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* \\ h_3^* & h_4^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{4,2}^* & -w_{4,1}^* \\ w_{4,4}^* & -w_{4,3}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{E_p} \begin{bmatrix} g_1^* \\ g_2^* \end{bmatrix} c_1^* + \begin{bmatrix} n_2^* \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$



Şekil 5. 3. SISO-MIMO ağda bilişsel alıcı sinyalleri

Bilişsel alıcının anten huzmesi şekillendirilerek, birincil vericiden gelen girişimin sıfıra zorlanması için $r^{(1)} = [-g_2 \quad g_1] \begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix}$ ve $r^{(2)} = [g_2^* \quad -g_1^*] \begin{bmatrix} y_1^{(2)} \\ y_2^{(2)} \end{bmatrix}$ işlemleri yapılırsa, bilişsel alıcıda girişim terimi sıfırlanmış ve alınan sembollere karar vermede kullanılacak sonuç sinyal

$$\begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix} = \sqrt{uE_s/2} \begin{bmatrix} x & y \\ -y^* & x^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$x = (g_1 h_3 - g_2 h_1) w_{4,1} + (g_1 h_4 - g_2 h_2) w_{4,3}$$

$$y = (g_1 h_3 - g_2 h_1) w_{4,2} + (g_1 h_4 - g_2 h_2) w_{4,4}$$

$$\eta_1 = g_1 n_3 - g_2 n_1$$

$$\eta_2 = g_2^* n_2^* - g_1^* n_4^*$$

olarak tanımlanır.

Yukarıdaki (5.11) denklemini, denklemin sağındaki ilk matrisin eşlenik evriği ile soldan çarpılırsa, yani $\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^* & -y \\ y^* & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix}$, kod kelimesinin sembolleri birbirinden ayrılarak

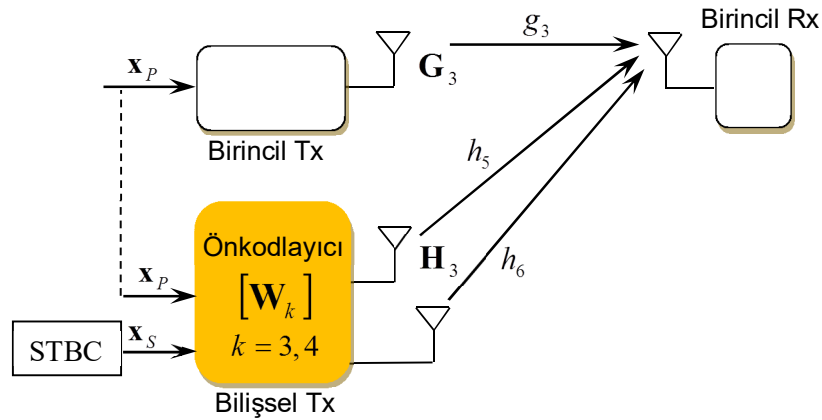
$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \sqrt{uE_s/2} \begin{bmatrix} |x|^2 + |y|^2 & 0 \\ 0 & |x|^2 + |y|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

veya eşdeğer olarak,

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{uE_s/2}(|x|^2 + |y|^2)s_1 + \xi_1 \\ r_2 &= \sqrt{uE_s/2}(|x|^2 + |y|^2)s_2 + \xi_2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

şekline gelir, ki buradan bilişsel alıcının kod kelimesinin sembolleri s_1 ve s_2 minimum uzaklık prensibi (ML karar kuralı) ile kestirilirler. Burada, $\xi_1 = x^*\eta_1 - y\eta_2$ ve $\xi_2 = y^*\eta_1 - x\eta_2$. Böylece 2×2 SISO-MIMO bilişsel radyo şebekesinde bilişsel alıcı birincil vericiden gelen girişimi bastırarak kendi sinyalini almış olur.

5.2.2 Birincil Alıcı



Şekil 5. 4. SISO-MIMO ağda birincil alıcı sinyalleri

Spektral birlikteliğin şartı olarak, birincil alıcının bilişsel iletimden rahatsız olmadan olağan alma işlemine aynen devam edebilmesi için, bilişsel verici tarafından kendisine bilişsel iletimden girişim gelmesi ön kodlama vasıtasıyla tamamen önlenmiş, hatta işbirliğine karşılık olarak birincil alıcıya röle görevi görerek aldığı sinyalin kuvvetlenmesine katkıda bulunulmuştur. Bu durumda, birincil alıcının sinyalini SNR

değeri yükselmiş olarak alabilmesi için bilişsel vericide bir faz ayarlaması yapılmıştır. Bunun için birincil alıcı sinyali $c_1, \frac{\mu^*}{|\mu|} e^{j\phi}$ düzeltme faktörü ile çarpılarak gönderilmiştir. Bu sayede birincil verici ile bilişsel vericiden gelen sinyaller birincil alıcıda eş fazlı olarak toplanmış olur. Dolayısı ile, birincil alıcıda alınan sinyal

$$y_3 = \sqrt{(1-u)E_S/2}[h_5 \quad h_6] \begin{bmatrix} w_{3,1} & w_{3,2} \\ w_{3,3} & w_{3,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\mu_1^*}{|\mu_1|} e^{j\phi} & 0 \\ 0 & \frac{\mu_2^*}{|\mu_2|} e^{j\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_1 \end{bmatrix} + \sqrt{E_p} g_3 c_1 + n \quad (5.14)$$

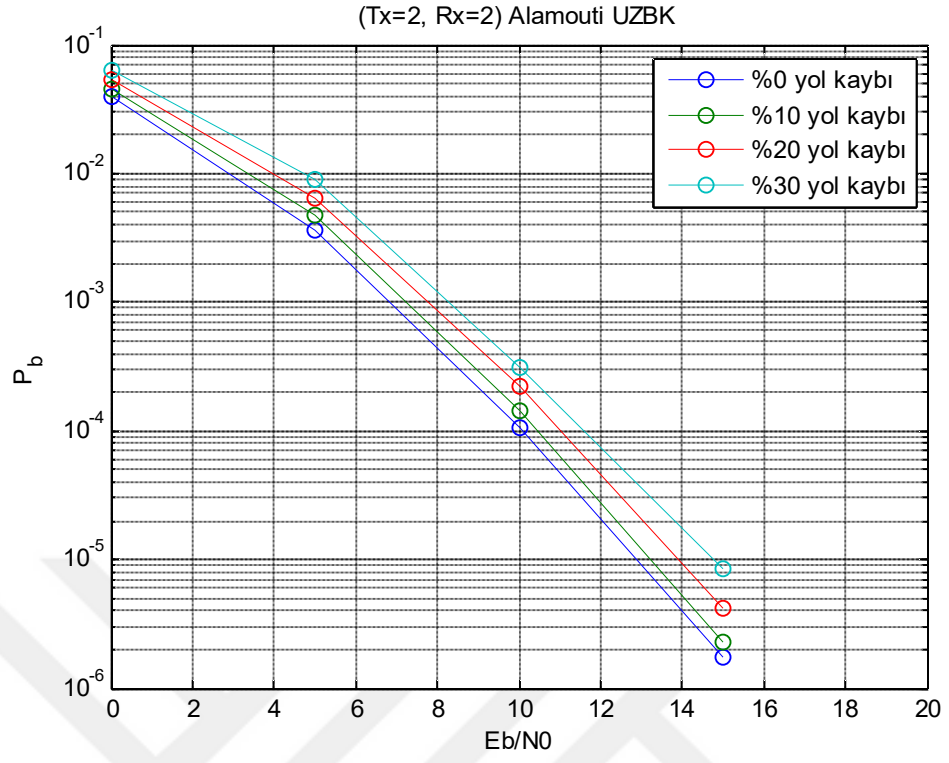
şeklinde olur. Burada, $\phi = \arg(g_3)$, $\mu_1 = (w_{3,1} + w_{3,3})h_5$, $\mu_2 = (w_{3,2} + w_{3,4})h_6$ dir. Birincil alıcı sinyalleri Şekil 5.4'de gösterilmiştir. Daha basit ifade edilecek olursa, birincil alıcı sinyali,

$$y_3 = \left(\sqrt{\frac{(1-u)E_S}{2}} (|\mu_1| + |\mu_2|) + \sqrt{E_p} |g_3| \right) e^{j\phi} c_1 + n$$

şeklinde yazılmış olur. Buradan birincil alıcı c_1 sembolünü $y_3 e^{-j\phi}$, den olağan yolla kolayca elde eder. Görüldüğü gibi birincil alıcının sinyal gürültü oranı, vericisinin bilişsel sistemle yaptığı asimetric işbirliğinin karşılığı olarak bilişsel verici tarafından birincil alıcının herhangi bir ekstra işlem yapmasına gerek kalmadan yükseltilmiştir.

5.2.3 Yazılım benzetimi ile bilişsel sistemin hata başarımı

$T_x = 2$ verici ve $R_x = 2$ alıcı anten kullanan bilişsel sistemin bit hata olasılığında mesafe dolayısı ile meydana gelen değişim Şekil 5.5'de gösterilmiştir. Artan mesafe ile düşen sinyal gücü bit hata olasılığını artırmaktadır. Buna ilaveten, bilişsel vericinin toplam gücünün bir kısmını da birincil sisteme işbirliği karşılığı röle görevi yapmak üzere kullandığında hata olasılığı biraz daha artacaktır.



Şekil 5. 5. Bilişsel sistemin yol kaybına bağlı olarak bit hata olasılığının değişimi.

6 BÖLÜM

SONUÇ

Yavaş Rayleigh sönümlmeli 2×2 bilişsel radyo kanalında, spektrumun birincil ve ikincil kullanıcılar arasında asimetrik verici işbirliği ve uzay-zaman blok kodlama ile spektral birliktelik, TGTC-TGTC, TGTC-ÇGTC ve TGTC-ÇGÇÇ kanal modelleri esas alınarak incelenmiştir. Spektral birlikteliğe ek olarak, erişilebilir veri hızlarının artırılması için boş spektral bölgelerin tespit edildiği durumlarda uygun güç tahsisleri ile kullanılması da ele alınarak bilişsel sistem için erişilebilir veri hızları bulunmuştur. 2×2 TGTC-ÇGÇÇ bilişsel kanallar için spektral birliktelik şartlarını sağlamak kaydıyla uzay-zaman blok kodların kullanımı Alamouti kodu ile incelenmiş ve bilişsel alıcının bit hata oranları yol kaybına bağlı olarak belirlenmiştir.

KAYNAKLAR

- Akyildiz, I. F., Lee, W. Y., Chowdhury, K. R. 2009.** Spectrum Management in Cognitive Radio Ad Hoc Networks. *IEEE Journals & Magazines*, 23(4): 6-12.
- Alamouti, S., 1998.** A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8): 1451–1458.
- Al-Dhahir, N., Fragouli, C., Stamoulis, A., Younis, Y. 2002a.** Space–time processing for broadband wireless access. *IEEE Commun. Magazine*, 40(9): 136-142.
- Al-Dhahir, N., Giannakis, G., Hochwald, B., Hughes, B. 2002b.** Guest editorial on space–time coding. *IEEE Trans. Signal Processing*, 50(10): 2381–2384.
- Bohara, V. A., Ting, S. H., Han, Y., Pandharipande, A. 2010.** Interference-free overlay cognitive radio network based on cooperative space time coding. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks & Communications (CROWNCOM), Proceedings of the Fifth International Conference on IEEE, 9–11 June, 2010, Cannes, France.
- Chen, R., Andrews, J. G., Heath, R. W. 2004.** Multiuser space-time block coded MIMO system with unitary downlink precoding, ICC2004, 20-24 June, 2689 - 2693.
- Devroye, N., Mitran, P., Sharif, M., Ghassemzadeh, S., Tarokh, V. 2007b.** Information theoretic analysis of cognitive radio systems. Cognitive Wireless Communication Networks, Ed.: Bhargava, V., Hossain, E., Springer US, pp: 45-78.
- Devroye, N., Mitran, P., Tarokh, V. 2006a.** Achievable rates in cognitive radio channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 52(5): 1813–1827.
- Devroye, N., Mitran, P., Tarokh, V. 2006b.** Limits on communications in a cognitive radio channel. *IEEE Commun. Mag.*, Cilt 44, s. 44–49.
- Devroye, N., Tarokh, V. 2007a.** Fundamental limits of cognitive radio networks. Cognitive Wireless Networks. Concepts, Methodologies and Vision. Ed.: Fitzek, F., Katz, M., New York, Springer, pp. 327–351.
- Federal Communications Commission - FCC. 2003.** Notice of inquiry and notice of proposed Rulemaking. ET Docket No 03-237.
- Federal Communications Commission - FCC. 2005.** Report and Order (FCC 05-57): Facilitating Opportunities for Flexible, Efficient, and Reliable Spectrum Use Employing Cognitive Radio Technologies. ET Docket No. 03-108.
- Goldsmith, A., Jafar, S., Maric, I., Srinivasa, S. 2009.** Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective. *In Proc. of IEEE*, 97(5): 894-914.

- Hamid, M. 2008.** Dynamic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks: Aspects of Mac Layer Sensing. *Yüksek Lisans Tezi*, Blekinge Teknoloji Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Karlskrona, İsveç.
- Haykin, S. 2005.** Cognitive Radio: Brain Empowered Wireless Communications. *IEEE Journal on selected areas In Commun*, 23(2): 201–220.
- Haykin, S., Thomson, D., Reed, J. 2009.** Spectrum sensing for cognitive radio. *Proceedings of the IEEE*, 97(5): 849–877.
- Horn, R. A., Johnson, C. R. 1999.** Matrix Analysis. Cambridge University Press, New York, USA, 549 pp.
- Jafarkhani, H., 2005.** Space-time coding theory and practice. Cambridge University Press, New York, USA, 300 pp.
- John, T., Donald, R. 2007.** Interference Temperature Limits of IEEE 802.11 Protocol Radio Channels. IEEE International Conference On Electro/Information Technology, 17–20, May, 2007, Chicago, IL.
- Jovicic, A., Viswanath, P. 2006.** Cognitive radio: An information-theoretic perspective. IEEE International Symposium on Information theory, 9-14, July, 2006, Seattle, WA, pp. 2413-2417.
- Katarwar, V., Kulkarni, A. V. 2012.** A survey on spectrum management framework in cognitive radio networks research challenges and future goals. *World Journal of Science and Technology*, pp. 144-150.
- Kaviani, S., Krzymien, W. 2009.** On the optimality of multiuser zero forcing precoding in MIMO broadcast channels. IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC), 26–29, April, 2009, Barcelona, pp. 1-5.
- Kolodzy, P. 2009.** Communications policy and spectrum management. Cognitive radio technology. Ed.: Fette, B. A., Elsevier, Burlington, MA, pp. 27-61.
- Koyluoglu, O. O., El Gamal, H. 2009.** On power control and frequency reuse in the two user cognitive channel. *IEEE Transactions on Wireless Commun.*, 8(7): 3546-3553.
- Kruys, J. 2003.** Co-existence of Dissimilar Wireless System. http://www.wi-fi.org/opensection/pdf/co-existence_dissimilar_systems.pdf (3 July 2005).
- Lee, W. Y., Akyildiz, I. F. 2008.** Optimal Spectrum Sensing Framework for Cognitive Radio Networks. *IEEE Trans. on wireless commun.*, 7(10): 3845-3857.
- Li, L., Khan, F. A., Pesavento, M., Ratnarajah, T. 2011.** Power allocation and beamforming in overlay cognitive radio systems. *Proceedings of IEEE 73rd Vehicular Technology Conferance*. Budapest, Hungary.
- Maaref, A., Aissa, S. 2004.** Shannon capacity of STBC in Rayleigh fading channels. *Electronics Letters*, 40(13): 817–819.

- Maric, I., Goldsmith, A., Kramer, G., Shamai (Shitz), S. 2007.** On the capacity of interference channels with a partially cognitive transmitter. *IEEE International Symposium On Information Theory*, 24–29, June, 2007, Nice, France, pp: 2156-2160.
- Mitola, J. 2000.** Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio, *Ph.D. thesis*, Faculty of Teleinformatics, Royal Institute of Technology (KTH) Universitesi, Kista-Stockholm, Sweden.
- Mitola, J., Maguire, G. Q. 1999.** Cognitive radio: making software radios more personal. *IEEE Personal Commun. Magazine*, Aug., 6(4): 13–18.
- Perez, J., Ibanez, J., Vielva, L., Santamaria, I. 2005.** Closed-form approximation for the outage capacity of orthogonal STBC. *IEEE Communications Letters*, 9(11): 961–963.
- Sandhu, S., Paulraj, A. 2000.** Space-time block codes: A capacity perspective. *IEEE Communications Letters*, 4(12): 384–386.
- Serrano, R. B., Lv, J., Thobaben, R., Jorswieck, E., Kliks, A., Skoglund, M. 2012.** Comparison of Underlay and Overlay Spectrum Sharing Strategies in MISO Cognitive Channels. *IEEE 7th International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, 18–20, June, 2012, Stockholm, pp. 224-229.
- Shilling, J. D. 2004.** FCC rulemaking proceeding on cognitive radio technologies. *Presented at the Conf. Cogn. Radios, Technology Training Corp.* Las Vegas, NV.
- Srinivasa, S., Jafar, S. 2007.** The throughput potential of cognitive radio. *A theoretical perspective, IEEE Commun. Magazine*, 45(5): 73-79.
- Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, A. 1999.** Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(5): 1456–1467.
- Win, M., Scholtz, R. 2000.** Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Trans. Commun.*, 48(4): 679-689.
- Wu, Z., Natarajan, B. 2007.** Interference tolerant agile cognitive radio: maximize channel capacity of cognitive radio. *4th IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, Las Vegas, NV, USA, pp. 1027–1031.
- Xing, Y., Mathur, C. N., Haleem, M. A., Chandramouli, R., Subbalakshmi, K. P. 2007.** Dynamic Spectrum Access with QoS and Interference Temperature Constraints. *IEEE Trans. Mobile Computing*, 6(4): 423-433.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Blerim JAHJA
Doğum Yeri ve Tarihi : Gostivar, 01.08.1986
Yabancı Dili : Arnavutça, Türkçe, İngilizce, Makedonca, Sırpça ve Almanca.

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Yahya Kemal Koleji – Gostivar / Makedonya, 2001–2005
Lisans : Fatih Üniversitesi – İstanbul/Türkiye, 2005–2009
Yüksek Lisans : Uludağ Üniversitesi – Bursa / Türkiye, 2011–2015

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl:

Belediye Teknik Lisesi Gostivar “SH. M. T. K. - Gostivari”, 2009–2011

İletişim (e-posta) : blerimjahja@hotmail.com