İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASİMETRİK MODÜLASYON KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Selahattin SEMERCİ

Anabilim Dalı: ELEKTRONİK ve HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ

Programı: TELEKOMUNİKASYON MÜHENDİSLİĞİ

EKİM 2007

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASİMETRİK MODÜLASYON KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Selahattin SEMERCİ
(504031319)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14 Eylül 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 5 Ekim 2007

Tez Danışmanı : Doç.Dr. İbrahim ALTUNBAŞ
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Ümit AYGÖLÜ (İ.T.Ü)
Yrd.Doç.Dr. Oğuz KUCUR (G.Y.T.E)

EKİM 2007

ÖNSÖZ

Tez çalışmam sırasında benden yardımlarını ve bilgilerini esirgemeyen değerli hocam ve tez danışmanım Sayın Doç. Dr. İbrahim Altunbaş' a en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Selahattin Semerci

Eylül 2007

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ **iii**
İÇİNDEKİLER **iv**
KISALTMALAR **vi**
ŞEKİL LİSTESİ **vii**
SEMBOL LİSTESİ **ix**
ÖZET **x**
SUMMARY **xi**

1. GİRİŞ **1**

2. SÖNÜMLEMELİ KANALLAR **3**
2.1 Gecikme Saçılması 3
2.2 Doppler Frekans Kayması 4
2.3 Sönümlemeli Kanalın Birim İmpuls Cevabı ve Transfer Fonksiyonu 5
2.4 İki Yollu Model 6
2.5 Rayleigh Sönümlemeli Kanal 7
2.6 Ricean Sönümlemeli Kanal 8

3. UZAY-ZAMAN KODLAMA **10**
3.1 Çok Girişli Çok Çıkışlı Kanalın Kapasite Hesabı 13
3.2 Uzay-Zaman Kodlamalı Sistemler 17
3.2.1 Uzay-Zaman Kodların Performansı 19
3.3 Uzay-Zaman Blok Kodlar 22
3.3.1 Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu 22
3.3.2 Genelleştirilmiş Uzay-Zaman Blok Kodları 27
3.4 Uzay-Zaman Kafes Kodları 28
3.5 Üstün-Dik Uzay-Zaman Kafes Kodlar 34

4. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME **38**
4.1 Kuvvetlendir ve Aktar Yöntemi 39
4.2 Çöz ve Aktar Yöntemi 44
4.3 Kodlamalı İşbirliği Yöntemi 44

5. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEDE ASİMETRİK MODÜLASYON KULLANIMI **46**
5.1 Asimetrik Modülasyon 46
5.2 Asimetrik Modülasyon Kullanılan Uzay-Zaman Kafes Kodlarının İşbirlikli Çeşitlemede Hata Performansları 47
5.2.1 Protokol III Kullanılan İşbirlikli Çeşitleme Sistemlerinde Hata Performansları 48
5.2.2 Protokol I Kullanılan İşbirlikli Çeşitleme Sistemlerinde Hata Performansları 53

6. SONUÇLAR **61**

KAYNAKLAR **62**
ÖZGEÇMİŞ **64**

KISALTMALAR

SISO	**:** Single Input Single Output (Tek Girişli Tek Çıkışlı)
SIMO	**:** Single Input Multiple Output (Tek Girişli Çok Çıkışlı)
MIMO	**:** Multiple Input Multiple Output (Çok Girişli Çok Çıkışlı)
SNR	**:** Signal-to-Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
BPSK	**:** Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
4PSK	**:** Four Phase Shift Keying (Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
TSC	**:** Tarokh, Seshadri, Calderbank Uzay-Zaman Kafes Kod
CVY	**:** Chen, Yuan, Vucetic Uzay-Zaman Kafes Kod
CUF	**:** Canpolat, Uysal, Fareed Uzay-Zaman Kafes Kod
A-IZ	**:** İz Değerine Göre Tasarlanan Asimetrik Uzay-Zaman Kafes Kod

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Çok yollu sönümleme ortamı 3
Şekil 2.2: Sönümlemeli kanal sınıflandırması 5
Şekil 2.3: İki yollu kanalın transfer fonksiyonunun frekansla değişimi....7
Şekil 3.1: Seçerek birleştirme yöntemi....11
Şekil 3.2: Anahtarlamalı birleştirme yöntemi....12
Şekil 3.3: En büyük oranlı birleştirme yöntemi 13
Şekil 3.4: SIMO kanalda %10 servis dışı kalma kapasitesinin SNR ile değişimi 15
Şekil 3.5: MIMO kanalda %10 servis dışı kalma kapasitesinin SNR ile değişimi....17
Şekil 3.6: Uzay-zaman kodlamalı sistem 18
Şekil 3.7: Alamouti uzay-zaman kodlayıcı....22
Şekil 3.8: Bir alıcı antenli sistemin alıcı yapısı....24
Şekil 3.9: Alamouti sisteminin bit hata olasılığı eğrisi 26
Şekil 3.10: Uzay-zaman kafes kodlayıcı modeli....28
Şekil 3.11: İki durumlu kafes yapısı....30
Şekil 3.12: 4PSK işaret kümesi....31
Şekil 3.13: TSC uzay-zaman kafes kod (a) kodlayıcı (b) yapısı....31
Şekil 3.14: TSC uzay-zaman kafes kodu hata olasılığı eğrisi....32
Şekil 3.15: CVY uzay-zaman kafes kod (a) kodlayıcı (b) yapısı....33
Şekil 3.16: CVY uzay-zaman kafes kodunun hata olasılığı eğrisi....34
Şekil 3.17: BPSK, üstün-dik uzay-zaman kafes kod çerçeve hata olasılığı eğrisi....37
Şekil 3.18: 4PSK, üstün-dik uzay-zaman kafes kod çerçeve hata olasılığı eğrisi 37
Şekil 4.1: İşbirlikli çeşitleme 38
Şekil 4.2: İşbirlikli bir haberleşme sistemi 40
Şekil 4.3: İşbirlikli haberleşme sisteminde çerçeve hata olasılığı eğrisi 42
Şekil 4.4: CUF uzay-zaman kafes kod yapısı 43
Şekil 4.5: Kodlamalı işbirliği 45
Şekil 5.1: Asimetrik 4PSK işaret kümesi 46
Şekil 5.2: A-IZ uzay-zaman kafes kodu yapısı 47
Şekil 5.3: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi....48
Şekil 5.4: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi....49
Şekil 5.5: Bir röleli dört alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi....50
Şekil 5.6: Bir röleli altı alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB) 51
Şekil 5.7: Bir röleli altı alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 30 dB) 52
Şekil 5.8: CVY kodu için θ asimetri açısına göre değerler 53
Şekil 5.9: CUF kodu için θ asimetri açısına göre değerler....54
Şekil 5.10: A-IZ kodu için θ asimetri açısına göre değerler....54

Şekil 5.11: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB) 55
Şekil 5.12: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 30 dB) 56
Şekil 5.13: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 40 dB) 56
Şekil 5.14: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB) 57
Şekil 5.15: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 30 dB) 58
Şekil 5.16: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 40 dB) 59
Şekil 5.17: Bir röleli dört alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB) 59

SEMBOL LİSTESİ

$\Delta\tau$: Gecikme saçılması
B : İletilen işaretin band genişliği
B_c : Uyumluluk band genişliği
f_D : Doppler frekans kayması
T_c : Uyumluluk zamanı
T : İletilen işaretin simge süresi
$\mathrm{Re}\{.\}$: Reel değeri alma operatörü
$h(t;\tau)$: Kanalın zamanla değişen impuls cevabı
$H(t;f)$: Kanalın zamanla değişen transfer fonksiyonu
$|.|$: Mutlak değer alma operatörü
$f_R(.)$: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
var(.) : Varyans alma operatörü
$I_0(.)$: Sıfırıncı dereceden değiştirilmiş birinci tür Bessel işlevi
n_T : Verici anten sayısı
n_R : Alıcı anten sayısı
C : Kanal kapasite değeri
h_{ij} : i. verici antenle j. alıcı anten arasındaki kanal sönümleme katsayısı
$\mathbf{I}_{\mathbf{n_R}}$: $n_R \times n_R$ boyutlu birim matris
r_b : Bit iletim hızı
η : Band verimliliği
$(.)^*$: Kompleks eşlenik alma operatörü
$(.)^T$: Transpoze alma operatörü
$(.)^H$: Kompleks transpoze alma operatörü
$d^2(.,.)$: İki kod sözcüğü arasındaki Öklid uzaklığı
min(.) : En küçük alma operatörü
$\mathbf{X}$: Genel haldeki kod sözcüğü matrisi
$\hat{\mathbf{X}}$: Hatalı karar verilen kod sözcüğü matrisi
$P(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})$: Çiftsel hata olasılığı
$\mathbf{B}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})$: Kod sözcüğü fark matrisi
$\mathbf{A}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})$: Kod sözcüğü uzaklık matrisi
G_c : Kodlama kazancı
$iz(.)$: İz alma operatörü
θ : Asimetri açısı
$P_ç$: Çerçeve hata olasılığı

ASİMETRİK MODÜLASYON KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ

ÖZET

Uzay-zaman kodlama, birden fazla verici anten bulunan sistemlerde kullanılan bir kodlama yöntemidir ve çok girişli çok çıkışlı telsiz haberleşme sistemlerinde elde edilebilen kanal kapasitesine yaklaşmanın etkili ve pratik bir yoludur. Farklı antenlerden farklı zamanlarda iletilen işaretlerin birbirleriyle ilişkilendirilmesi için uzay ve zaman boyutlarında kodlama yapılmaktadır. Uzay-zaman kodlama, kodlamasız sistemlere göre iletim çeşitlemesi ve güç kazancı sağlarken, band verimliliğinde herhangi bir azalma olmaz.

Telsiz haberleşme sistemlerinde işbirlikli çeşitleme tekniğiyle mobil birimlerin birden fazla anten bulundurmasına gerek kalmadan uzayda çeşitleme sağlanabilir. Bir kullanıcı kendisine ait işareti iletirken diğer kullanıcıların da antenlerini kullanarak, çeşitleme kazancı ve yüksek hızlarda iletim sağlayabilir. Kuvvetlendir ve aktar, çöz ve aktar, kodlamalı işbirliği yöntemleri işbirlikli çeşitlemede genel olarak kullanılmaktadır. Kuvvetlendir ve aktar yönteminde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği işareti alıp, kuvvetlendirerek iletir. Çöz ve aktar yönteminde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği işareti alıp, kod çözme işlemiyle işbirliği yaptığı birimin ilettiği bitleri elde edip tekrar kodlayarak alıcıya iletir. Kodlamalı işbirliği yönteminde ise her kullanıcı, işbirliği yaptığı birimin kodlanmış bilgisinin bir kısmını iletir, eğer bu mümkün değilse kendisine ait bilgiyi iletir.

Literatürde bulunan çalışmalarda asimetrik modülasyon kullanılarak, uzay-zaman kafes kodların hata performanslarının iyileştirilebildiği gösterilmiştir. Bu tezde, işbirlikli çeşitleme sistemlerinin hata performanslarının asimetrik modülasyon kullanılarak kısmen de olsa iyileştirilebildiği gösterilmektedir.

COOPERATIVE DIVERSITY SYSTEMS WITH ASYMMETRİC MODULATIONS

SUMMARY

Space-time coding is an effective and practical way to approach the channel capacity of multiple input multiple output wireless systems. Space-time coding is performed in both spatial and time domains to correlate between signals transmitted from different antennas at different time. Transmit diversity and power gain is achieved by using space-time coding without sacrificing the bandwidth.

In wireless communication, the cooperative diversity provides spatial diversity without using additional antennas in mobile units. Two or more users can share their information and transmit as a virtual antenna array. This enables higher data rates and diversity. Amplify and forward, decode and forward and coded cooperation are some methods of the cooperative diversity. In the amplify and forward method, each user receive a noisy version of the signal transmitted by its partner. The user then amplifies and retransmits this noisy version. In decode and forward method, the user detects the partner's bits and then retransmits the detected bits. Coded cooperation is a method that each user transmits redundancy bits of its partner.

In the literature, it was shown that space-time trellis codes with asymmetric modulation provides better error performance than the classical space-time trellis codes with symmetric modulation. In this work, it is shown that the cooperative diversity systems with asymmetric modulation can provide slightly better performance than the other cooperative diversity schemes.

1. GİRİŞ

Günümüz telsiz haberleşme sistemlerinde kullanılan birçok servis yüksek hızlarda güvenilir bilgi iletimine ihtiyaç duymaktadır. Yüksek hızlarda güvenilir bilgi iletimini sağlamak için çok girişli çok çıkışlı (multiple input multiple output, MIMO) sistemler, tek girişli tek çıkışlı (single input single output, SISO) sistemlere tercih edilebilir. Bu sistemlerde verici antenlerden kanala iletilen işaretler, alıcı antenler tarafından alınarak bit hata olasılığını veya bilgi iletim hızını iyileştirilecek şekilde birleştirilirler.

Telsiz haberleşme sistemlerinde sönümlemeli (fading) kanalların etkisini azaltmak için genel olarak uzayda, zamanda veya frekansta çeşitleme yöntemi kullanılmaktadır. Çok girişli çok çıkışlı telsiz haberleşme sistemlerinde alıcı tarafında birden çok anten kullanılması alıcı anten çeşitlemesi (diversity) olarak adlandırılırken, verici tarafında birden çok anten kullanılması verici anten çeşitlemesi olarak adlandırılır [1].

Tarokh vd. [2] 1998 yılında, verici anten çeşitlemesini kullanan uzay-zaman kafes kodları (space-time trellis codes) tasarlamışlardır. Uzay-zaman kafes kodları, tam çeşitlemenin yanında kodlama kazancı da sağlayan, uzayda ve zamanda çeşitleme yöntemini kullanan kafes kodlama türüdür. Tarokh vd. [2], iletilen işaretlerin aracılığıyla hesaplanan bir matrisin rank ve determinant değerlerine göre tasarım kriterleri vermektedir. Rankın değeri çeşitleme kazancını belirlerken, determinantın değeri ise kodlama kazancını belirlemektedir. Yine 1998 yılında Alamouti [3] uzayda ve zamanda çeşitleme yöntemini kullanan, tam çeşitleme sağlayan, fakat kodlama kazancı sağlamayan uzay-zaman blok kodunu (space-time block code) tasarlamıştır. Bu tasarım ile alıcıda alınan işaretlerin birbirinden bağımsız çözülebilmesi sağlanmaktadır.

Yan ve Blum [4] ve Baro vd. [5], rank ve determinant kriterlerini kullanarak Tarokh vd. [2]' nin tasarladığı kod ile aynı rank değerinde, daha büyük determinant değerine sahip kodlar tasarlamışlardır. Chen vd. [6] verici ve alıcı anten sayısı arttığında rank

ve determinant kriteri yerine, iletilen işaretlerin aracılığıyla hesaplanan matrisin izinin en büyüklendirilmesi gerektiğini belirlemiştir.

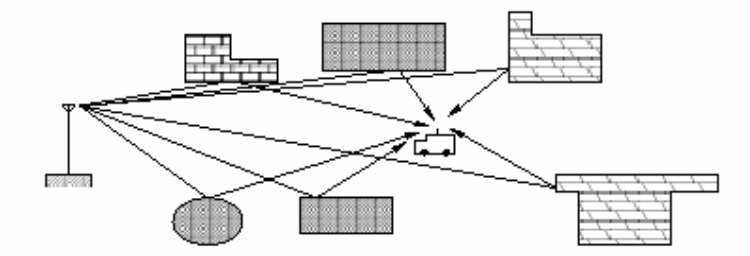
Jafarkhani ve Seshadri [7] , uzay-zaman blok kodları kafes kodlar ile birleştirerek ve kafesin dallarında Alamouti uzay-zaman blok kod kümesinden seçilen farklı uzay-zaman blok kodları kullanarak tam çeşitleme ve daha fazla kodlama kazancı sağlayan üstün-dik (super-orthogonal) uzay zaman kafes kodları tasarlamışlardır.

Tek anten kullanılabilen cihazlarda, işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity) yöntemi yardımıyla verici anten çeşitlemesi gerçekleştirilebilir [8]. İşbirlikli çeşitleme yönteminde, bir kullanıcı, alıcı antene işaret iletirken sistemdeki diğer kullanıcıların da antenlerini kullanır. İşbirlikli çeşitlemenin temelini, Cover ve El Gamal [9]' ın röleli kanallar üzerine yaptığı çalışma oluşturmaktadır. İşbirlikli çeşitleme sistemlerinde, genel olarak kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward), çöz ve aktar (decode and forward), kodlamalı işbirliği yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemler sırasıyla, Laneman vd. [8], Sendonaris [10] ve Hunter vd. [11] tarafından önerilmiştir.

Bu tezde, daha önce [12]' de tasarlanan, iz değeri klasik uzay-zaman kafes kodlarından daha büyük olan asimetrik modülasyonlu uzay-zaman kafes kodlarının, kuvvetlendir ve aktar yöntemine göre çalışan işbirlikli haberleşme sistemlerinde kullanımı araştırılmıştır. Bu çalışmanın 2. bölümünde sönümlemeli kanallar ile ilgili genel bilgiler verilmektedir. 3. bölümde uzay-zaman kodlama ve 4. bölümde işbirlikli çeşitleme sistemleri anlatılmaktadır. 5. bölümde asimetrik modülasyonlu uzay-zaman kafes kodlarının, kuvvetlendir ve aktar yöntemi kullanılan işbirlikli çeşitleme sistemlerindeki hata performansları karşılaştırılmıştır. Son bölümde ise sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. SÖNÜMLEMELİ KANALLAR

Birçok radyo kanalında atmosferik yansıma, binaların veya başka cisimlerin neden olduğu kırılma ve yansımadan dolayı, alıcı ve verici arasında birden çok yayılım yolu mevcut olabilir. Her bir yoldan iletilen işaretlerin genliği ve fazı farklılık gösterebilir. Bundan dolayı alıcıda görülen işaret seviyesinde zamanla sönümleme adı verilen değişmeler gözlenir. Mobil radyo haberleşmesi ve bina içi telsiz haberleşmesi sönümlemeli kanallara örnektirler.



Şekil 2.1: Çok yollu sönümleme ortamı

Şekil 2.1' deki mobil radyo haberleşmesi örneğinde, sabit veya hareketli çeşitli engellerden dolayı alıcı-verici arasında birçok yayılım yolu gösterilmektedir. Mobil radyo haberleşmesinde, mobil birimde alınan ortalama işaret seviyesi, mobil birim vericiden uzaklaştıkça azalır. Bu azalmaya yayılım yol kaybı (propogation path loss) adı verilir. Yol kaybı, çalışılan frekansa, alıcı-verici arası uzaklığa, verici ve alıcı anten yüksekliklerine, yeryüzü şekillerine ve çevredeki yapılara göre değişir [13].

2.1 Gecikme Saçılması

Değişik yayılım yollarından değişik gecikmelerle gelen işaretlerin birleşmesinden dolayı alıcıda, iletilen işaretin bozulmuş şekli gözlenir. İşaretin kanaldan iletilirken uğradığı çeşitli gecikmeleri bir sabitle karakterize edebilmek için, rasgele değişen gecikmelerin standart sapmasına karşılık gelen ve $\Delta\tau$ ile gösterilen gecikme saçılması (delay spread) kullanılır.

İletilen işaretin band genişliğini B ile gösterelim. Eğer B,

$$B << \frac{1}{\Delta\tau} \qquad \textbf{(2.1)}$$

eşitsizliğini sağlarsa, kanal transfer fonksiyonu sabit gibi etki eder ve işaretin bütün frekans bileşenleri kanaldan eşit olarak iletilir. Buna frekans seçici olmayan sönümleme (frequency nonselective fading) adı verilir. Eğer B, (2.1) eşitsizliğini sağlamıyorsa, işaretin değişik frekans bileşenleri için kanal transfer fonksiyonu farklılık gösterir ve frekans seçici sönümleme (frequency selective fading) görülür. $B_c = 1/\Delta\tau$ uyumluluk band genişliği (coherence bandwidth) olarak tanımlanır [13].

2.2 Doppler Frekans Kayması

Alıcı veya vericiden herhangi biri veya her ikisi hareketli ise alınan işarette hız ve taşıyıcı frekansla orantılı Doppler kayması (Doppler shift) adı verilen bir frekans kayması görülür. Değişik yayılım yollarından gelen işaretler değişik frekans kaymalarına uğrarlar. υ alıcının sabit hızını, c elektromanyetik dalganın ortamda ilerleme hızını (yaklaşık $3\times10^8 m/s$), f_0 taşıyıcı frekansını, γ elektromanyetik dalganın, alıcının hareket yönüyle yaptığı açıyı göstermek üzere, aşağıdaki denklem, alıcıda oluşan Doppler frekans kaymasını verir:

$$f_D = f_o \frac{\upsilon}{c}\cos\gamma. \qquad \textbf{(2.2)}$$

Doppler kaymalarının en büyüğüne maksimum Doppler kayması denir ve $f_{D,\max}$ ile gösterilir. Kanala ilişkin uyumluluk zamanı (coherence time),

$$T_c \approx \frac{1}{f_{D,\max}} \qquad \textbf{(2.3)}$$

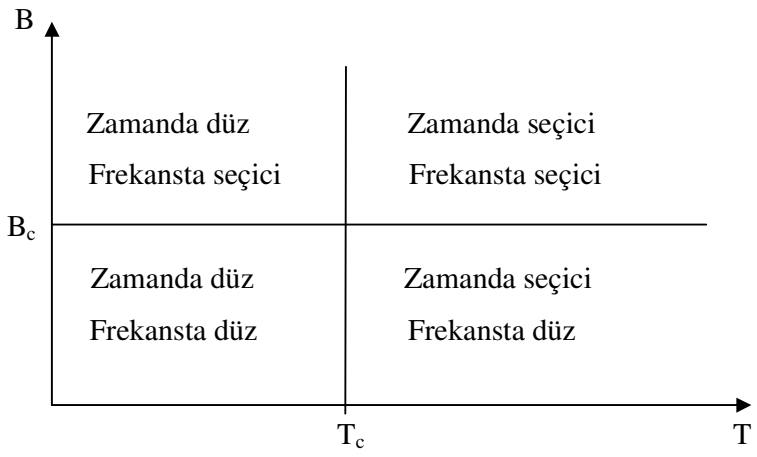
biçimindedir. İletilen işaretin simge süresi T ($B \cong 1/T$), $T << T_c$ eşitsizliğini sağlarsa alınan işaretin zarfı bir simge süresince sabittir. Eğer T, bu eşitsizliği sağlamıyorsa zamanda seçici sönümleme (time-selective fading) görülür. Sönümlemeli kanalları modellerken ve performanslarını incelerken yavaş ve hızlı sönümleme kavramları da önemlidir. Eğer simge süresi T, kanalın uyumluluk zamanı T_c' den küçük ise yavaş sönümleme, büyükse hızlı sönümleme görülür. Yavaş

sönümlemede belirli bir sönümleme etkisi peş peşe gelen birçok simgeyi etkilerken, hızlı sönümlemede ise sönümleme simgeden simgeye farklılık gösterir.

Görüldüğü üzere B_c ve T_c, kanalın iletilen işarete nasıl davrandığını belirler. Sınıflandırmaları aşağıdaki şekilde özetleyebiliriz:

- $B << B_c$ ise frekans seçici sönümleme yoktur. Kanal transfer fonksiyonu sabit gibidir ve kanal, frekans seçici olmayan (frequency non-selective) veya frekansta düz (flat) sönümlemeli kanal adını alır.

- $T << T_c$ ise zamanda seçici sönümleme yoktur ve kanal, zamanda düz veya yavaş sönümlemeli kanal adını alır. Şekil 2.2 bu sınıflandırmayı göstermektedir.



Şekil 2.2: Sönümlemeli kanal sınıflandırması

2.3 Sönümlemeli Kanalın Birim İmpuls Cevabı ve Transfer Fonksiyonu

Sönümlemeli kanaldan iletilen işaret

$$x(t) = \mathrm{Re}\left\{\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_o t}\right\} \qquad \textbf{(2.4)}$$

biçiminde olsun. Burada $\tilde{x}(t)$, $x(t)$ işaretinin kompleks zarfını ve f_0 da taşıyıcı frekansını göstermektedir. Kanalda gürültü olmadığı varsayımı ile alıcıdaki $r(t)$ işareti

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t)x[t - \tau_n(t)] \qquad \textbf{(2.5)}$$

olur. $\alpha_n(t)$ ve $\tau_n(t)$ sırasıyla n.'inci yayılım yolundan alınan $x(t)$ işaretinin maruz kaldığı kanal sönümleme katsayısını ve gecikme etkisini gösterir. Alınan $r(t)$ işareti,

$$r(t) = \mathrm{Re}\left\{\left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \tilde{x}[t-\tau_n(t)]\right] e^{j2\pi f_o t}\right\} \quad \textbf{(2.6)}$$

olarak yazılabilir. $\theta_n(t)$, $\tau_n(t)$ gecikmesinden kaynaklanan faz kaymasını gösterir ve $\theta_n(t) = 2\pi f_o \tau_n(t)$ biçiminde verilir. (2.6)' dan görüldüğü üzere sönümlemeli kanaldan iletilen işaretin alıcı tarafındaki kompleks zarfı aşağıdaki gibidir:

$$\sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \tilde{x}[t-\tau_n(t)]. \quad \textbf{(2.7)}$$

İletilen işaretin zarfındaki değişmeden anlaşılacağı üzere kanalın zamanla değişen impuls cevabı

$$h(t;\tau) = 2\sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \delta[t-\tau_n(t)] \quad \textbf{(2.8)}$$

olur. Kanalın girişi ve çıkışı arasındaki ilişki

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}(t-\tau) h(t;\tau) d\tau \quad \textbf{(2.9)}$$

konvolüsyonu ile belirlenebilir. Eğer $h(t;\tau)$'in Fourier dönüşümü hesaplanarak zamandan frekansa geçiş yapılırsa kanalın zamanla değişen transfer fonksiyonu $H(t;f)$ elde edilir:

$$H(t;f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t;\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad \textbf{(2.10)}$$

Eğer kanal zamanda ve frekansta düz ise kanal transfer fonksiyonu rasgele bir sabite indirgenir.

2.4 İki Yollu Model

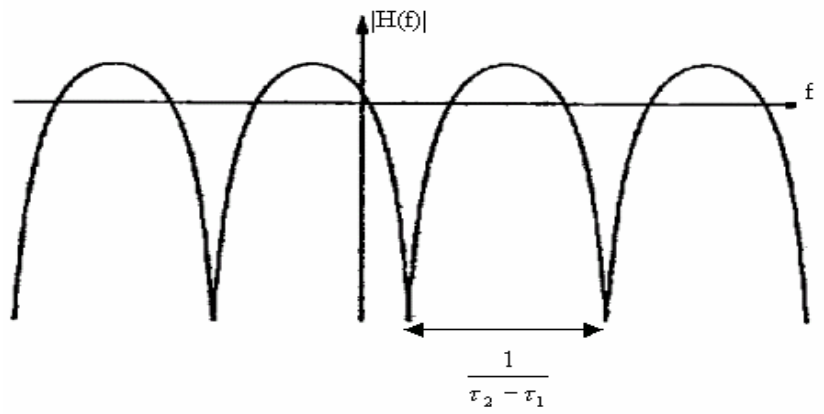
Bir haberleşme sisteminde verici ve alıcı sabit ve işaret iletimi için aralarında iki tane yayılım yolu mevcut olsun. Bu varsayım karasal mikrodalga radyo linkleri için iyi bir model oluşturur. Bu durumda alıcı tarafında alınan işaret,

$$r(t) = \alpha x(t-\tau_1) + \alpha x(t-\tau_2) \quad \textbf{(2.11)}$$

olur. Yukarıdaki denklemde iki yayılım yolunun kanal sönümleme katsayılarının aynı (α) olduğu, değişik yollardan gelen işaretlerin τ_1 ve τ_2 gecikmelerine uğradığı kabul edilmiştir. Kanalın transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verilebilir:

$$H(f) = \alpha e^{-j2\pi f\tau_1} + \alpha e^{-j2\pi f\tau_2} \\ = \alpha e^{-j2\pi f\tau_1}(1 + e^{-j2\pi f(\tau_2-\tau_1)}). \quad \textbf{(2.12)}$$

Bu transfer fonksiyonun mutlak değeri Şekil 2.3' teki gibi çizilebilir. Kanal transfer fonksiyonu bazı frekans ve gecikme değerleri için büyük değerler alırken, bazı değerler için ise farklı yayılım yollarının birbirlerini bozucu etkilerinden dolayı sıfır değerlerini alır. Sıfırlar arası, gecikme zamanlarının farkıyla belirlenir. Küçük gecikme farkları geniş frekans aralıklarıyla sıfır üretirken, büyük gecikme farkları ise küçük aralıklarla sıfır üretir.



Şekil 2.3: İki yollu kanalın transfer fonksiyonunun frekansla değişimi

2.5 Rayleigh Sönümlemeli Kanal

İletilen işaretin alıcıya N tane ayrı yayılım yolundan geldiğini ve alıcının da υ hızıyla hareket ettiğini düşünelim. A_i, θ_i, γ_i sırasıyla i.'inci yayılım yolundan gelen elektromanyetik dalganın genliğini, fazını ve alıcı antenle yaptığı açıyı göstersin. Alınan işarette $f_{D,i}$ kadar Doppler kaymasına uğramış frekans bileşenleri bulunur:

$$f_{D,i} = f_0 \frac{\upsilon}{c}\cos\gamma_i \ , \qquad \text{i = 1,2,.....,N .} \quad \textbf{(2.13)}$$

Alınan işaret r(t),

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \exp j[2\pi(f_0 - f_{D,i})t + \theta_i] \quad \textbf{(2.14)}$$

ve alınan işaretin kompleks zarfı

$$R(t)e^{j\Theta(t)} = \sum_{i=1}^{N} A_i e^{-j(2\pi f_{D,i}t - \theta_i)} \quad \textbf{(2.15)}$$

biçimindedir. Rayleigh sönümlemeli kanal için alınan işaretin kompleks zarfı, reel ve imajiner kısımları birbirinden bağımsız, sıfır ortalamalı, aynı σ^2 varyanslı Gauss işlevidir. $\Theta(t)$ $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlıdır ve $R(t)$' nin olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$f_R(r) = \begin{cases} \dfrac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2}, 0 \le r < \infty \\ 0, r < 0 \end{cases} \quad \textbf{(2.16)}$$

biçiminde Rayleigh dağılımlıdır. Zarfın ortalama gücü, ortalaması ve varyansı aşağıdaki gibidir:

$$E[R^2] = 2\sigma^2$$

$$E[R] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$$

$$Var[R] = E[R^2] - E^2[R] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2 . \quad \textbf{(2.17)}$$

2.6 Ricean Sönümlemeli Kanal

İletim ortamında doğrudan görüş yolu (LOS: Line of sight) ve/veya güçlü bir şekilde yansıyan ve parametreleri belirlenebilen bir yayılım yolu varsa, sönümlemeyi modellemek için Rician dağılımı kullanılır. Bu durumda alınan işaretin kompleks zarfı,

$$R(t)e^{j\Theta(t)} = a(t)e^{j\varphi(t)} + b(t)e^{j\beta(t)} \quad \textbf{(2.18)}$$

olur. Kompleks zarfta görülen a(t) Rayleigh, $\varphi(t)$ $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlıdır, $b(t)$ ve $\beta(t)$ deterministik işaretlerdir. $R(t)$' nin olasılık yoğunluk fonksiyonu ise $r \ge 0$ için

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + b^2}{2\sigma^2}\right\} I_o\left(\frac{rb}{\sigma^2}\right) \quad \textbf{(2.19)}$$

biçimindedir. Burada $I_o(.)$, sıfırıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu, b alınan işaretin sabit yayılım yolundan gelen zarf bileşenini ve $2\sigma^2$ Rayleigh dağılımlı kısmın gücünü gösterir. Sabit yol bileşenin gücü ile Rayleigh bileşeninin gücünün oranı da Rice faktörünü (K) verir:

$$K = \frac{b^2}{2\sigma^2}. \qquad \textbf{(2.20)}$$

Zarfın ortalama enerjisi, $E[R^2] = b^2 + 2\sigma^2$ biçimindedir.

3. UZAY-ZAMAN KODLAMA

Telsiz haberleşme sistemlerinde iletim gücünü arttırmadan ve band verimliliğinden taviz vermeden çok yollu kanal etkilerini azaltmak ve güvenilir bir iletim sağlamak için çeşitleme yöntemleri kullanılır [2]. Çeşitleme yöntemlerinde aynı bilgiyi taşıyan işaretin farklı sönümleme etkilerine uğrayarak gelen birden fazla kopyası alıcı tarafında bulunur. Buradaki asıl amaç derin sönümleme etkilerini ortadan kaldırmaktır. Önemli çeşitleme türleri, zamanda çeşitleme (time diversity), frekansta çeşitleme (frequency diversity) ve uzayda çeşitleme (spatial diversity) olarak verilebilir [1].

Zamanda çeşitleme, belirli bir işaretin farklı zaman aralıklarında iletilmesiyle sağlanır. Böylece alıcı tarafında aynı işaretin birbirlerinden ilişkisiz sönümlemelere uğrayan kopyaları elde edilir. İki işaretin iletimi arasındaki zaman farkı en az kanalın uyumluluk zamanı kadar olmalıdır.

Frekansta çeşitlemede aynı işareti iletmek için birbirinden farklı frekanslar kullanılır. Her frekansta birbirinden bağımsız sönümlemeler etki etmesi için frekanslar arasında en az kanalın uyumluluk band genişliği kadar fark olmalıdır. Frekansta çeşitlemede bir işaret için birden fazla frekans kullanılmasından dolayı band verimliliğinde azalma olur.

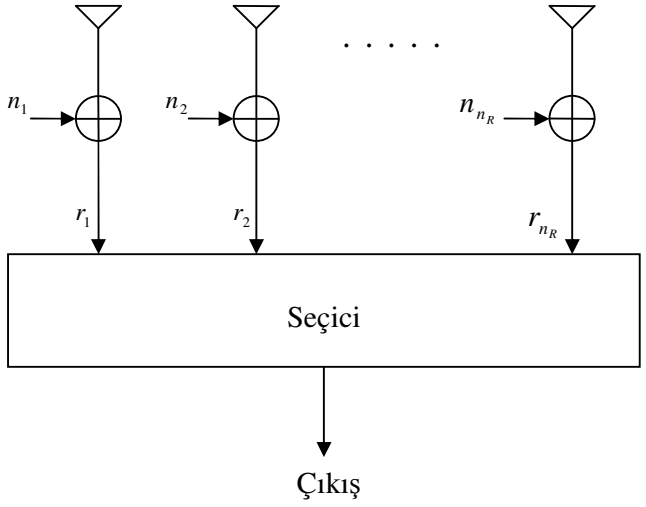
Uzayda çeşitleme anten çeşitlemesi olarak da adlandırılır. Bu yöntemde alıcı ve/veya verici tarafında birden fazla anten kullanılır. İletilen işaretlerin birbirlerinden ilişkisiz olmaları için alıcı ve verici tarafında antenler birbirlerinden belirli uzaklıkta yerleştirilmelidirler. Zamanda ve frekansta çeşitlemeden farklı olarak uzayda çeşitleme band verimliliğinde azalmaya neden olmaz.

Alıcı veya verici tarafında çoklu anten kullanılmasına göre uzayda çeşitleme alıcı ve verici çeşitlemesi olarak ikiye ayrılır. Alıcı çeşitlemesinde iletilen işaretin birbirinden bağımsız kopyalarını almak için çoklu anten kullanılır ve alınan işaretler çok yollu sönümleme etkisini azaltacak şekilde birleştirilir. Verici çeşitlemesinde ise verici

tarafında çoklu anten kullanılır. Telsiz haberleşme sistemlerinde gereken performansı sağlamak için birden fazla çeşitleme yöntemi de beraber kullanılabilir.

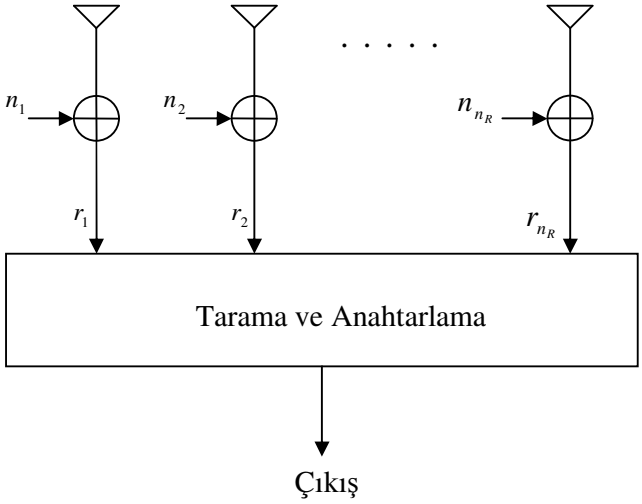
Çeşitleme yöntemi kullanılan telsiz haberleşme sistemlerinin performansları, alıcı tarafında alınan işaretlerin nasıl birleştirildiğiyle de ilgilidir. Bu yüzden çeşitleme, alıcı tarafında birleştirilme yöntemlerine göre de sınıflandırılabilir [1]. Genel olarak dört tane birleştirme yöntemi vardır: Seçerek birleştirme (selection combining), anahtarlamalı birleştirme (switched combining), en büyük oranlı birleştirme (maximal ratio combinig), eş kazançlı birleştirme (equal gain combining).

Seçerek birleştirme yönteminde her işaret iletim aralığında alınan işaretlerden en büyük işaret-gürültü oranına sahip işaret seçilerek çıkışa verilir (Şekil 3.1).



Şekil 3.1: Seçerek birleştirme yöntemi

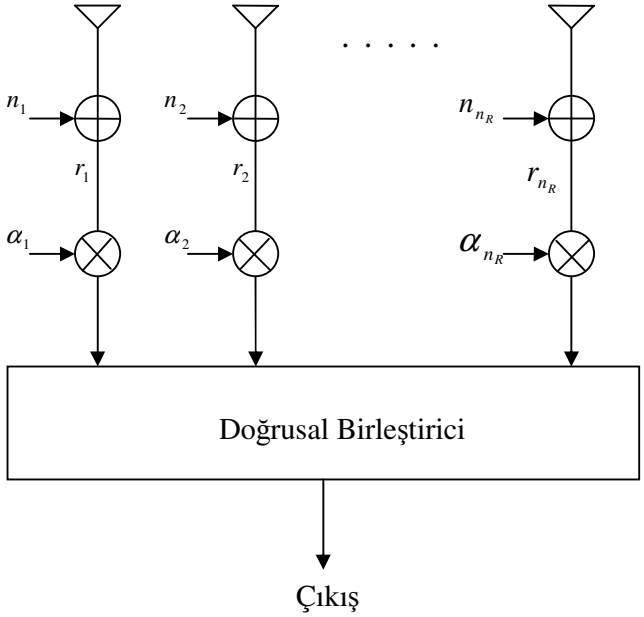
Anahtarlamalı birleştirmede alıcı bütün antenlerden gelen işaretlere sırayla bakar ve belirli bir işaret-gürültü oranı değerini geçen işareti seçerek çıkışa verir. İşaret-gürültü oranı belirli bir değerin altına düşene kadar seçili antenden gelen işaret çıkışa verilir. İşaret-gürültü oranı düştüğünde tarama işlemi tekrar yapılır ve başka bir antenden gelen işaret seçilir (Şekil 3.2).



Şekil 3.2: Anahtarlamalı birleştirme yöntemi

En büyük oranlı birleştirme yöntemi doğrusal bir birleştirme yöntemidir. Doğrusal birleştirme yönteminde, işaretler bir katsayı ile ağırlıklandırılır ve toplanarak çıkışa verilir. Şekil 3.3' te gösterilen en büyük oranlı birleştirme sisteminde, j. antenden alınan işaret r_j ile gösterilirse çıkışa verilen işaret $r = \sum_{j=1}^{n_R} \alpha_j . r_j$ biçimindedir. Alınan r_j işaretinin genliği ve fazı sırasıyla A_j ve ϕ_j gösterilirse ağırlıklandırma katsayısı $\alpha_j = A_j e^{-j\phi_j}$ olur. Bu yöntem, kanal sönümleme katsayısının ve işaretin fazının bilinmesini gerektirir.

Eş kazançlı birleştirme yöntemi ise kanal bilgisi kullanılmayan doğrusal birleştirme yöntemidir. $\alpha_j = e^{-j\phi_j}$ kabul edilerek ağırlıklandırılır.



Şekil 3.3: En büyük oranlı birleştirme yöntemi

3.1 Çok Girişli Çok Çıkışlı Kanalın Kapasite Hesabı

Çok girişli çok çıkışlı sistemlerde (multiple-input multiple-output, MIMO), verici ve alıcı tarafında birden fazla anten bulunmaktadır. Her verici antenle her alıcı anten arasındaki sönümlemeli kanalların birbirlerinden bağımsız olmaları için antenler birbirlerinden yeteri kadar uzak yerleştirilmelidir.

Toplamsal beyaz Gauss gürültüsünden etkilenen bir kanalın iletim band genişliğine normalize kapasitesi [14],

$$C = \log_2(1 + SNR) \qquad [\text{ bps / Hz }] \qquad \textbf{(3.1)}$$

biçimindedir. (3.1) denkleminde, C kanal kapasitesini gösterirken, SNR işaret-gürültü oranını göstermektedir. (3.1)'den kapasiteyi 1 [bps / Hz] arttırmak için işaret-gürültü oranını 3 dB arttırmak gerekliliği gösterilebilir.

Sönümlemeli kanallar ise zamanla değişen özelliktedirler ve rasgele sönümlemeye maruz kalırlar. Tek girişli tek çıkışlı (single-input single-output, SISO) kanalların kapasitesini hesaplamak için

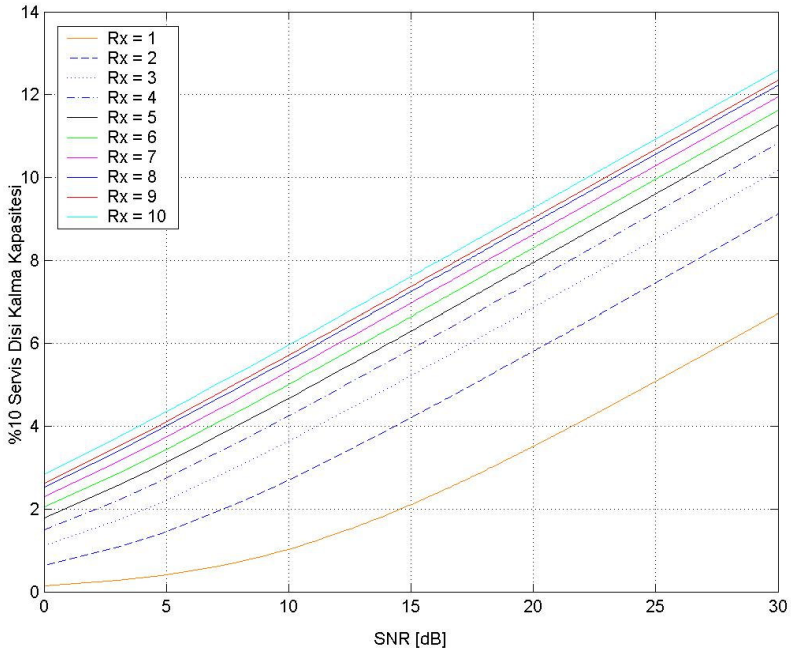
$$C = \log_2(1 + SNR\,|\,h\,|^2) \qquad [\text{ bps / Hz }] \qquad \textbf{(3.2)}$$

denklemi kullanılır [15]. Burada h, verici ve alıcı anten arasındaki kanalın sönümleme katsayısını göstermektedir. h birim güçlü ($E[|h|^2]=1$), reel ve imajiner kısımları eşit varyanslı, birbirlerinden bağımsız kompleks rasgele Gauss değişkenidir. Bundan dolayı (3.2) eşitliği ile hesaplanan kanal kapasitesi de dağılımı hesaplanabilen rasgele bir değişkendir.

Sönümlemeli kanallarda, iletim zamanın büyük bir kısmında derin sönümlemelerle karşılaşıldığı durumlardan daha yüksek kanal kapasitesi elde edilebildiği halde kanal kapasitesi derin sönümlemelerle sınırlıdır. Bu yüzden sönümlemeli kanalların kapasiteleri hesaplanırken Shannon kapasite formülü yerine servis dışı kalma (outage) kapasitesi tanımı kullanılır. Servis dışı kalma kapasitesi C_x, zamanın $\%(100-x)$' inde bilgiyi hatasız olarak iletebilecek maksimum bilgi oranı olarak tanımlanır. Matematiksel olarak ($P(C \geq C_x) = \%(100-x)$) yazılabilir. Yani, zamanın $\%x$' inde servis dışı kalınacağı beklenir.

Bir tane verici anten ve n_R tane alıcı anten olduğunda kanal, tek girişli çok çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) kanal olarak adlandırılır. SIMO kanallarda kanal sönümleme katsayısı $\mathbf{h} = [h_0, h_1 ..., h_j, ..., h_{n_R}]$, n_R tane kompleks katsayı ile belirlenir. SIMO kanalların kanal kapasitesi $C = \log_2(1 + SNR\,\mathbf{hh^H})$ [bps / Hz] biçimindedir. Denklemdeki $\mathbf{h^H}$, $\mathbf{h}$ vektörünün eşlenik transpozunu gösterir.

SIMO kanalın kapasitesi hesaplarken analitik kapasite hesabı zor olduğu için benzetim yoluyla hesaplama tercih edilmektedir. Bu amaçla bu çalışmada, MATLAB programı yardımıyla kanal sönümleme katsayısı **h**, reel ve imajiner kısımları eşit varyanslı, sıfır ortalamalı birbirlerinden bağımsız kompleks rasgele Gauss değişkeni bin kez üretilmiştir. Bu değerler denklemde yerine konarak ve işaret gürültü oranı değerleri de 1' den 1000' e kadar alınarak, her bir işaret gürültü oranı değeri için 1000 tane rasgele değişen kanal kapasitesi değerleri elde edilmiştir. Servis dışı kalma kapasitesi tanımından, rasgele değişen kanal kapasitesi değerlerinin %90' ının hangi değerden büyük olduğu bulunarak ($P(C \geq C_{10}) = \%90$), %10 servis dışı kalma kapasitesi C_{10} hesaplanmıştır. Yapılan benzetim sonucu elde edilen SIMO kanallar için C_{10} değerinin işaret gürültü oranıyla değişimi Şekil 3.4' te verilmiştir.



Şekil 3.4: SIMO kanalda %10 servis dışı kalma kapasitesinin SNR ile değişimi

SIMO kanallarda alıcı anten sayısı arttığında kanal kapasitesinin çok fazla artmadığı, C_{10} değerinin, işaret-gürültü (SNR) oranı ile değişiminden görülmektedir. İşaret gürültü oranını arttırarak kanal kapasitesini çok arttırmak da mümkün değildir. Çünkü işaret gürültü oranı logaritmik olarak artar.

Kanal kapasitesini daha da arttırmak için çok girişli çok çıkışlı sistemler kullanılır. n_T tane verici antenin ve n_R tane alıcı antenin kullanıldığı bir MIMO kanalı için kanal, $n_R \times n_T$ boyutunda, birbirlerinden bağımsız rasgele kompleks değişkenlerin oluşturduğu **H** matrisiyle karakterize edilir:

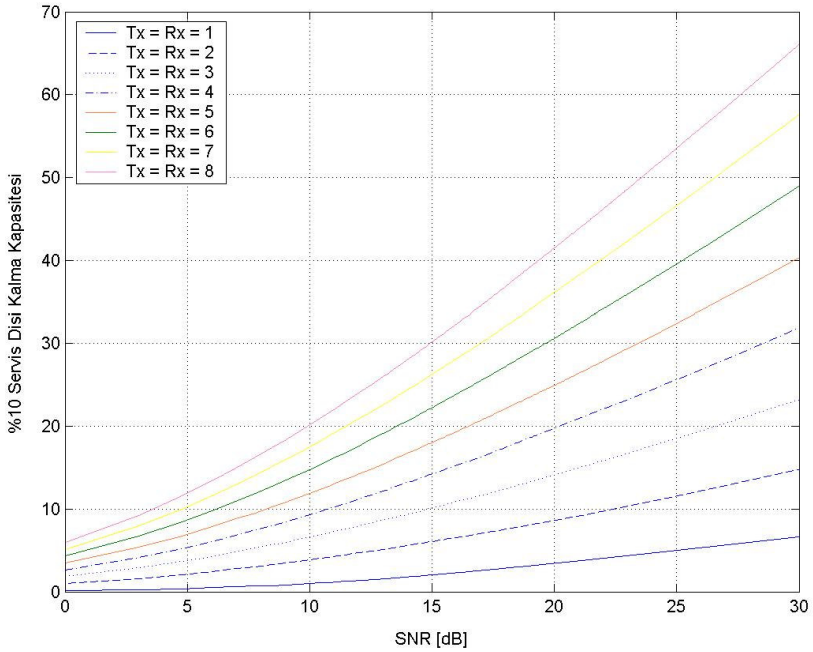
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & . & . & h_{n_T 1} \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ h_{1n_R} & . & . & h_{n_T n_R} \end{bmatrix}_{n_R \times n_T} . \qquad \textbf{(3.3)}$$

MIMO kanalın kapasitesi,

$$C = \log_2[\det(\mathbf{I}_{\mathbf{n_R}} + \frac{SNR}{n_T}\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] \qquad [\text{ bps / Hz }] \qquad \textbf{(3.4)}$$

ile hesaplanır [15]. (3.4) denkleminde I_{n_R}, n_R boyutunda birim matrisi, SNR herhangi bir alıcı antenindeki ortalama işaret-gürültü oranını, n_T verici anten sayısını gösterir. $(.)^H$ ise matrisin eşlenik transpozunu alma işlemidir ve Hermitian olarak adlandırılır.

MIMO kanalların kapasiteleri hesaplanırken de analitik hesap zor olduğu için bilgisayar benzetiminden yararlanılır. Bunun için MATLAB programı yardımıyla, MIMO kanalı karakterize etmek için $n_R \times n_T$ boyutunda birbirlerinden bağımsız rasgele kompleks h değişkenlerinin oluşturduğu **H** matrisi, h rasgele değişkenlerinin reel ve imajiner kısımları eşit varyanslı, sıfır ortalamalı birbirlerinden bağımsız kompleks rasgele Gauss değişkeni bin kez üretilmiştir. Bu değerler (3.4) denkleminde yerine konarak ve işaret gürültü oranı değerleri de 1' den 1000' e kadar alınarak her bir işaret gürültü oranı değeri için 1000 tane rasgele değişen kanal kapasitesi değerleri elde edilmiştir. Servis dışı kalma kapasitesi tanımından, rasgele değişen kanal kapasitesi değerlerinin %90' ının hangi değerden büyük olduğu bulunarak ($P(C \geq C_{10}) = \%90$), $\%10$ servis dışı kalma kapasitesi C_{10} hesaplanmıştır. Şekil 3.5' te eşit sayıda alıcı ve verici anten bulanan MIMO kanalında, C_{10} değerinin, işaret gürültü oranıyla değişimi gösterilmiştir.



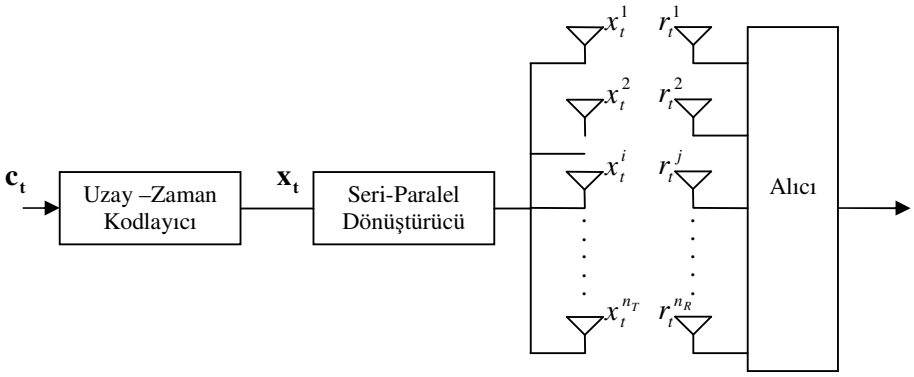
Şekil 3.5: MIMO kanalda %10 servis dışı kalma kapasitesinin SNR ile değişimi

MIMO kanallarının kapasitelerinin işaret-gürültü oranı ile değişimlerini gösteren eğrilerin asimptotik eğimlerini, alıcı ve verici anten sayılarından en küçüğü ($\min(n_T, n_R)$) belirler [16]. Bu yüzden MIMO kanalın kapasitesini arttırmak için hem alıcı hem de verici anten sayılarının arttırılması gerekir. Şekil 3.5' te alıcı ve verici anten sayıları arttıkça MIMO kanalın kapasitesinin de anten sayılarıyla yaklaşık olarak doğrusal bir şekilde arttığı görülmektedir.

3.2 Uzay-Zaman Kodlamalı Sistemler

Önceki bölümde gösterildiği üzere, telsiz haberleşme sistemlerinde birden fazla verici ve/veya alıcı anten kullanılan ve kanal bilgisi alıcı tarafında elde edilen sistemlerde kanal kapasitesi, en küçük anten sayısıyla doğrusal olarak artmaktadır.

Asıl amacı çok yollu sönümleme etkilerini azaltarak yüksek band verimliliği ve performans kazancı sağlamak olan uzay-zaman kodlamanın birçok çeşidi bulunmaktadır. Uzay-zaman blok kodları [3], uzay-zaman kafes kodları [2], üstündik uzay-zaman kafes kodları [7] bunlara örnektir. Şekil 3.6'da n_T tane verici anten ve n_R tane alıcı anten bulunan bir uzay-zaman sistemi temel bandda gösterilmiştir.



Şekil 3.6: Uzay-zaman kodlamalı sistem

Her t anında bilgi kaynağından gelen m bloklu $\mathbf{c_t} = (c_t^{\,1}, c_t^{\,2}, ..., c_t^{\,m})$ dizisi uzay-zaman kodlayıcının girişine gelir. Uzay-zaman kodlayıcı m tane biti $M = 2^m$ tane işaret kümesinden n_T tane işarete eşler. Kodlayıcı çıkışında seri-paralel dönüştürücü kullanılarak n_T tane paralel işaret elde edilir. x_t^i, i. antenden iletilen işareti göstermek üzere, n_T tane paralel işaret n_T tane farklı antenden aynı anda iletilir. $\mathbf{x_t} = (x_t^{\,1}, x_t^{\,2}, ..., x_t^i, ..., x_t^{\,n_T})^T$' ye uzay-zaman işareti adı verilir.

r_b' nin bit hızını ve B'nin de band genişliğini gösterdiği durumda, her işaretin iletim süresinin T sn. olduğu kabul edilirse sistemin band verimliliği

$$\eta = \frac{r_b}{B} = m \qquad \text{[bit/sn/Hz]} \tag{3.5}$$

şeklindedir. Sistemin band verimliliği bir verici anten kullanılan ve kodlama yapılmayan sistemle aynıdır.

Alıcı ve verici tarafında çoklu anten kullanılarak çok girişli çok çıkışlı kanal elde edilir. Çok girişli çok çıkışlı kanal, $n_R \times n_T$ boyutunda, birbirlerinden bağımsız rasgele kompleks değişkenlerin t anında oluşturduğu **H** matrisiyle belirlenebilir:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h^t{}_{11} & . & . & h^t{}_{n_T 1} \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ h^t{}_{1 n_R} & . & . & h^t{}_{n_T n_R} \end{bmatrix}_{n_R \times n_T} \tag{3.6}$$

Burada $h^t{}_{ij}$, t anında i. verici antenle j. alıcı anten arasındaki kanal sönümleme katsayısını göstermektedir. Kanal sönümleme katsayıları, birim güçlü, reel ve imajiner kısımları eşit varyanslı, birbirlerinden bağımsız, kompleks rasgele Gauss değişkenleri olarak modellenmektedir. Duruğumsu (quasi-static) sönümlemede bir çerçeve boyunca kanal sönümleme katsayısı sabittir ve çerçeveden çerçeveye farklılık gösterir. Hızlı sönümlemeli kanalda ise kanal sönümleme katsayıları bir işaretin iletim süresince sabittir ve işaretten işarete farklılık gösterir. t anında j. alıcı antende alınan işaret

$$r_t^{\ j} = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^t x_t^i + n_t^j \qquad \textbf{(3.7)}$$

biçimindedir. Burada n_t^j, j. alıcı antende t anındaki, tek yönlü güç spektral yoğunluğu N_o olan toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür. $n_R \times 1$ boyutlu alınan işaret vektör olarak da gösterilebilir:

$$\mathbf{r_t} = \mathbf{H_t x_t} + \mathbf{n_t} \ . \qquad \textbf{(3.8)}$$

Alıcı kısımda kod çözmek için en büyük olabilirlik algoritması (maximum likelihood) kullanıldığını ve alıcı kısımda kanal bilgisinin bulunduğunu varsayalım. Bu durumda kod çözme işlemi

$$\sum_t \sum_{j=1}^{n_R} | \ r_t^{\ j} - \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\ t} x_t^{\ i} \ |^2 \qquad \textbf{(3.9)}$$

ile verilen, Öklid uzaklığına göre oluşturulan karar metriği kullanılarak gerçekleştirilir.

3.2.1 Uzay-Zaman Kodların Performansı

Her antenden iletilen çerçevenin boyunun sabit ve L olduğu kabul edilirse, $n_T \times L$ boyutundaki kod sözcüğü

$$\mathbf{X} = \left[x_1, x_2, ..., x_L \right]$$
$$= \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & . & x_L^1 \\ x_1^2 & x_2^2 . & . & x_L^2 \\ . & . & . & . \\ x_1^{n_T} & . & . & x_L^{n_T} \end{bmatrix}_{n_T \times L} \quad \textbf{(3.10)}$$

gibi olur. Kod sözcüğü matrisinin herhangi i. satırı $\mathbf{x^i} = \left[x_1^i, x_2^i, ..., x_L^i \right]$, i. verici antenden iletilen işaret dizisini gösterirken, herhangi t. sütunu $\mathbf{x_t} = \left[x_t^1, x_t^2, ..., x_t^{n_T} \right]^T$, t anında iletilen uzay-zaman işaret dizisini göstermektedir.

Uzay-zaman kodlarının hata performansını çiftsel hata olasılığını (pairwise error probability) kullanarak inceleyelim [2]. Çiftsel hata olasılığı, $\mathbf{X} = \left[x_1, x_2, ..., x_L \right]$ kod sözcüğü dizisi iletildiğinde, alıcıda hatalı olarak $\hat{\mathbf{X}} = \left[\hat{x}_1, \hat{x}_2, ..., \hat{x}_L \right]$ kod sözcüğü dizisinin elde edilme olasılığıdır. Çiftsel hata,

$$\sum_{t=1}^{L} \sum_{j=1}^{n_R} | r_t^{\ j} - \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\ t} x_t^{\ i} |^2 \geq \sum_{t=1}^{L} \sum_{j=1}^{n_R} | r_t^{\ j} - \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\ t} \hat{x}_t^{\ i} |^2 \quad \textbf{(3.11)}$$

durumunda olur. Bu eşitsizlik şu şekilde de yazılabilir:

$$\sum_{t=1}^{L} \sum_{j=1}^{n_R} 2\,\mathrm{Re}\left\{ (n_t^j)^* \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^t (\hat{x}_t^i - x_t^i) \right\} \geq \sum_{t=1}^{L} \sum_{j=1}^{n_R} | \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\ t} (\hat{x}_t^i - x_t^i) |^2 . \quad \textbf{(3.12)}$$

Alıcıda kanal bilgisi bulunduğu kabul edilirse (3.12) eşitsizliğinin sağ tarafı, $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{t=1}^{L} \sum_{j=1}^{n_R} | \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\ t} (\hat{x}_t^i - x_t^i) |^2$ olarak verilir. Eşitsizliğin sol tarafı ise sıfır ortalamalı bir Gauss değişkenidir. H belirli iken koşullu çiftsel hata olasılığı,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} \mid \mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2No} d^2(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{X})} \right) \quad \textbf{(3.13)}$$

şeklindedir. Koşullu çiftsel hata olasılığı

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} \mid \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} \exp(-d_h^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \frac{E_s}{No}) \quad \textbf{(3.14)}$$

eşitsizliği ile üstten sınırlanabilir. Uzay-zaman kodlarda kod sözcüğü fark matrisi,

$$\mathbf{B}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} x_1^1 - \hat{x}_1^1 & x_1^2 - \hat{x}_1^2 & . & x_1^{n_T} - \hat{x}_1^{n_T} \\ x_2^1 - \hat{x}_2^1 & x_2^2 - \hat{x}_2^2 & . & x_2^{n_T} - \hat{x}_2^{n_T} \\ . & . & . & . \\ x_L^1 - \hat{x}_L^1 & . & . & x_L^{n_T} - \hat{x}_L^{n_T} \end{bmatrix}_{L \times n_T} \quad \textbf{(3.15)}$$

biçiminde tanımlanır. Kod sözcüğü uzaklık matrisi $A(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})$ ise

$$\mathbf{A}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{B}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}).\mathbf{B}^H(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}) \quad \textbf{(3.16)}$$

ile gösterilir. $\mathbf{A}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})$ kod sözcüğü uzaklık matrisinin rankı r ile özdeğerleri (eigenvalues) ise $\lambda_i \geq 0 \quad , i = 1,2,....,n_T$ ile gösterilir.

Yavaş sönümlemeli kanallar için çiftsel hata olasılığını rn_R nin büyük değerleri için

$$P(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}) \leq \frac{1}{4}\exp(-n_R \frac{E_s}{4No}\sum_{i=1}^{r}\lambda_i) \quad \textbf{(3.17)}$$

ile üstten sınırlı iken, küçük rn_R değerleri için ise

$$P(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}}) \leq \left(\prod_{i=1}^{r}\lambda_i\right)^{-n_R} (\frac{E_s}{4No})^{-rn_R} \quad \textbf{(3.18)}$$

eşitsizliği sağlanır [2]. rn_R değerine çeşitleme kazancı (diversity gain) adı verilir. Çeşitleme kazancı, uzayda çeşitleme yapılan sistemin aynı hata olasılığında çeşitleme yapılmayan sisteme göre sağladığı güç kazancıdır. Çeşitleme kazancı, işaret-gürültü oranına göre elde edilen hata eğrisinin eğimini belirler. G_c ile gösterilen ve $G_c = \frac{(\lambda_1\lambda_2...\lambda_r)^{1/r}}{d_u^2}$ biçiminde tanımlanan kodlama kazancı ise aynı hata olasılığında ve aynı çeşitleme kazancının sağlandığı kodlamalı bir sistemde, kodlama kullanılmayan bir sisteme göre sağlanan güç kazancıdır. Burada d_u^2, referans alınan kodlamasız sistemin karesel Öklid uzaklığını gösterir. Kodlama kazancı, işaret-gürültü oranına göre elde edilen hata eğrisinde kodlanmamış sisteme göre yatay eksende bir kaymaya sebep olur.

Yavaş sönümlemeli kanallar için uzay-zaman kod tasarımı rn_R değerine göre yapılmaktadır. rn_R' nin olabilir en yüksek değeri $n_T n_R$' dir. Tarokh vd. [2], küçük rn_R değerleri için uzay-zaman kod tasarımı yaparken (3.18) ile gösterilen hata

olasılığını en küçüklendirmek için kod sözcüğü uzaklık matrisi **A**' nın en küçük rankının ve **A**' nın özdeğerleri çarpımının, en büyüklendirilmesi gerektiğini göstermiştir. Chen vd. [6] bu tasarım kriterleri için $rn_R < 4$ değerinin kabul edilebilir bir değer olduğunu bulmuştur.

Büyük rn_R değerleri için ise kod sözcüğü uzaklık matrisi **A**' nın en küçük rankı r, $rn_R \geq 4$ şartını sağlamalı ve **A**' nın izi (trace) en büyüklendirilmelidir. **A** matrisinin izi

$$iz(\mathbf{A}(\mathbf{X},\hat{\mathbf{X}})) = \sum_{i=1}^{r} \lambda_i = \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{t=1}^{L} \left| x_t^i - \hat{x}_t^i \right|^2 \qquad \textbf{(3.19)}$$

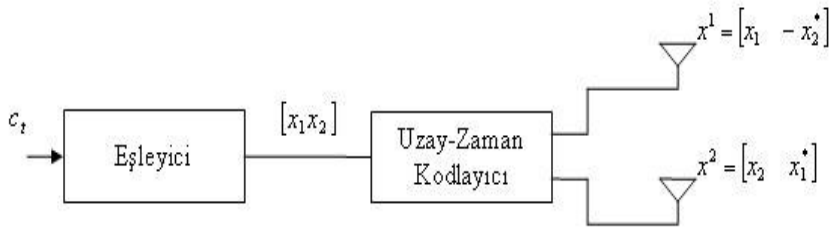
şeklinde tanımlanır. (3.19)' dan, **A** matrisinin izinin **X** ve $\hat{\mathbf{X}}$ kod sözcükleri arasındaki karesel Öklid uzaklığına eşit olduğu görülmektedir. Bu durumda büyük rn_R değerleri için uzay-zaman kodlar tasarlanırken minimum Öklid uzaklığını en büyüklendirmek gerekir.

3.3 Uzay-Zaman Blok Kodlar

Uzay-zaman blok kodları uzayda ve zamanda çeşitleme yöntemini kullanan blok kodlardır. Aynı işaretin birden fazla antenden, farklı zamanlarda iletilmesiyle uzayda ve zamanda çeşitleme sağlanmaktadır.

3.3.1 Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu

İki verici antenle tam iletim çeşitlemesi sağlayan ilk uzay-zaman blok kodu Alamouti' nin tasarladığı uzay-zaman blok kodudur [3]. Şekil 3.7'de Alamouti uzay-zaman kodlayıcı yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.7: Alamouti uzay-zaman kodlayıcı

Alamouti kodlayıcıda eşleyicinin girişine gelen bilgi bitleri, modülasyon tipine göre işaret kümesindeki işaretlere eşlenir. Uzay-zaman kodlayıcı, ikili bloklar halinde girişine gelen işaretleri X kod matrisine göre kodlayarak verici antenlere iletir:

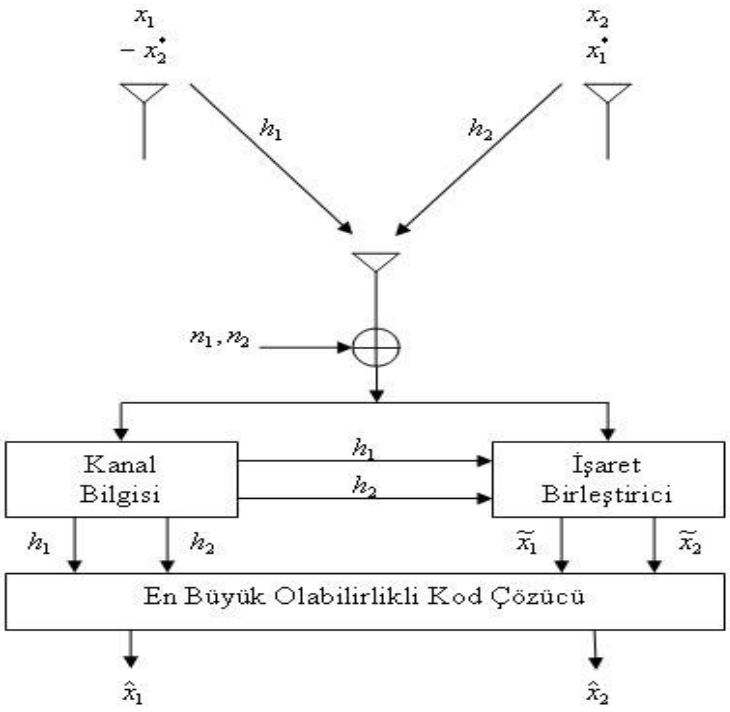
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}. \qquad \textbf{(3.20)}$$

Burada $(.)^*$ işlemi işaretin kompleks eşleniğini almak için kullanılmaktadır. İlk işaret iletim zamanı t'de x_1 ve x_2 işaretleri aynı anda sırasıyla birinci ve ikinci antenlerden iletilir. İkinci iletim zamanı $t+T$ zamanında, birinci antenden $-x_2^*$ işareti iletilirken, ikinci antenden x_1^* işareti iletilir.

Alamouti kodunun özelliği, iki antenden iletilen işaret dizilerinin birbirlerine dik olmasıdır. Birinci antenden iletilen $\mathbf{x^1} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \end{bmatrix}$ işaret dizisi ile ikinci antenden iletilen $\mathbf{x^2} = \begin{bmatrix} x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$ işaret dizisinin içsel çarpımları sonucu sıfırdır:

$$x^1 . x^2 = x_1 x_2^* - x_2^* x_1 = 0. \qquad \textbf{(3.21)}$$

İki verici bir tane alıcı anten bulunan sistem için alıcı yapısı Şekil 3.8' de gösterildiği gibidir.



Şekil 3.8: Bir alıcı antenli sistemin alıcı yapısı

t anında, birinci ve ikinci verici antenle alıcı anten arasındaki kanal sönümleme katsayıları sırasıyla $h_1(t)$ ve $h_2(t)$ ile gösterilsin ve bu katsayılar birbirini takip eden iki ardışık işaret iletimi süresince sabit olsunlar:

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = |h_1| e^{j\theta_1}$$

$$h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = |h_2| e^{j\theta_2}. \qquad \textbf{(3.22)}$$

Bu durumda t ve $t+T$ anlarında alıcıda alınan işaretler,

$$r_1 = r(t) = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1$$

$$r_2 = r(t+T) = -h_1 x_2^* + h_1 x_1^* + n_2 \qquad \textbf{(3.23)}$$

olur. n_1 ve n_2, tek yönlü güç spektral yoğunluğu N_o olan toplamsal beyaz Gauss gürültüleridir. Şekil 3.8' de gösterilen işaret birleştirici çıkışları $\tilde{x}_1$ ve $\tilde{x}_2$ şu şekilde olurlar:

$$\tilde{x}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) x_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2$$

$$\tilde{x}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) x_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1. \qquad \textbf{(3.24)}$$

Şekil 3.8' deki en büyük olabilirlikli kod çözme ve işaret birleştirme kısımları tek bir işlem olarak düşünülebilir. Bu durumda alıcıda, aşağıdaki karar metriği kullanılarak kod çözme işlemi gerçekleştirilir:

$$\sum_{t=1}^{2}\left|r_t-\sum_{i=1}^{n_T}h_i x_t^{\,i}\right|=\left|r_1-h_1x_1-h_2x_2\right|^2+\left|r_2+h_1x_2^*-h_1x_1^*\right|^2$$

$$=d^2(r_1,h_1x_1+h_2x_2)+d^2(r_2,-h_1x_2^*+h_1x_1^*)\,. \qquad \textbf{(3.25)}$$

Burada $d^2(x,y)$, karesel Öklid uzaklığını $(d^2(x,y)=(x-y)(x^*-y^*))$ gösterir. İşaret kümesi içinden (3.25) denklemini en küçük yapan x_1 ve x_2 işaretleri seçilerek, $\hat{x}_1$ ve $\hat{x}_2$ işaretlerine karar verilir:

$$(\hat{x}_1,\hat{x}_2)=\min_{(x_1,x_2)\in S}\{(|h_1|^2+|h_2|^2-1)(|x_1|^2+|x_2|^2)+d^2(\tilde{x}_1,x_1)+d^2(\tilde{x}_2,x_2)\}. \qquad \textbf{(3.26)}$$

S işaret kümesini göstermektedir. (3.24)'ten $\tilde{x}_1$ ve $\tilde{x}_2$' nin sadece sırasıyla x_1 ve x_2 ye bağlı olduğu görülmektedir. Bunun için karar kuralı, daha hızlı kod çözme işlemi yapabilmek için

$$\hat{x}_1=\min_{x_1\in S}\{(|h_1|^2+|h_2|^2-1)|x_1|^2+d^2(\tilde{x}_1,x_1)\}$$
$$\hat{x}_2=\min_{x_2\in S}\{(|h_1|^2+|h_2|^2-1)|x_2|^2+d^2(\tilde{x}_2,x_2)\} \qquad \textbf{(3.27)}$$

biçiminde ikiye ayrılabilir. PSK işaretler için işaret kümesindeki bütün işaretler eşit enerjili olduklarından $(|x_1|^2=|x_2|^2=E_s)$, karar kuralları

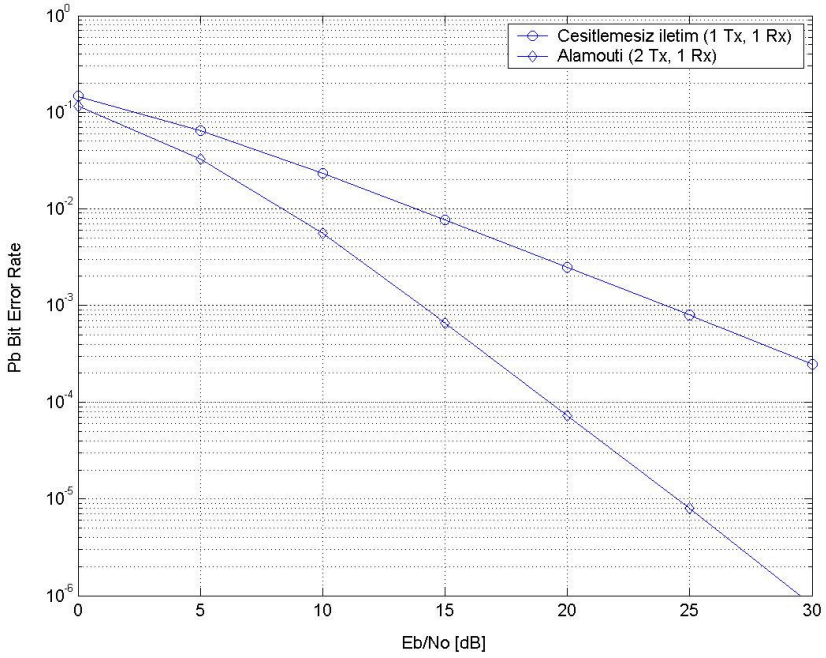
$$\hat{x}_1=\min_{x_1\in S}(d^2(\tilde{x}_1,x_1))$$
$$\hat{x}_2=\min_{x_2\in S}(d^2(\tilde{x}_2,x_2)) \qquad \textbf{(3.28)}$$

şeklinde olur. İki verici ve n_R alıcı anten kullanılan Alamouti uzay-zaman kodlama sisteminde ise karar metrikleri

$$\hat{x}_1 = \min_{x_1 \in S} \left[(\sum_{j=1}^{n_R} (\left|h_{1j}\right|^2 + \left|h_{2j}\right|^2 - 1)\left|x_1\right|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_1) \right]$$

$$\hat{x}_2 = \min_{x_2 \in S} \left[(\sum_{j=1}^{n_R} (\left|h_{1j}\right|^2 + \left|h_{2j}\right|^2 - 1)\left|x_2\right|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_2) \right] \quad \textbf{(3.29)}$$

biçimindedir. Bu çalışmada, Alamouti kodunun [3] iki verici ve bir alıcı antenli sistemin MATLAB programı yardımıyla benzetimi yapılmıştır. Bunun için yüz bitlik çerçeveler üretilerek bit hata olasılığı eğrisinin işaret-gürültü oranına göre değişim eğrisi elde edilmiştir. *BPSK* işaret kümesinden işaretler kullanılmıştır. Benzetimde, h_1 ve h_2 rasgele değişkenlerinin reel ve imajiner kısımları eşit varyanslı (0.5), sıfır ortalamalı birbirlerinden bağımsız kompleks rasgele Gauss değişkeni olacak şekilde üretilmiştir. Elde edilen bit hata olasılığı eğrisi Şekil 3.9' da verilmiştir.



Şekil 3.9: Alamouti sisteminin bit hata olasılığı eğrisi

3.3.2 Genelleştirilmiş Uzay-Zaman Blok Kodları

Uzay-zaman blok kodları $p \times n_T$ boyutlu $\mathbf{X}$ iletim matrisi ile tanımlanırlar. n_T verici anten sayısını, p işaret iletim süresini gösterir. $\mathbf{X}$ matrisinin $i.$satırı, n_T tane verici antenden aynı anda iletilen işaretleri gösterirken, $j.$ sütunu ise $j.$antenden ilgili işaret iletim anında iletilen işaretleri gösterir. n_T verici antenli uzay-zaman blok kodlu sistemlerde iletim matrisi $\mathbf{X}_{n_T}$ şeklinde gösterilir. $\mathbf{X}_{n_T}$ iletim matrisinin sütunlarının her biri bir diğerine diktir. Bu, her antenden iletilen bir blok işaretin birbirlerine dik olması demektir. Diklik özelliği, belirli sayıda verici antenle tam çeşitlemeyi sağlarken, alıcı kısımda da daha basit bir en büyük olabilirlikli kod çözücü kullanılmasını sağlar. Gerçek ve kompleks işaret kümeleri kullanılarak, $n_T = 2$ ve $n_T = 4$ için $\mathbf{X}$ iletim matrisleri aşağıda verilmiştir [1]:

$n_T = 2$	$\mathbf{X_2} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix}, \mathbf{X_2^c} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$
$n_T = 4$	$\mathbf{X_4} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix}$ $\mathbf{X_4^c} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$

Uzay-zaman blok kodu çözmek için en büyük olabilirlik algoritması kullanıldığını ve alıcı kısımda kanal bilgisinin bulunduğunu varsayalım. Bu durumda alıcıda,

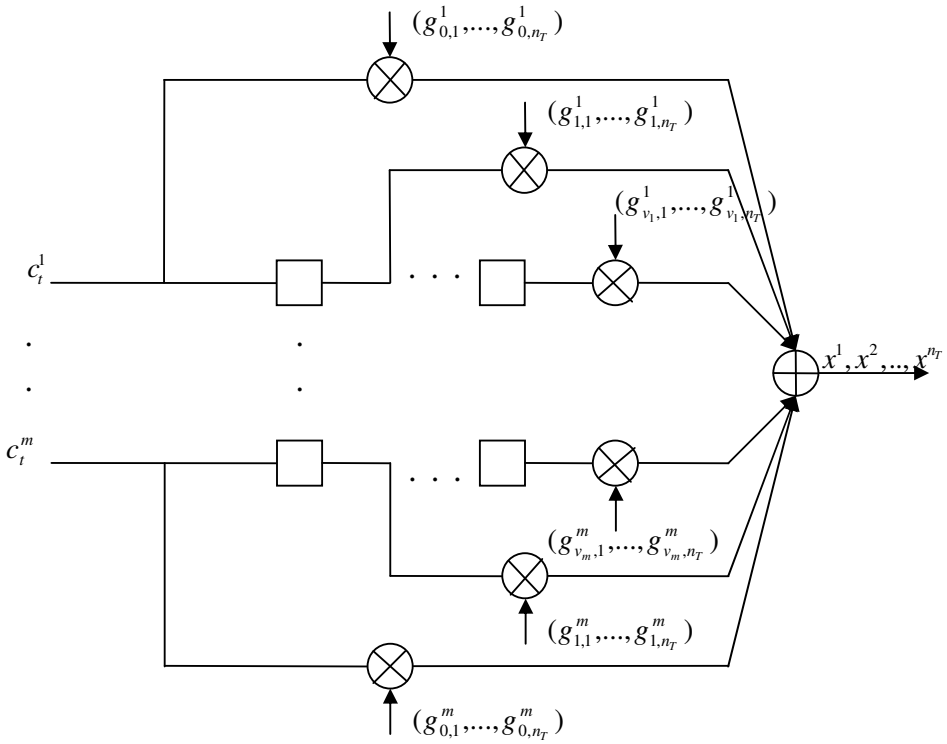
$$\sum_{t=1}^{p} \sum_{j=1}^{n_R} | r_t^{\,j} - \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij}^{\,t} x_t^{\,i} |^2 \qquad \textbf{(3.30)}$$

biçiminde Öklid uzaklığına göre oluşturulan karar metriği kullanılarak kod çözme işlemi gerçekleştirilir.

3.4 Uzay-Zaman Kafes Kodları

Uzay-zaman kafes kodları, uzayda ve zamanda çeşitleme yöntemini kullanan kafes kodlama türüdür [2]. Uzay-zaman blok kodlardan farklı olarak uzay-zaman kafes kodları kodlama kazancı da sağlamaktadırlar.

Şekil 3.10'da n_T tane verici anten bulunan bir uzay-zaman kafes kodlayıcı modeli gösterilmektedir. Uzay-zaman kafes kodlayıcı, girişine gelen bilgi bitlerini belirli bir kafes yapısına göre, kullanılan modülasyon tipinin işaret kümesinden işaretlere eşler.



Şekil 3.10: Uzay-zaman kafes kodlayıcı modeli

Her t anında bilgi kaynağından gelen m bloklu $\mathbf{c_t} = (c_t^{\,1}, c_t^{\,2}, \ldots\ldots, c_t^{\,m})$ dizisi uzay-zaman kafes kodlayıcının girişine gelir.

Uzay-zaman kafes kodlayıcı, m tane biti, $M = 2^m$ tane işaret kümesinden n_T tane işarete eşler ($\mathbf{x_t} = (x_t^{\,1}, x_t^{\,2}, \ldots, x_t^{\,i}, \ldots, x_t^{\,n_T})^T$). Çıkış işaretleri aynı anda n_T tane verici antenden iletilir. Üreteç dizileri,

$$g^1 = \left[(g^1_{0,1}, g^1_{0,2}, ..., g^1_{0,n_T}), (g^1_{1,1}, g^1_{1,2}, ..., g^1_{1,n_T}), ...(g^1_{v_1,1}, g^1_{v_1,2}, ..., g^1{}_{v_1,n_T}) \right]$$

$$g^2 = \left[(g^2_{0,1}, g^2_{0,2}, ..., g^2_{0,n_T}), (g^2_{1,1}, g^2_{1,2}, ..., g^2_{1,n_T}), ...(g^2_{v_2,1}, g^2_{v_2,2}, ..., g^2{}_{v_2,n_T}) \right]$$

.

.

$$g^m = \left[(g^m_{0,1}, g^m_{0,2}, ..., g^m_{0,n_T}), (g^m_{1,1}, g^m_{1,2}, ..., g^m_{1,n_T}), ...(g^m_{v_m,1}, g^m_{v_m,2}, ..., g^m{}_{v_m,n_T}) \right]$$

şeklindedir. t anında, $i.$ verici anten için x_t^i ile gösterilen kodlayıcı çıkışı

$$x_t^i = \sum_{k=1}^{m} \sum_{j=0}^{v_k} g^k_{j,i} c^k_{t-j} \qquad \text{mod}\, M \ , \ i = 1,2,.....,n_T \tag{3.31}$$

olarak yazılabilir. Uzay-zaman kafes kodlayıcı yapısı üreteç polinomu şeklinde de gösterilebilir. İki verici antenli uzay-zaman kodlayıcı yapısını incelersek, kodlayıcı girişinin üst ve alt dallarına gelen diziler sırasıyla şu şekilde gösterilebilir:

$$c^1(D) = c^1_0 + c^1_1 D + c^1_2 D^2 + ...$$

$$c^2(D) = c^2_0 + c^2_1 D + c^2_2 D^2 + ... \tag{3.32}$$

Üreteç polinomları ise,

$$G^1_i(D) = g^1_{0,i} + g^1_{1,i} D + ...+ g^1_{v_1,i} D^{v_1}$$

$$G^2_i(D) = g^2_{0,i} + g^2_{1,i} D + ...+ g^2_{v_{21},i} D^{v_2} \tag{3.33}$$

biçimindedir. Burada $i = 1,2$ verici anten sayısını gösterir. $i.$ anten için kodlanmış dizi

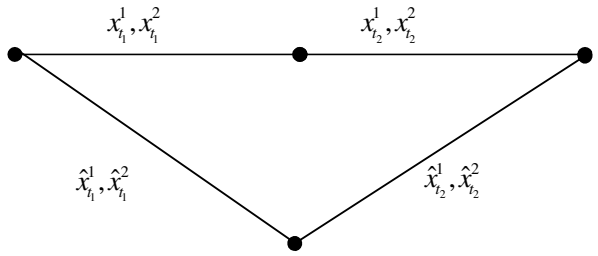
$$x^i(D) = c^1(D) G^1_i(D) + c^2(D) G^2_i(D) \tag{3.34}$$

olarak yazılabilir. Bu eşitlik,

$$x^i(D) = \begin{bmatrix} c^1(D) & c^2(D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^1_i(D) \\ G^2_i(D) \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

biçiminde de yazılabilir. Uzay-zaman kafes kodlamalı sistemlerde, kod çözücü en büyük olabilirlikli kod çözmeyi, Viterbi algoritması [1] yardımıyla yapar. Alıcı tarafının kanal bilgisine sahip olduğu düşünülürse dal metriği karesel Öklid uzaklığı ile hesaplanır ve Viterbi algoritması en küçük yol metriğine sahip yolları seçerek kod çözme işlemini gerçekleştirir. İlk defa Tarokh vd. [2], iki tane verici antenli sistemler için uzay-zaman kafes kodları tasarlamışlardır.

Şekil 3.11'de iki durumlu kafes yapısında, aynı durumdan çıkıp, aynı duruma gelen iki adımlı yol gösterilmiştir. $x_{t_1}^1$, birinci antenden, birinci işaret iletim süresi t_1 zamanında iletilen işareti gösterirken, $x_{t_2}^2$, ikinci antenden, ikinci işaret iletim süresi t_2 zamanında iletilen işareti gösterir.

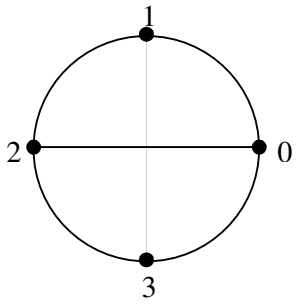


Şekil 3.11: İki durumlu kafes yapısı

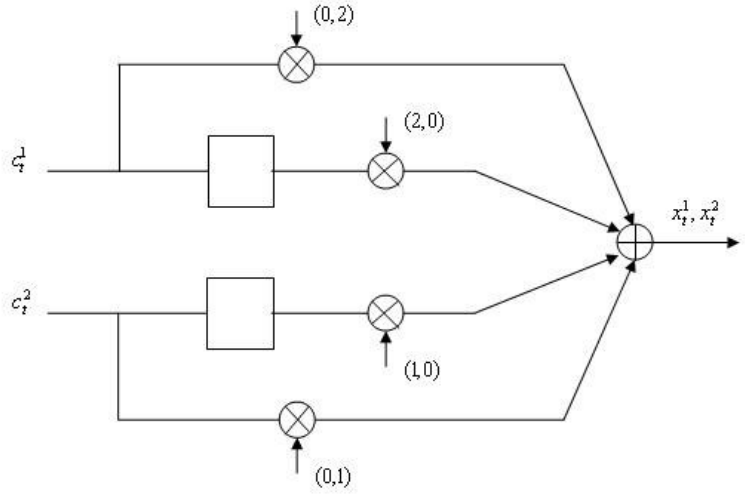
Bu kod için kod sözcüğü fark matrisi,

$$\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} x_{t_1}^1 - \hat{x}_{t_1}^1 & x_{t_1}^2 - \hat{x}_{t_1}^2 \\ x_{t_2}^1 - \hat{x}_{t_2}^1 & x_{t_2}^2 - \hat{x}_{t_2}^2 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.36)}$$

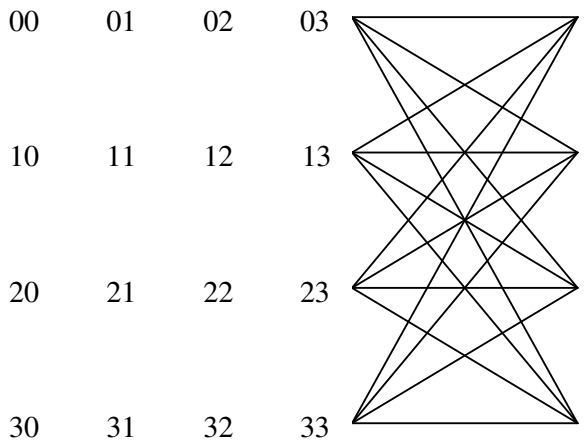
ile verilebilir. Şimdi, Tarokh vd. [2]' nin tasarladığı dört durumlu, $4PSK$ modülasyon kullanan uzay-zaman kafes kodunu inceleyelim. $4PSK$ işaret kümesi Şekil 3.12' de verilmiştir. Kodlayıcı ve kafes yapısı ise sırasıyla Şekil 3.13'de verilmiş ve tasarlayan kişilerin baş harfleri kullanılarak TSC kodu olarak adlandırılmıştır. TSC kodunun rank değeri 2, determinant değeri 4 ve iz değeri 4' tür.



Şekil 3.12: 4PSK işaret kümesi



(a)

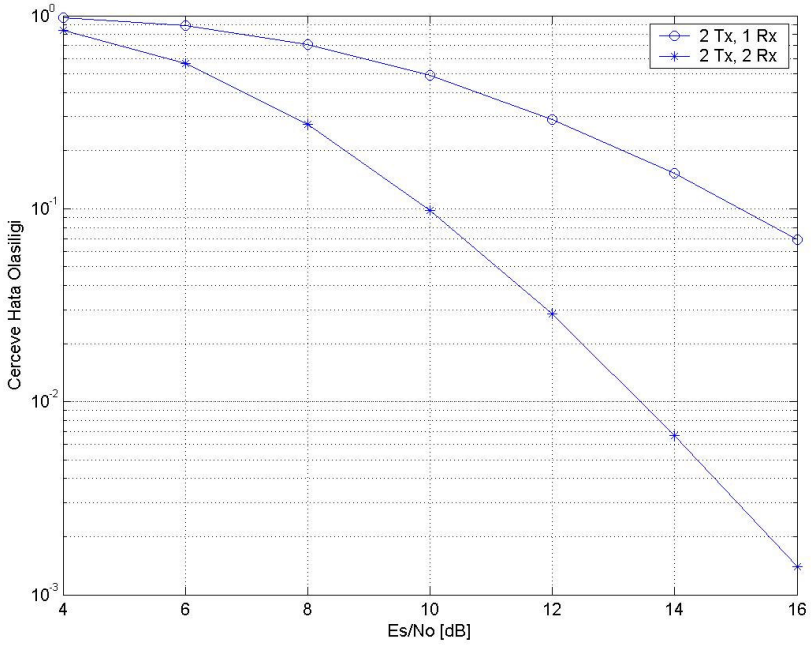


(b)

Şekil 3.13: TSC uzay-zaman kafes kod (a) kodlayıcı (b) yapısı

Kodlayıcı girişine örneğin $\mathbf{c} = (10,01,11,00,01,....)$ bit dizisi uygulandığında, birinci antenden $\mathbf{x^1} = (0,2,1,3,0,...)$ işaret dizisi iletilirken, ikinci antenden $\mathbf{x^2} = (2,1,3,0,1,...)$ dizisi iletilir. Buradan görüldüğü üzere, bu kod için birinci antenden iletilen işaretler aslında ikinci antenden iletilen işaretlerin gecikmiş halleridir. Bundan dolayı bu tasarım gecikme çeşitlemesi (delay diversity) yöntemiyle aynıdır. TSC kodunda, iki adet bilgi biti iki anten aracılığıyla sadece bir işaret iletim süresince (T saniye) iletilmektedir. Bunun için sistemin bit hızı $2/T$ bit/sn olmaktadır. İletim yapılan band genişliği $1/T$ Hz alınırsa band verimliliği 2 bit/sn/Hz olmaktadır.

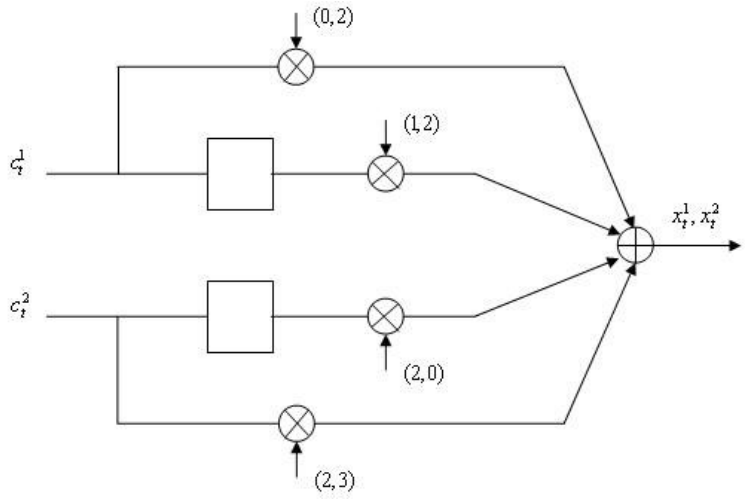
Şekil 3.14'te bir alıcı ve iki alıcı anten olduğu durumlarda TSC kodunun hata performansını bulmak için MATLAB programı ile yapılan benzetim sonuçları gösterilmektedir. Benzetimde anten başına 130 simgelik çerçeveler iletilmiş ve $4PSK$ işaret kümesinden işaretler kullanılmıştır. Sönümleme katsayıları bir çerçeve boyunca sabit olarak üretilmiştir.



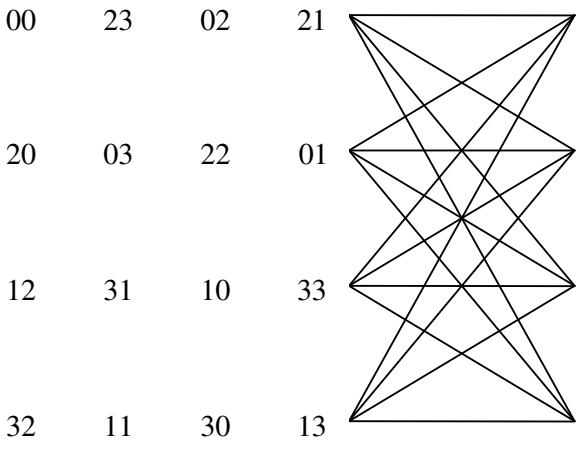
Şekil 3.14: TSC uzay-zaman kafes kodu hata olasılığı eğrisi

Tarokh vd.' nin tasarladığı uzay-zaman kodu en iyi kodlama kazancını sağlamamaktadır. Daha sonra Chen vd. [6] iki verici antenli sistem için tam çeşitleme sağlayan daha iyi kod kazancına sahip uzay-zaman kafes kod

tasarlamışlardır. Chen vd.' nin tasarladığı kodun kodlayıcı ve kafes yapısı Şekil 3.15'te gösterilmektedir. Bu kod, tasarlayan kişilerin baş harfleri verilerek CVY kodu olarak adlandırılmıştır. CVY kodunun rank değeri 2, determinant değeri 4 ve iz değeri 10' dur.



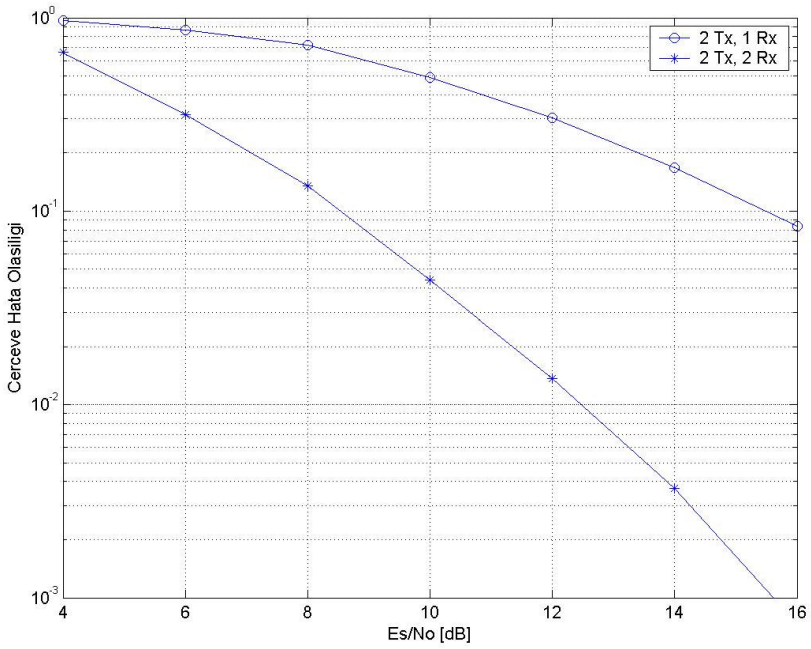
(a)



(b)

Şekil 3.15: CVY uzay-zaman kafes kod (a) kodlayıcı (b) yapısı

Şekil 3.16'da CVY kodunun, bir ve iki alıcı antenli durumlar için hata olasılığı eğrisinin işaret-gürültü oranıyla değişimini bulmak için yapılan benzetimin sonuçları verilmiştir.



Şekil 3.16: CVY uzay-zaman kafes kodunun hata olasılığı eğrisi

Şekil 3.14 ve 3.16' dan CVY kodunun, iki verici ve bir alıcı anten bulunan sistemde TSC koduna göre yaklaşık aynı hata performansını sağladığı, iki verici ve iki alıcı anten bulunan sistemde ise TSC koduna göre 0.9 dB daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.

3.5 Üstün-Dik Uzay-Zaman Kafes Kodlar

Kafes kodları ve uzay-zaman blok kodları, daha fazla kodlama kazancı sağlamak için birlikte kullanılabilirler. Tam çeşitlemeyi ve daha fazla kod kazancını sağlamak için Jafarkhani ve Seshadri [7], küme bölmeleme işlemini ve dik uzay-zaman blok kod kümesini sistematik bir şekilde birleştirerek üstün-dik uzay-zaman kafes kodları tasarlamışlardır. Tam çeşitleme sağlayan ve

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

iletim matrisi ile belirlenen Alamouti uzay-zaman blok kodunu göz önüne alalım. Bu uzay-zaman blok kodunu, bir kafes kod ile beraber kullanmak kodlama kazancı sağlayabilir. Bu uzay-zaman blok kodla beraber kullanılan kafes kod, giriş bitlerine ve hafıza durumuna göre, $\mathbf{X}$ iletim matrisinin türevleri olan, dört elemandan oluşan

dik matrislerden birini seçer. Sadece x_1 ve x_2 işaretlerinden oluşan ve (3.37) ile aynı özellikleri taşıyan başka kodlar da aşağıda verilmiştir:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -x_1 & x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -x_1 & -x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -x_1 & x_2 \\ -x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}. \quad \textbf{(3.38)}$$

(3.38)'deki kodların birleşiminden oluşan kümeye üstün-dik kod kümesi adı verilir [7]. Belirli bir işaret kümesi için, üstün-dik kod kümesinden sadece bir tane kodu seçmek olası bütün 2×2 dik matrislerin oluşturulmasına yetmez. *BPSK* işaret kümesinin kullanıldığını düşünelim. Alamouti kodunu kullanarak sadece

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.39)}$$

2×2 dik matrisleri elde edilebildiği halde, altta gösterilen olası 2×2 dik matrisleri elde edilemez:

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad \textbf{(3.40)}$$

Bu matrislerin elde edilmesi için üstün dik kod kümesinden

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} -x_1 & x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.41)}$$

kodu kullanılmalıdır. Bunun ve Alamouti kodunun ortak gösterilimi için

$$\mathbf{X}(x_1, x_2, \theta) = \begin{bmatrix} x_1 e^{j\theta} & x_2 \\ -x_2^* e^{j\theta} & x_1^* \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.42)}$$

iletim matrisi kullanılmaktadır [7]. $\theta = 0$ için Alamouti kodu elde edilirken, $\theta = \pi$ için ise (3.41) ile verilen kod elde edilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta dik matris kümesi genişletilirken, kullanılan işaret kümesinin genişletilmemesidir. Bunun için de *MPSK* işaret kümesi kullanıldığında, θ açısı, $\theta = \frac{2\pi m}{M}$, $m = 0,1,...,M-1$ eşitliğini sağlayacak şekilde seçilmelidir. Bu durumda iletilen işaretlerin hepsi *MPSK* işaret kümesine aittir ve böylelikle işaret kümesi

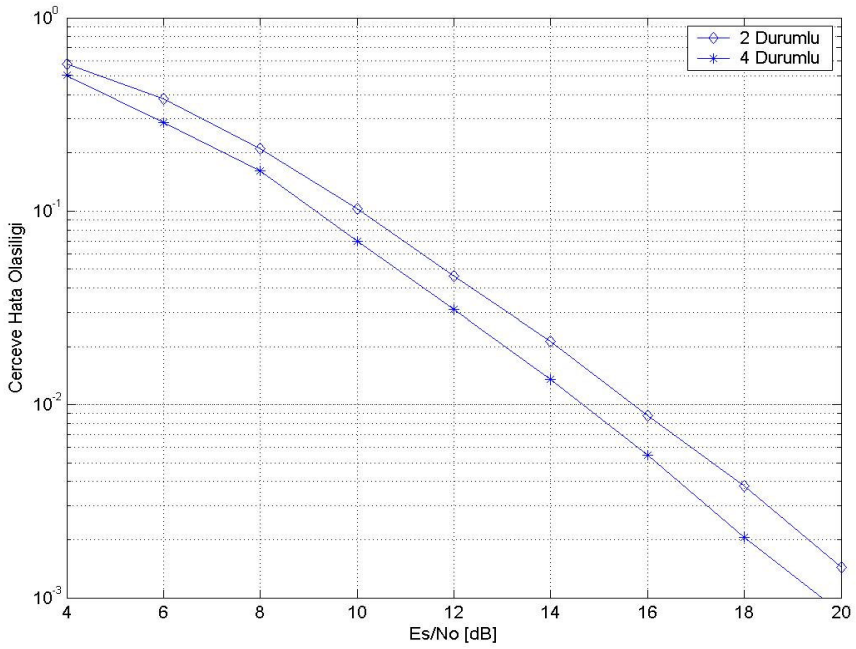
genişlememiş olur. $BPSK$ işaret kümesi için $\theta = 0, \pi$, $4PSK$ işaret kümesi için ise $\theta = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ seçilebilir.

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarının küme bölmelerinde Öklid uzaklığı yerine kodlama kazancı uzaklığı (coding gain distance) kullanılır. Kodlama kazancı uzaklığı, birbirinden farklı herhangi iki kod sözcüğü için, kod sözcüğü uzaklık matrisinin en küçük determinantı olarak tanımlanır:

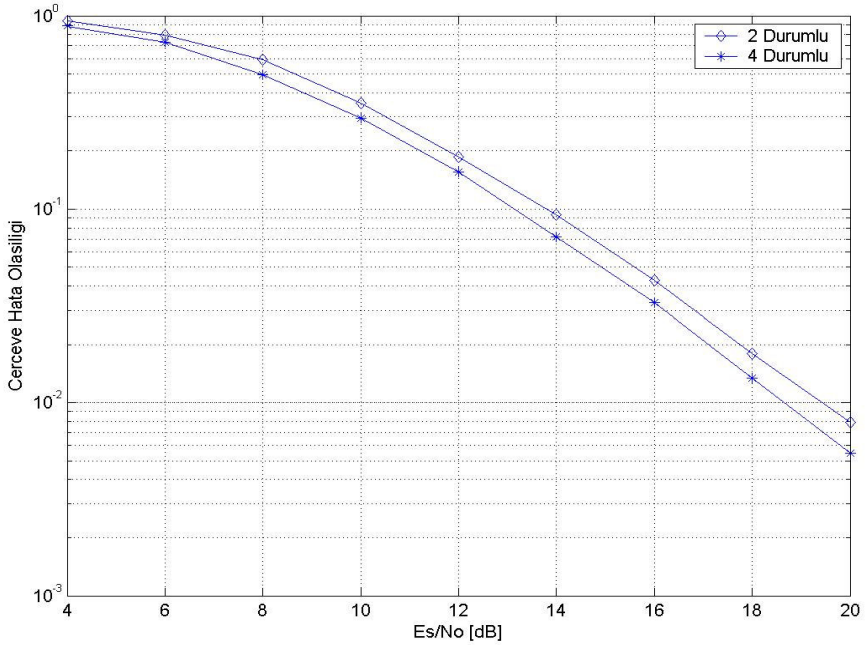
$$\text{Kodlama Kazancı Uzaklığı} = \min_{X \neq \hat{X}} \det\left[\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \right]. \qquad \textbf{(3.43)}$$

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarında yüksek kodlama kazançları elde edilebilmektedir. [7]' de bir çok örnekle gösterildiği gibi, kodlama kazancı ve hız arasında seçim yaparak kafes yapısında kullanılan alt kümeler ve θ açıları farklı kombinasyonlar şeklinde seçilebilir.

Şekil 3.17'de, Jafarkhani ve Seshadri'nin tasarladığı [7], $BPSK$ işaret kümesi kullanılan üstün-dik uzay-zaman kafes kodun iki durumlu ve dört durumlu ($\theta = \pi$) kafes yapılarının, iki verici ve bir alıcı anten bulunan sistem için benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 3.18'de ise $4PSK$ işaret kümesi kullanıldığı durum için hata performansı gösterilmektedir.



Şekil 3.17: BPSK, üstün-dik uzay-zaman kafes kod çerçeve hata olasılığı eğrisi

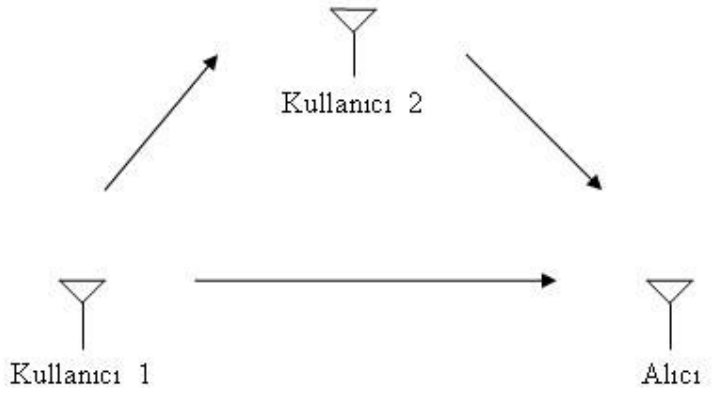


Şekil 3.18: 4PSK, üstün-dik uzay-zaman kafes kod çerçeve hata olasılığı eğrisi

4. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Telsiz haberleşme sistemlerinde, kanalın performansını arttırmak için uzayda çeşitleme yöntemi kullanılır. Bu yöntemde birden fazla verici ve/veya alıcı antene ihtiyaç duyulur. Oysa, telsiz haberleşmede kullanılan bir çok cihazda, hem antenin kapladığı yer bakımından hem de beraberinde getirdiği karmaşıklık bakımından, çok anten kullanımı pek mümkün değildir. Örnek olarak, cep telefonlarında birden fazla anten kullanmak donanımsal kısıtlamalardan dolayı çok zordur.

Tek anten kullanılabilen cihazların da, uzayda çeşitleme yöntemini kullanarak daha iyi bir haberleşme yapabilmeleri için işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity) yöntemi kullanılmaktadır [8]. İşbirlikli çeşitleme yönteminde, telsiz haberleşme sisteminde bulunan bir kullanıcı, alıcı antene işaret iletirken sistemdeki diğer kullanıcıların da antenlerini kullanır. Böylelikle her kullanıcı tek antene sahip olmasına rağmen, işaret bir anten dizisinden iletiliyormuş gibi olur.



Şekil 4.1: İşbirlikli çeşitleme

Şekil 4.1'de iki tane kullanıcının aynı antenle iletişim içinde olduğu bir model görülmektedir. Burada her kullanıcının tek anteni vardır ve bunun için tek başlarına uzayda çeşitleme yöntemini kullanamazlar. Bunun yerine, kullanıcılar birbirlerinin ilettikleri işaretleri de alarak, diğer kullanıcıya ait işaretin bir kopyasını da alıcı antene iletirler. Böylece, iki kullanıcı ve alıcı anten arasındaki sönümlemeli kanallar

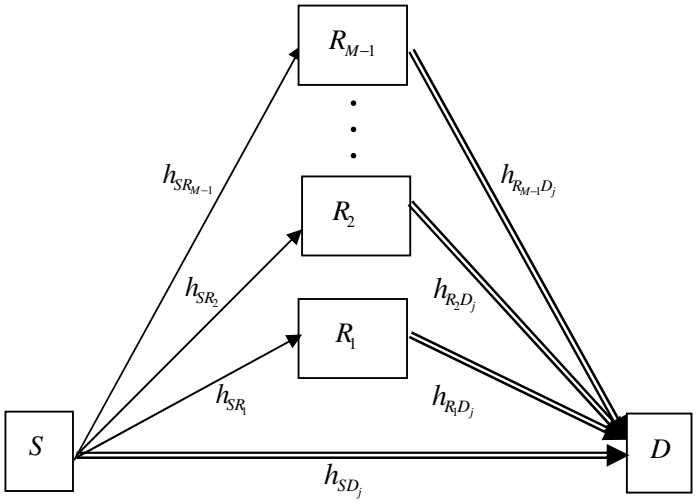
birbirlerinden istatistiksel olarak bağımsız olduğundan kullanıcılar için uzayda çeşitleme sağlanmış olur.

İşbirlikli çeşitlemenin temelini, Cover ve El Gamal [9]' ın röleli kanallar (relay channels) üzerine yaptığı çalışma oluşturur. İşbirlikli haberleşmenin, klasik röleli kanallardan farkı, iletim için sönümlemeli kanalların var olmasıdır ve kullanıcıların hem bilgi kaynağı hem de röle olarak kullanılmalarıdır. İşbirlikli haberleşmede, kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward) [8], çöz ve aktar (decode and forward) [10] ve kodlamalı işbirliği (coded cooperation) [11] yöntemleri kullanılır.

4.1 Kuvvetlendir ve Aktar Yöntemi

Bu yöntemde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği işareti alıp, kuvvetlendirerek tekrar alıcıya iletir. Alıcı ise hem kullanıcıdan hem de işbirliği yaptığı birimden gelen işareti alıp uygun yöntemlerle birleştirerek iletilmiş olan işarete karar verir. Kullanıcıya işbirliği yaptığı birimden gelen işaret, gürültüden etkilendiği ve kullanıcı gürültüyü de güçlendirip ilettiği halde aynı işaretin farklı, birbirinden bağımsız sönümlemelere maruz kalmış kopyaları alıcıya geldiği için daha iyi karar verilir.

S kullanıcısının, birden fazla alıcı anten bulunan D alıcısına, $M-1$ tane R kullanıcısı (veya rölesi) ile işbirliği yaparak iletim yaptığı bir sistem Şekil 4.2'de gösterilmiştir [18]. Şekilde $S-D$ kanalı ve $R-D$ arasındaki kanallar tek-verici çok-alıcı antenli haberleşme kanalı olduğu için $S-R$ kanallarından farklı gösterilmiştir. $h_{SR_{M-1}}$, S kullanıcısı ile R_{M-1} kullanıcısı arasındaki kanal sönümleme katsayısını gösterirken, $h_{R_{M-1}D_j}$, R_{M-1} kullanıcısı ile j. alıcı anten arasındaki sönümleme katsayısını göstermektedir.



Şekil 4.2: İşbirlikli bir haberleşme sistemi

İşbirlikli haberleşme sistemlerinde genelde aşağıda verilen üç protokolden biri kullanılır [17]:

Protokol I : İlk iletim zamanında S kullanıcısı, R kullanıcılarına ve D alıcısına iletim yaparken ikinci iletim zamanında S kullanıcısı ve R kullanıcıları D alıcısına iletim yaparlar.

Protokol II : İlk iletim zamanında S kullanıcısı, R kullanıcılarına ve D alıcısına iletim yapar. İkinci iletim zamanında sadece R kullanıcıları D alıcısına iletim yaparlar.

Protokol III : İlk iletim zamanında S kullanıcısı sadece R kullanıcılarına iletim yapar. İkinci iletim zamanında S kullanıcısı ve R kullanıcıları D alıcısına iletim yaparlar.

İşbirlikli haberleşme sisteminde tek R rölesi bulunduğunu, kuvvetlendir ve aktar yönteminin Protokol I için kullanıldığını ve ilk iletim zamanında x_1, ikinci iletim zamanında x_2 işaretinin iletildiğini varsayalım. Bu durumda birinci iletim zamanında D alıcısında j. antenden ve R kullanıcısında alınan işaret sırasıyla

$$r_{j,1} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} x_1 + n_{j,1}$$

$$r_{R,1} = \sqrt{E_{SR}} h_{SR} x_1 + n_{R,1} \qquad \textbf{(4.1)}$$

şeklindedir. E_{SD}, D alıcısında kanallardan alınan işaretlerin ortalama enerjilerini, h_{SD_j}, S ve D alıcısındaki $j.$ alıcı anten arasındaki sönümleme kanal katsayısını, n_{D_j}, $j.$ alıcı antendeki gürültüyü gösterir E_{SR}, R kullanıcısında alınan işaretin ortalama enerjisini gösterirken, h_{SR}, S ve R kullanıcısı arasındaki sönümleme kanal katsayısını gösterir. $n_{R,1}$, R kullanıcısının maruz kaldığı toplamsal gürültü etkisidir. İkinci iletim zamanında R kullanıcısı, aldığı $r_{R,1}$ işaretini, ortalama işaret enerjisi birim olacak şekilde normalize ederek alıcıya iletirken S de x_2 işaretini iletir. Bu durumda $j.$ alıcı antende ikinci iletim zamanında alınan işaret [17]

$$r_{j,2} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} x_2 + \sqrt{E_{RD}} h_{RD_j} \frac{r_{R,1}}{\sqrt{E\left[\left|r_{R,1}\right|^2\right]}} + n_{D_{j,2}} \qquad \textbf{(4.2)}$$

ile gösterilir. (4.1)' deki $r_{R,1}$ değeri (4.2)' de kullanılırsa,

$$r_{j,2} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} x_2 + \sqrt{\frac{E_{SR} E_{RD}}{E_{SR} + N_0}} h_{SR} h_{RD_j} x_1 + \tilde{n} \qquad \textbf{(4.3)}$$

denklemi elde edilir. Buradaki gürültü bileşeni $\tilde{n}$' nin güç spektral yoğunluğu $N_0^{'} = N_0(1+(E_{RD}\left|h_{RD_j}\right|^2)/(E_{SR}+N_0))$ şeklindedir. Alıcı tarafında bu işaretin $w = \sqrt{(1+(E_{RD}\left|h_{RD_j}\right|^2)/(E_{SR}+N_0))}$ katsayısı ile normalize edildiğini göz önüne alırsak sisteme giren ve çıkan işaretin ilişkisini

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{H}_j \mathbf{X} + \mathbf{N}_j \qquad \textbf{(4.4)}$$

şeklinde gösterebiliriz. $\mathbf{N}_j$ gürültü bileşenlerinin tek yönlü güç spektral yoğunluğu N_0' dır. Sonuç olarak Protokol I kullanan kuvvetlendir ve aktar yönteminde kanal matrisi,

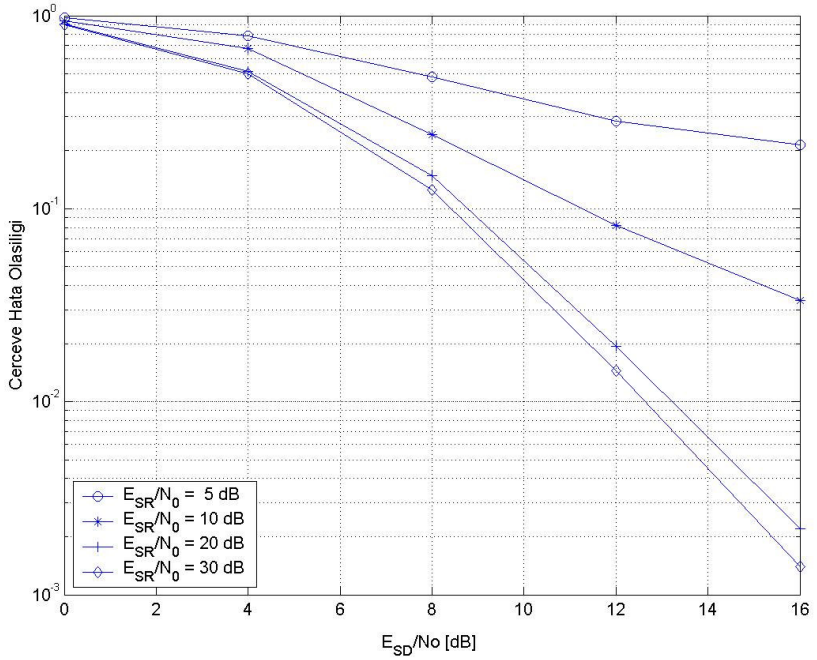
$$\mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} & 0 \\ \frac{1}{w}\sqrt{\frac{E_{SR} E_{RD_j}}{E_{SR}+N_0}} h_{SR} h_{RD_j} & \frac{\sqrt{E_{SD}}}{w} h_{SD_j} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.5)}$$

şeklinde verilebilir [17]. Protokol III kullanıldığı durumda ise kanal matrisi,

$$\mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{w}\sqrt{\frac{E_{SR}E_{RD_j}}{E_{SR}+N_0}}h_{SR}h_{RD_j} & \frac{\sqrt{E_{SD}}}{w}h_{SD_j} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.6)}$$

ile belirlenir [18].

Şekil 4.3'te, tek röleli, iki alıcı antenli $(M=2, n_R=2)$ Protokol III' ün kullanıldığı işbirlikli sistemde, Şekil 3.14' deki TSC kodu ve $4PSK$ işaret kümesi kullanılarak farklı E_{SR}/N_o değerleri için çerçeve hata olasılığının E_{SD}/N_o ile değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.3: İşbirlikli haberleşme sisteminde çerçeve hata olasılığı eğrisi

Kuvvetlendir ve aktar yönteminde, $\mathbf{X}$ işareti iletildiğinde, alıcı tarafında hatalı olarak $\hat{\mathbf{X}}$ işaretine karar verildiği durum için çiftsel hata olasılığı üst sınırının,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \le \exp(-n_R \frac{E_{SD}}{4N_0} d^2) \quad \textbf{(4.7)}$$

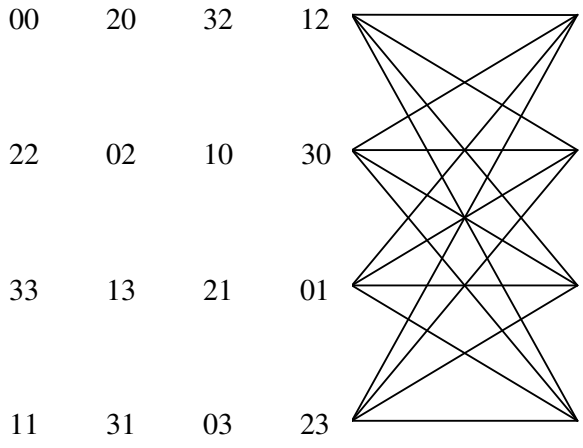
ile belirlenebileceği, [18]'de gösterilmiştir. Protokol I ve Protokol III kullanıldığı durumlar için d^2 parametresi sırasıyla,

$$d^2 = \Lambda_L^M + 2\sum_{m=1}^{M-1} \Lambda_L^m$$

$$d^2 = \sum_{m=1}^{M} \Lambda_L^m \qquad \textbf{(4.8)}$$

biçimindedir. (4.8)'de $\Lambda_L^m = \sum_{l=1}^{L} \left| x_m^l - \hat{x}_m^l \right|^2$ ile tanımlanır. x_m^l, l. çerçevede $(l = 1, 2, ..., L)$ m. röleye iletilen işareti gösterir. Protokol III için verilen d^2 parametresi klasik Öklid uzaklığına eşittir.

Kuvvetlendir ve aktar yöntemini Protokol I ile kullanan işbirlikli sistemler için kod tasarımı yapılırken, yalnız d^2 parametresini en büyüklendirmek yetmez, öncelikle klasik Öklid uzaklığını en büyüklendirmek gerekir. Canpolat vd. [18]' nin Protokol I için tasarladığı uzay-zaman kafes kodu Şekil 4.4' te gösterilmiştir. Bu kod, tasarlayan kişilerin soyadlarının baş harfleri verilerek CUF kodu olarak adlandırılmıştır. CUF kodunun rank değeri 2, determinant değeri 4, iz değeri 10 ve d^2 değeri 14' tür. TSC kodu için d^2 değeri 6 iken CVY kodu için ise 12' ye eşittir. Kuvvetlendir ve aktar yöntemini Protokol III ile kullanan işbirlikli sistemler için ise, klasik Öklid uzaklığını en büyüklendirilerek kod tasarımı yapılır [19].



Şekil 4.4: CUF uzay-zaman kafes kod yapısı

4.2 Çöz ve Aktar Yöntemi

Bu yöntemde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği işareti alıp, kod çözme işlemiyle işbirliği yaptığı birimin ilettiği bitleri elde edip tekrar kodlayarak alıcıya iletir. Alıcı ise hem kullanıcıdan hem de işbirliği yaptığı birimden gelen işareti alıp uygun yöntemlerle birleştirerek iletilmiş olan işarete karar verir. Bir R kullanıcısı olan işbirlikli sistem için, çöz ve aktar yönteminin Protokol I ile uygulandığı durumda sistemin kanal matrisi

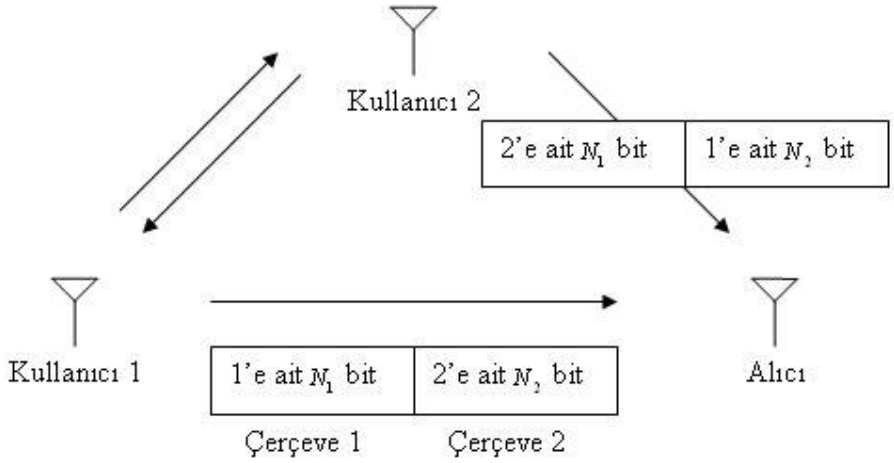
$$\mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} & 0 \\ \sqrt{E_{RD}} h_{RD_j} & \sqrt{E_{SD}} h_{SD_j} \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

ile verilir [17].

4.3 Kodlamalı İşbirliği Yöntemi

Kodlamalı işbirliği yönteminde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı birimin kodlanmış bilgisinin bir kısmını iletir, eğer bu mümkün değilse kendisine ait bilgiyi iletir. Bütün bunlar, kullanıcıların birbirleri hakkında geri bildirimleri olmadan, yapılan kod tasarımı ile kendiliğinden sağlanır.

Şekil 4.5'te modellenen kodlamalı işbirliği yönteminde, her kullanıcı, iletim yapacağı veriyi N_1 ve N_2 bitlik kod sözcüklerine ayırır. İlk iletim zamanında kullanıcılar N_1 bitlik çerçeveyi iletirken, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği çerçeveyi alarak çözmeye çalışır. Eğer işbirlikçisinin ilettiği veriyi çözebilirse ikinci iletim zamanında işbirlikçisine ait N_2 bitlik çerçeveyi iletir. Eğer çözemezse de kendisine ait verileri içeren N_2 bitlik çerçeveyi iletir. Böylelikle her kullanıcı, her zaman $N = N_1 + N_2$ bit iletim yapmış olur. Bu durumda işbirliği seviyesi (cooperation level) tanımı yapılır ve N_2 / N 'e eşittir [11].

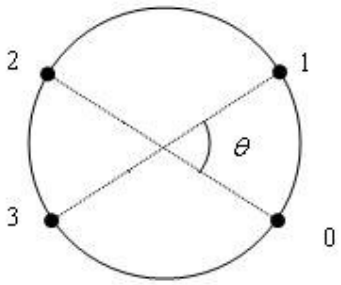


Şekil 4.5: Kodlamalı işbirliği

5. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEDE ASİMETRİK MODÜLASYON KULLANIMI

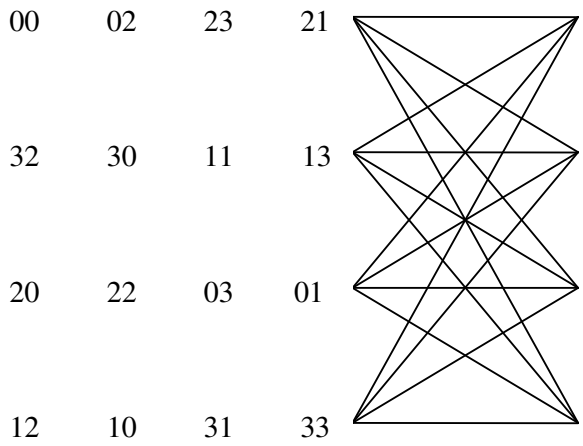
5.1 Asimetrik Modülasyon

Kafes kodlamalı bir haberleşme sisteminde, asimetrik *MPSK* işaret kümesi kullanılarak, ortalama işaret enerjisinde veya band genişliğinde herhangi bir değişiklik yapılmadan sistemin hata performansının iyileştirilebileceği Divsalar vd. [20] tarafından gösterilmiştir. Asimetrik modülasyon, simetrik işaret kümesindeki işaretlerin belirli bir θ açısına göre yerlerinin değişmesi ile elde edilen asimetrik işaret kümesinin kullanıldığı modülasyondur. Şekil 5.1' de asimetrik $4PSK$ işaret kümesi gösterilmektedir.



Şekil 5.1: Asimetrik 4PSK işaret kümesi

[12]' de asimetrik modülasyon kullanılarak en yüksek determinant (A-RD) veya en yüksek iz (A-IZ) değerlerine göre uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Şekil 5.2' de A-IZ uzay-zaman kafes kodunun yapısı gösterilmektedir. A-IZ kodunun rankı 2, determinantı 7.12, izi 10.66 ve $\theta = 141\pi/360$' dır. A-IZ kodunun d^2 değeri 13.34' tür.



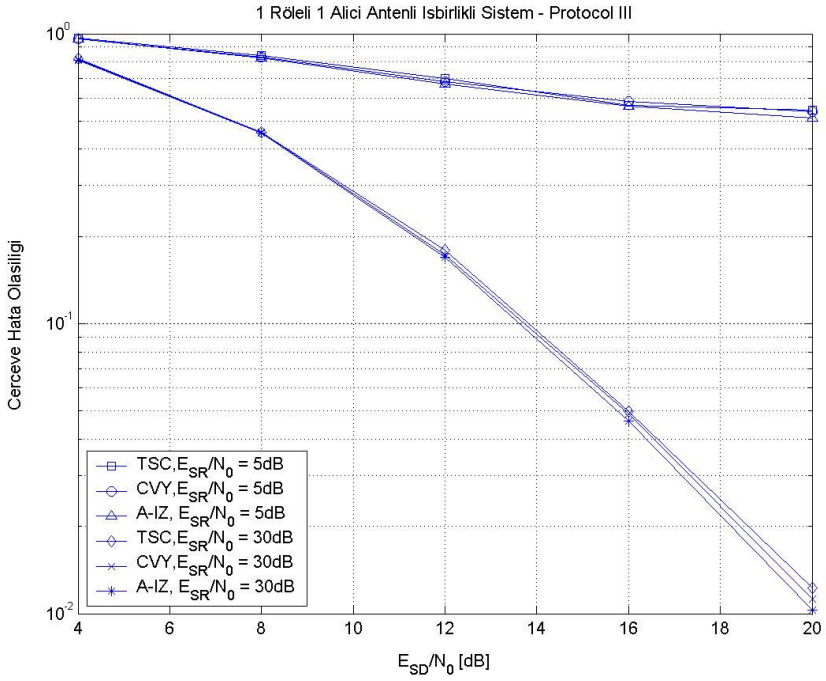
Şekil 5.2: A-IZ uzay-zaman kafes kodu yapısı

A-IZ kodunun iz değerinin, literatürde var olan tüm klasik uzay-zaman kafes kodlarınkinden daha iyi olduğu ve bu nedenle az da olsa daha iyi çerçeve hata olasılığı sağladığı bilinmektedir [12].

5.2 Asimetrik Modülasyon Kullanılan Uzay-Zaman Kafes Kodlarının İşbirlikli Çeşitlemede Hata Performansları

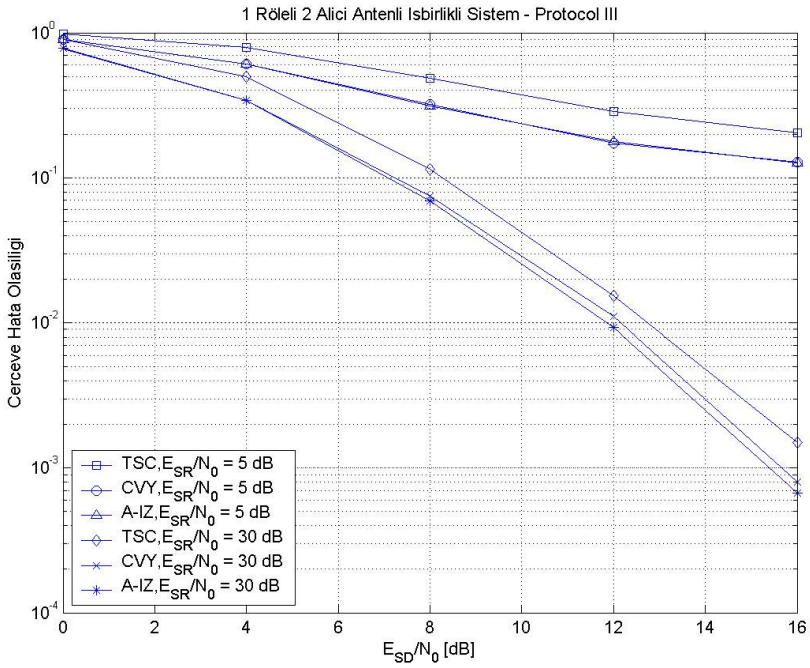
Kuvvetlendir ve aktar yöntemi kullanılan tek röleli işbirlikli haberleşme sisteminde, $E_{SR} / N_0 = 5$ dB veya $E_{SR} / N_0 = 30$ dB olduğu durumlar göz önüne alınarak, klasik uzay-zaman kafes kodlarının ve iz kriterine göre tasarlanan asimetrik uzay-zaman kafes kodun (A-IZ), E_{SD} / N_0 ile değişen hata performansları, MATLAB programı yardımıyla bulunmuştur. $E_{SD} = E_{RD}$ kabul edilmiştir. Alıcı tarafında farklı anten sayıları için de benzetimler yapılmıştır. Benzetimlerde kullanılan tüm kodların sağladığı band verimliliği 2 bit/sn/Hz' dir. Verici antenden 130 simgelik çerçeveler iletildiği varsayılmıştır ve kanal yavaş sönümlemeli Rayleigh kanal seçilmiştir. Alıcı tarafında Viterbi algoritması kullanılarak çerçeve hata olasılığı eğrisinin işaret-gürültü oranına göre değişim eğrisi elde edilmiştir. İletilen çerçevelerde bir hatalı bit bile olsa, o çerçeve hatalı kabul edilmiştir.

5.2.1 Protokol III Kullanılan İşbirlikli Çeşitleme Sistemlerinde Hata Performansları



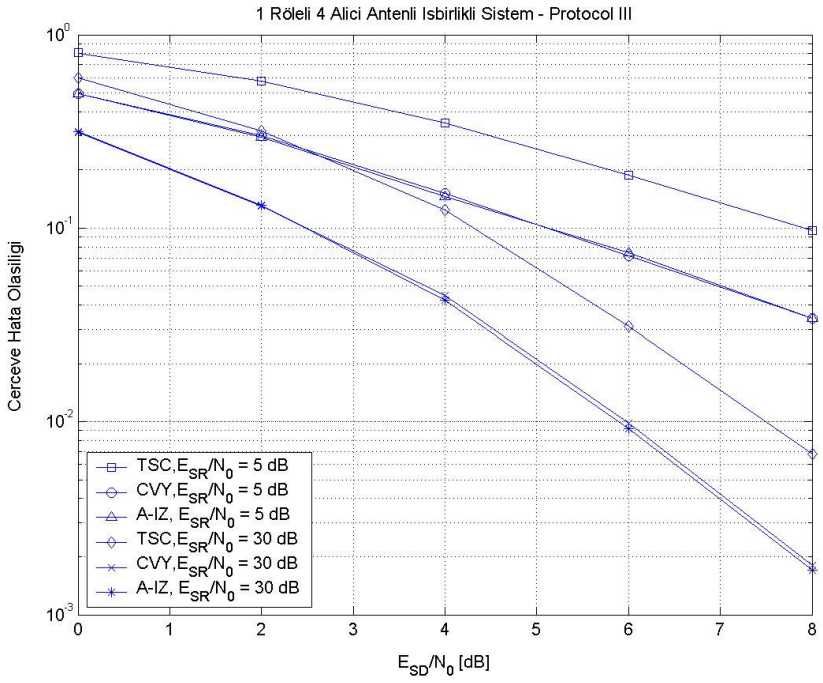
Şekil 5.3: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi

Şekil 5.3' te bir röle ve bir alıcı anten bulunan ve Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin benzetim sonuçları gösterilmektedir. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB değeri için, kullanılan bütün kodlarda, $E_{SD}/N_0 =$ 16 dB' nin üstünde hata katı (error floor) meydana gelmektedir. $E_{SR}/N_0 =$ 5 dB' da TSC, CVY ve A-IZ kodları aynı hata performanslarını gösterirken, $E_{SR}/N_0 =$ 30 dB değerinde, çerçeve hata olasılığı $P_{ç} = 10^{-1}$ değeri için A-IZ kodu CVY koduna göre 0.1 dB, ve TSC koduna göre de 0.2 dB kazançlıdır. En iyi hata performansının A-IZ kodunun göstermesinin nedeni iz değerinin diğer kodlara göre yüksek olmasıdır.



Şekil 5.4: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi

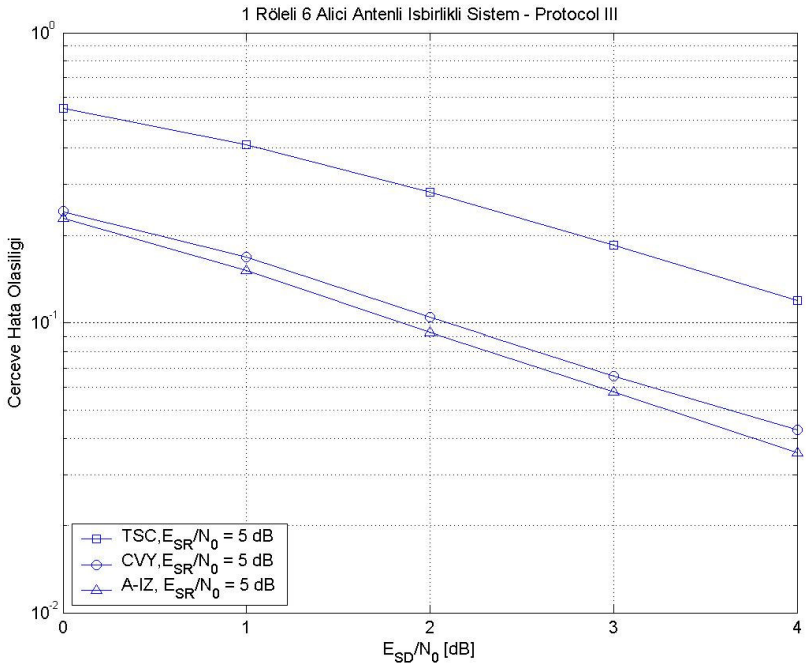
Bir röle ve iki alıcı anten bulunan ve Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin benzetim sonuçları Şekil 5.4'te gösterilmektedir. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB' de bütün kodlar, $E_{SD}/N_0 = 12$ dB'nin üzerindeki değerler için hata katına maruz kalmaktadırlar. Alıcı anten sayısı arttığında, hata katına uğranan ilk E_{SD}/N_0 değeri de artmıştır. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB' de A-IZ ve CVY kodları aynı hata performanslarını gösterir. $E_{SR}/N_0 = 30$ dB' de ise $P_{ç} = 10^{-2}$ değerinde A-IZ kodu CVY koduna göre 0,3 dB kazançlıyken, TSC koduna göre de 0,8 dB kazançlıdır.



Şekil 5.5: Bir röleli dört alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi

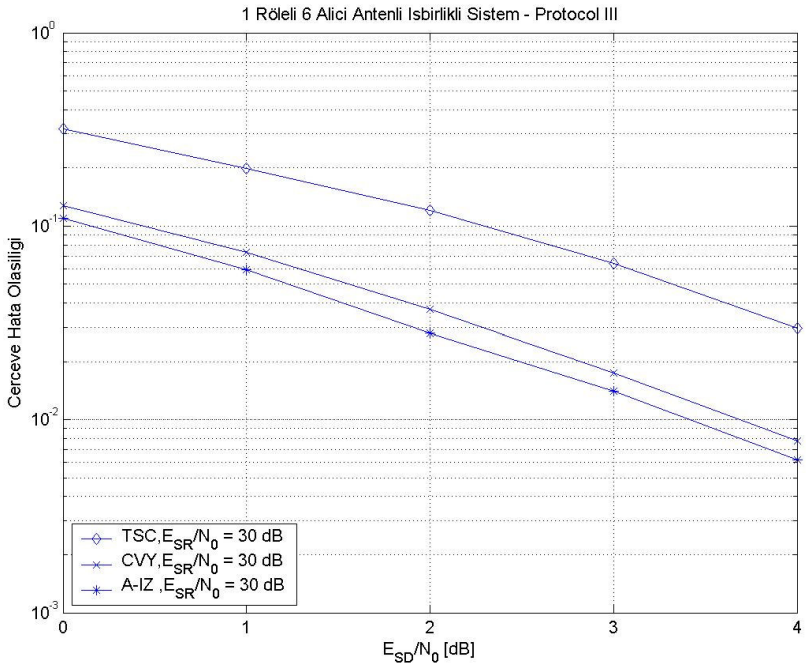
Şekil 5.5' te bir röle ve dört alıcı anten bulunan ve Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin benzetim sonuçları gösterilmektedir. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB değeri için düşük çerçeve hata olasılıklarında hata katı oluşmamaktadır. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB' de A-IZ ve CVY kodları aynı ve TSC koduna göre daha iyi hata performansı sağlamaktadır. $E_{SR}/N_0 = 30$ dB için de A-IZ kodu az da olsa CVY koduna göre iyi sonuçları verirken, TSC koduna göre hata performans sonuçları daha iyidir.

Bir röle ve altı alıcı antenli sistem için hata benzetim sonuçları $E_{SR}/N_0 = 5$ dB için Şekil 5.6' da gösterilmektedir. $P_{ç} = 10^{-1}$ değeri için A-IZ kodu CVY kodundan 0.2 dB daha iyi hata performansı göstermektedir. $E_{SR}/N_0 = 5$ dB değeri için daha az alıcı anten kullanılan duruma göre A-IZ ve CVY kodlarının TSC koduna göre sağladığı kazançlar artmaktadır. Bunun nedeni Protokol III kullanan işbirlikli çeşitleme sistemlerinin tasarım kriterinin iz değerine göre olmasıdır.



Şekil 5.6: Bir röleli altı alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB)

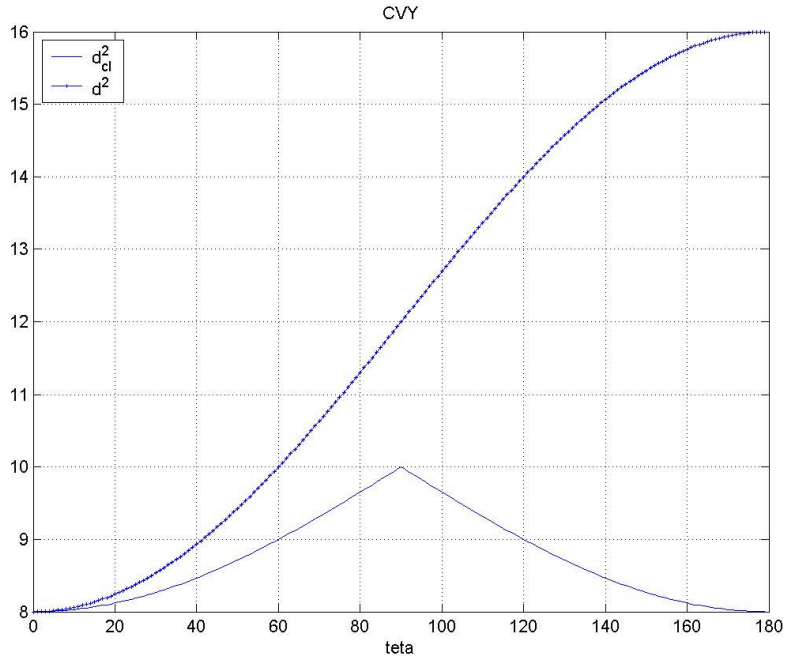
Altı alıcı anten kullanılan sistemde E_{SR}/N_0 = 30 dB değeri için hata performansları ise Şekil 3.7' de gösterilmiştir. $P_{ç} = 10^{-2}$ değeri için A-IZ kodu CVY kodundan 0.3 dB daha iyi hata performansına sahiptir.



Şekil 5.7: Bir röleli altı alıcı antenli, Protokol III kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 30 dB)

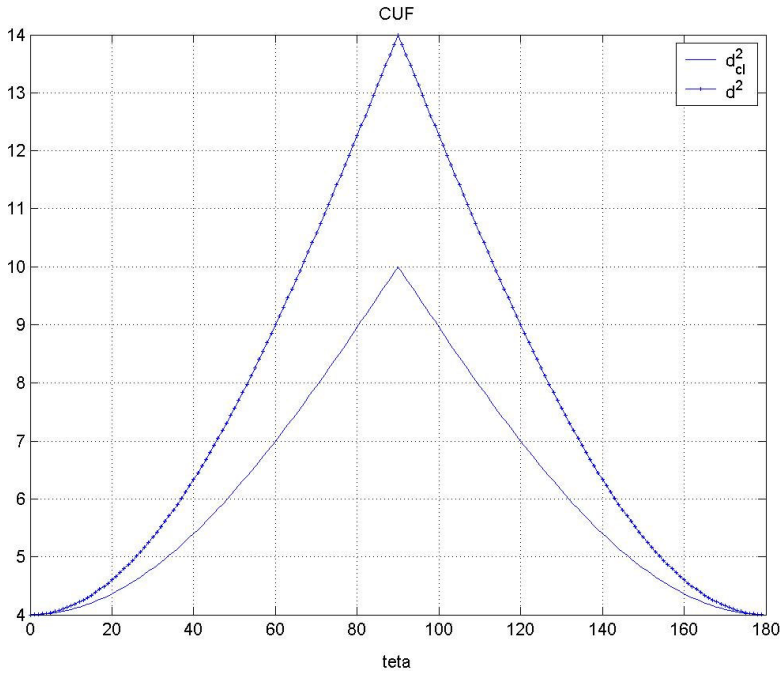
5.2.2 Protokol I Kullanılan İşbirlikli Çeşitleme Sistemlerinde Hata Performansları

Protokol I için verilen tasarım kriterlerinde öncelikle klasik Öklid uzaklığını (d_{cl}^2) en büyüklendirmek ve daha sonra (4.8) ile verilen d^2 parametresini en büyüklendirmek gerekmektedir. Şekil 5.8, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da sırasıyla CVY, CUF ve A-IZ kodları için asimetri açısı θ ile d^2 ve d_{cl}^2' nin değişimi gösterilmiştir.

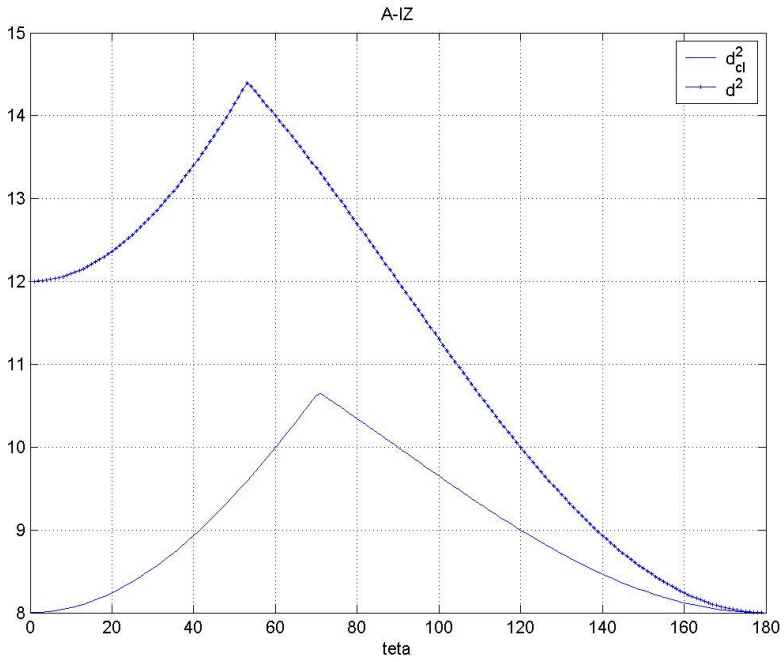


Şekil 5.8: CVY kodu için θ asimetri açısına göre değerler

CVY kodu için en büyük d_{cl}^2 değeri, asimetri açısı $\theta = 90°$ iken, yani $4PSK$ modülasyonu simetrik iken, 10'a eşittir ve bu açıda $d^2 = 12$' dir. CVY kodu için en büyük d^2 değeri $\theta = 180°$' de elde edilir, fakat $\theta = 180°$ için $d_{cl}^2 = 8$' dir. CUF kodu en büyük $d_{cl}^2 = 10$ ve $d^2 = 14$ değerlerini, yine $\theta = 90°$ iken almaktadır. A-IZ kodu için $\theta = 70,5°$' da $d_{cl}^2 = 10,66$ ve $d^2 = 13,34$, $\theta = 65°$'de $d_{cl}^2 = 10,31$ ve $d^2 = 13,69$, $\theta = 60°$' de $d_{cl}^2 = 10$ ve $d^2 = 14$, $\theta = 53,15°$ değerinde $d^2 = 14,39$ ve $d_{cl}^2 = 9,6$'dır. A-IZ kodunun asimetri açısı değiştirilerek farklı d^2 ve d_{cl}^2 değerlerinde kodlar bulunmuş ve bunların hata performansları incelenerek, en iyi hata performansına sahip CUF kodundan daha iyi kodlar aranmıştır.

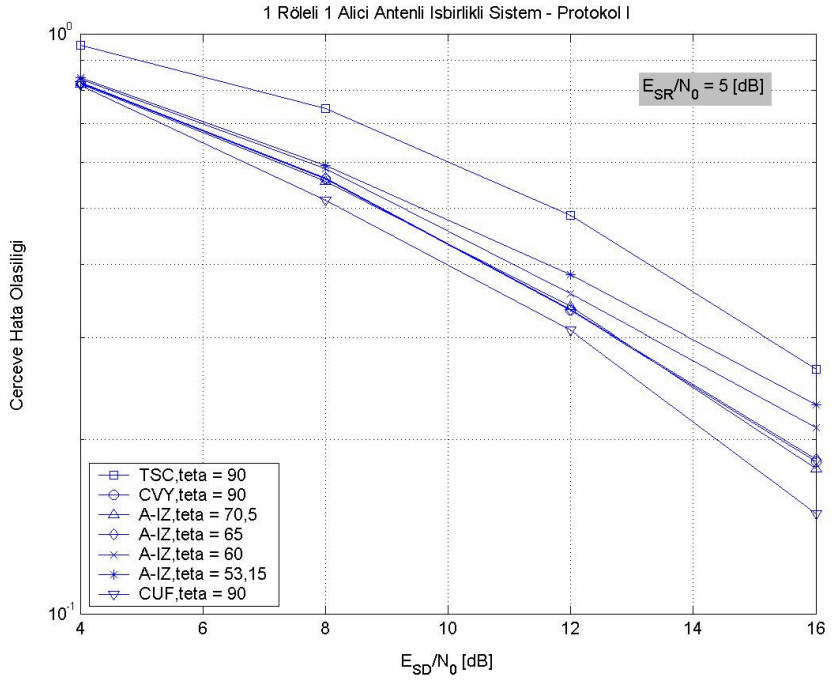


Şekil 5.9: CUF kodu için θ asimetri açısına göre değerler



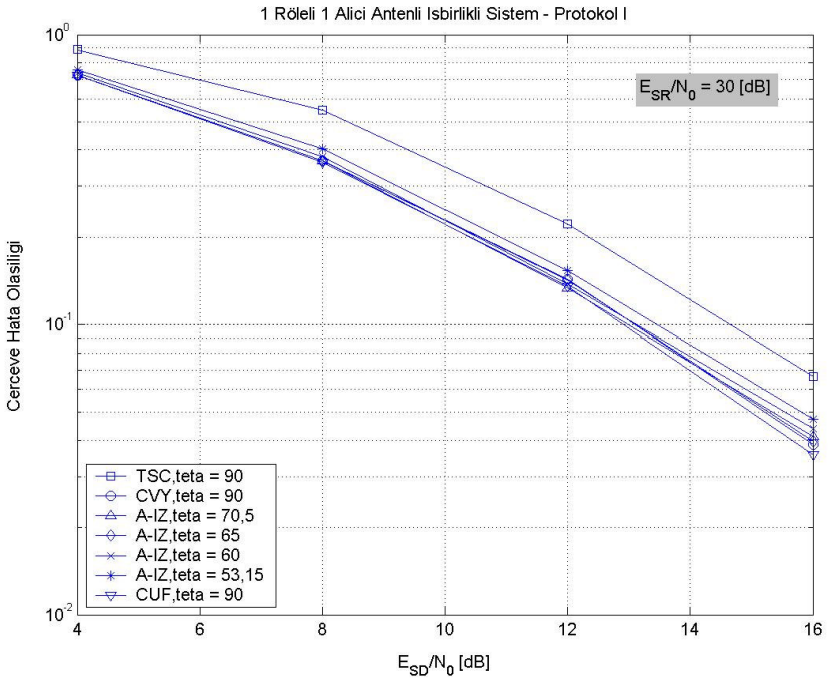
Şekil 5.10: A-IZ kodu için θ asimetri açısına göre değerler

Bir röleli ve bir alıcı antenli, kuvvetlendir ve aktar yöntemini Protokol I ile kullanan işbirlikli sistemin, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB değerinde farklı kodlar için çerçeve hata olasılığı eğrileri Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

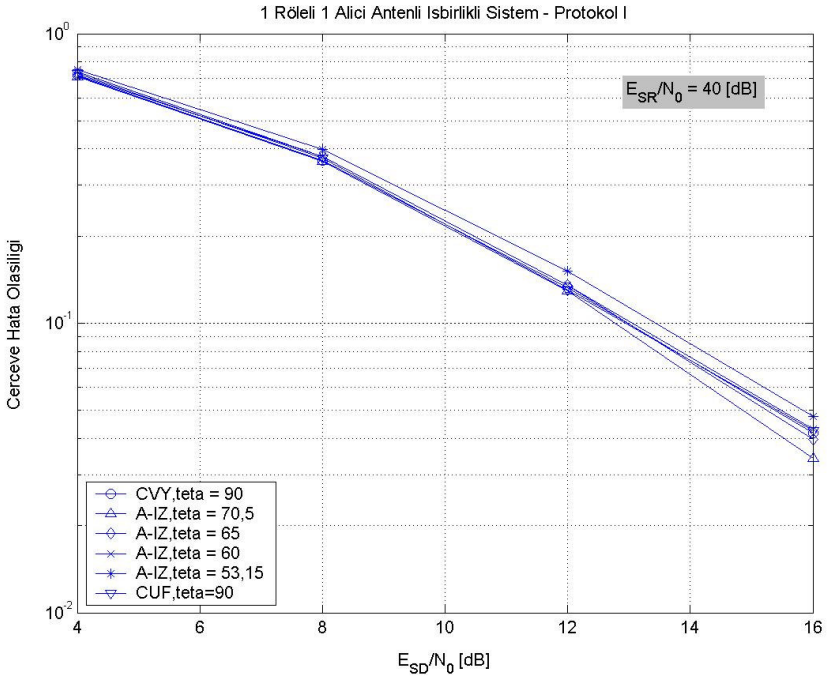


Şekil 5.11: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi ($E_{SR}/N_0 = 5$ dB)

Şekil 5.11'den, en düşük d^2 ve d_{cl}^2 değerine sahip TSC kodunun, diğer kodlara göre en kötü hata performansına sahip olduğu görülmektedir. d^2 değeri en yüksek olan A-IZ ($\theta = 53{,}15°$) kodu ise TSC kodundan sonra en kötü hata performansını göstermiştir. Tek başına d^2 parametresini en büyüklendirmek hata performansını olumsuz etkilemiştir. A-IZ ($\theta = 60°$) kodu A-IZ ($\theta = 53{,}15°$) koduna göre daha iyi hata performansına sahiptir. Kodun d^2 değeri düştüğü halde klasik Öklid uzaklığının artması, hata performansını arttırmaktadır. En büyük d_{cl}^2 değerine sahip A-IZ ($\theta = 70{,}5°$) kodunun ve d_{cl}^2'si nispeten daha düşük, d^2 değeri de daha büyük olan A-IZ ($\theta = 65°$) kodunun hata performansları hemen hemen aynıyken, CUF kodu en iyi hata performansına sahiptir. Kullanıcı ve röle arasındaki kanalın işaret-gürültü oranı küçük olduğunda, kodun performansını baskın olarak klasik Öklid uzaklığı belirlerken, d_{cl}^2 değerinin yanında d^2 değerinin de büyük olması, kodun hata performansını arttırmaktadır.



Şekil 5.12: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 30 dB)

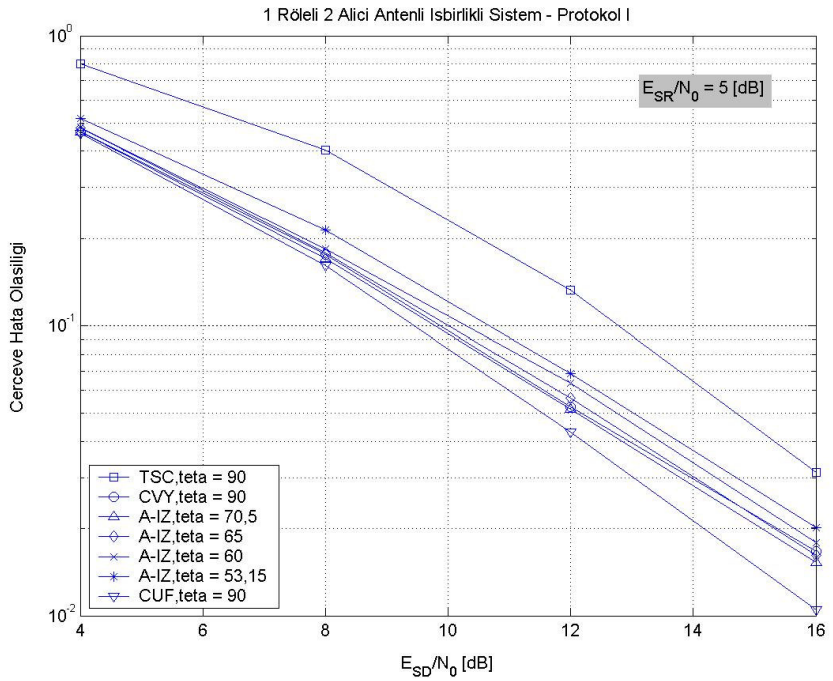


Şekil 5.13: Bir röleli bir alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 40 dB)

Bir röleli ve bir alıcı antenli, kuvvetlendir ve aktar yöntemini Protokol I ile kullanan işbirlikli sistemin, $E_{SR}/N_0 = 30$ dB ve $E_{SR}/N_0 = 40$ dB değerlerinde farklı kodlar için çerçeve hata olasılığı eğrileri sırasıyla Şekil 5.12 ve Şekil 5.13'te gösterilmiştir.

Kullanıcı ve röle arasındaki kanalın işaret-gürültü oranı $E_{SR}/N_0 = 30$ dB için en iyi hata performansını yine CUF kodu sağlarken, TSC kodu en kötü hata performansına sahiptir. E_{SR}/N_0 arttıkça, kodun hata performansına, d^2 değerinin etkisi azalırken, klasik Öklid uzaklığının etkisinin arttığı görülmektedir.

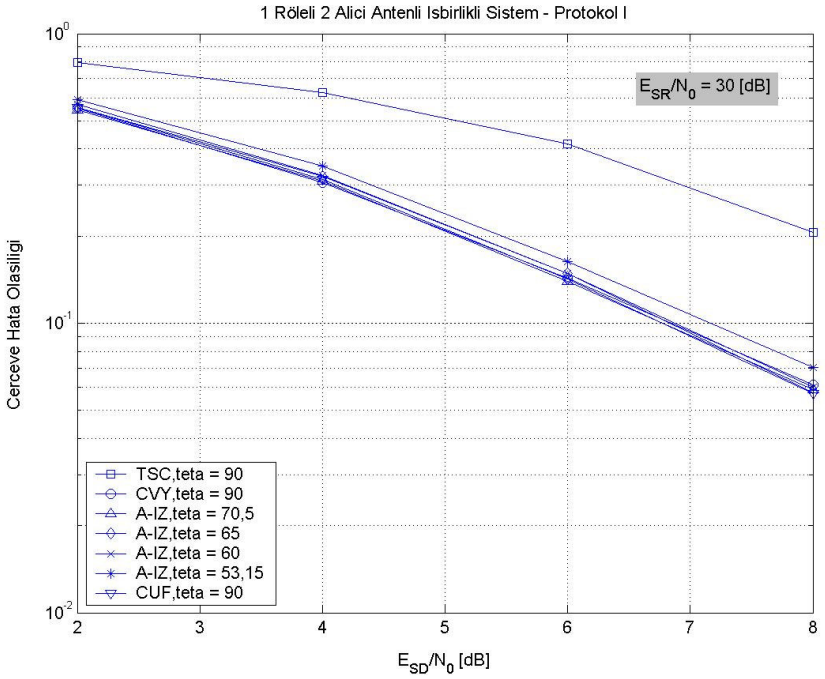
$E_{SR}/N_0 = 40$ dB değeri için ise A-IZ ($\theta = 70{,}5°$) kodu CUF koduna göre nispeten daha iyi hata performansına sahiptir. Kullanıcı ve röle arasındaki kanalın işaret-gürültü oranı çok büyüdüğünde, kodun hata performansını sadece Öklid uzaklığı belirlemektedir.



Şekil 5.14: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi ($E_{SR}/N_0 = 5$ dB)

Şekil 5.14' te kuvvetlendir ve aktar yöntemini Protokol I ile kullanan işbirlikli bir röleli ve iki alıcı antenli sistemde, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB için, farklı kodların çerçeve hata olasılığı eğrileri gösterilmektedir. En iyi hata performansını CUF kodu gösterirken,

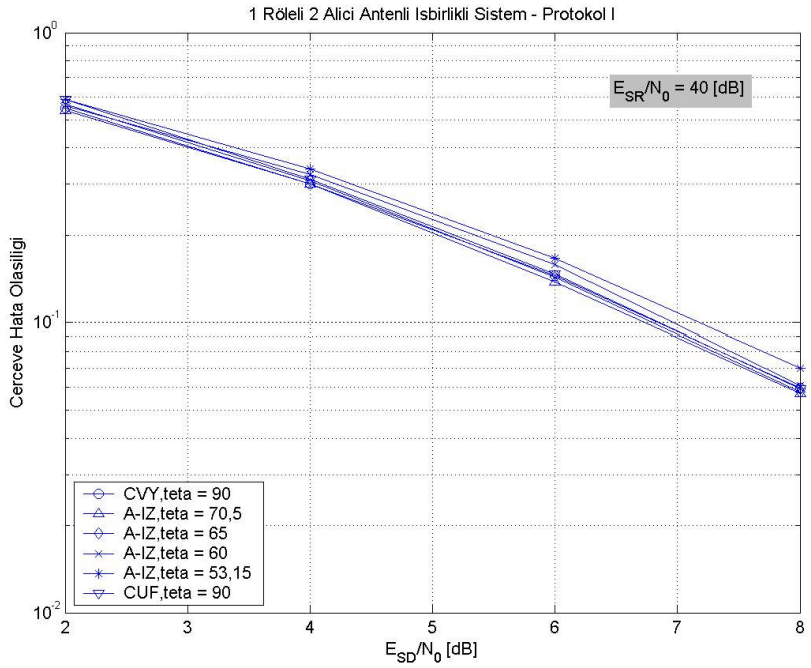
A-IZ ($\theta = 70,5°$) kodu CUF kodundan sonra en iyi performansı göstermektedir. Anten sayısı birden ikiye çıktığında, CUF kodunun, A-IZ ($\theta = 70,5°$) koduna göre gösterdiği kazanç azalmıştır. Buradan da anten sayısı arttıkça kodun klasik Öklid uzaklığının performansa etkisi arttığı görülmektedir.



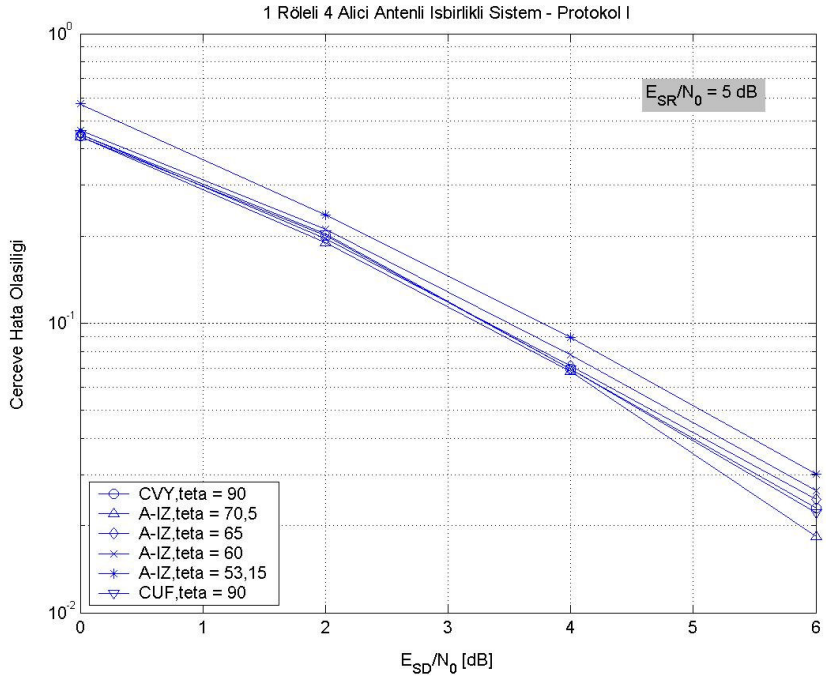
Şekil 5.15: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi ($E_{SR}/N_0 = 30$ dB)

Şekil 5.15' te iki alıcı antenli ve $E_{SR}/N_0 = 30$ dB için TSC kodu en kötü hata performansına sahiptir ve d_{cl}^2 değeri en küçük olan A-IZ ($\theta = 53,15°$) kodu hariç diğer kodların hata performanslarının hemen hemen aynı olduğu, hatta A-IZ ($\theta = 70,5°$) kodunun CUF koduna göre nispeten daha iyi performansa sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 5.16'da iki alıcı antenli ve kullanıcı ile röle arasındaki kanalın işaret-gürültü oranı çok yüksek (40 dB) olan sistem için kodların hata performansları verilmiştir. Bu durumda A-IZ ($\theta = 70,5°$) kodu en iyi hata performansına sahiptir. Çok yüksek E_{SR}/N_0 değeri için alıcı anten sayısı iki olduğunda da, kodun hata performansını klasik Öklid uzaklığı belirlemektedir.



Şekil 5.16: Bir röleli iki alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 40 dB)



Şekil 5.17: Bir röleli dört alıcı antenli, Protokol I kullanılan işbirlikli sistemin çerçeve hata olasılığı eğrisi (E_{SR}/N_0 = 5 dB)

Dört alıcı antenli işbirlikli sistemin kod hata performans eğrileri Şekil 5.17'de gösterilmiştir. Alıcı anten sayısı arttığında, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB değeri için en büyük klasik Öklid uzaklığına sahip A-IZ ($\theta = 70,5°$) kodunun hata performansının diğer kodlara göre daha iyi olduğu görülmektedir. Anten sayısı arttığında düşük E_{SR}/N_0 değerinde bile, kodun hata performansını klasik Öklid uzaklığı tek başına belirlemektedir.

6. SONUÇLAR

Bu tezde, kuvvetlendir ve aktar yönteminde Protokol I kullanan işbirlikli sistemlerde, iz değeri klasik uzay-zaman kafes kodlarınkinden daha büyük olan kodun asimetri açısı değiştirilerek daha iyi hata performansına sahip kod tasarımı araştırılmıştır. Protokol III için, asimetrik modülasyon kullanan kodun hata performansının, klasik uzay-zaman kafes kodlara göre daha iyi olduğu gösterilmiştir. Bu amaçla, $E_{SR} / N_o = 5dB$ veya $E_{SR} / N_o = 30dB$ olduğu ve bir adet röle bulunduğu durumda, alıcı tarafta bir, iki, dört ve altı alıcı anten için çerçeve hata olasılıkları Protokol III için elde edilmiştir. Protokol III için A-IZ kodu bütün durumlarda en iyi hata performansını göstermiştir. Bunun nedeni Protokol III için kod tasarım kriterinin klasik Öklid uzaklığı yani koda ilişkin iz değeri olmasıdır. Literatürde simetrik $4PSK$ modülasyonu kullanan ve iz değeri en büyük olan CVY kodunun iz değeri 10 iken, asimetrik $4PSK$ modülasyon kullanan A-IZ kodunun iz değeri 10,66' dır.

Protokol I için ise bir ve iki alıcı antenli sistemlerde küçük E_{SR} / N_o değerleri için CUF kodu A-IZ koduna göre daha iyi performans sağlamaktadır. A-IZ kodunun asimetri açısını değiştirerek elde edilen, daha büyük d^2 değerlerine (ancak daha küçük iz değerine) sahip kodlar CUF koduna göre daha iyi performans sağlamamaktadır. Bunun sebebi, kodun performansının baskın olarak klasik Öklid uzaklığının belirlemesidir. Bir ve iki alıcı antenli sistemlerde çok büyük E_{SR} / N_o değerleri için ise, tek başına klasik Öklid uzaklığı kodun hata performansını belirlemektedir. Bu sebeple A-IZ kodunun performansı CUF koduna göre daha iyi çıkmaktadır. Protokol I kullanılan dört alıcı antenli sistemde ise küçük E_{SR} / N_o değerinde bile kodun hata performansını klasik Öklid uzaklığı belirlemektedir.

KAYNAKLAR

[1] **Vucetic, B. and Yuan, J.,** 2003. Space-Time Coding, Second Edition, John Wiley and Sons, Chichester, England.

[2] **Tarokh, V., Seshadri, N. And Calderbank, A. R.,** 1998. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction, *IEEE Trans. On Inform. Theory*, **Vol. 44**, No.2.

[3] **Alamouti, S. M.,** 1998. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal On Select. Areas in Comm*., **Vol. 16**, No.8.

[4] **Yan, Q. and Blum, R. S.,** 2000. Optimum Space-Time Convolutional Codes, in *Wireless Communication and Networking Conf.,* **Vol. 3**, Chicago, II., July, pp. 1351-1355.

[5] **Baro, S., Bauch, G., and Hansmann, A.,** 2000. Improved Codes for Space-Time Trellis-Coded Modulation, *IEEE Comm. Letters*, **Vol. 4**, No.1.

[6] **Chen, Z., Yuan J. and Vucetic, B.,** 2001. An Improved Space-Time Trellis Coded Modulation Scheme on Slow Rayleigh Fading Channels, in *Proc. IEEE ICC'01*, Helsinki, Finland, pp. 1110-1116.

[7] **Jafarkhani, H. and N. Seshadri,** 2003. Super-Orthgonal Space-Time Trellis Codes, *IEEE Trans. On Inform. Theory*, **Vol. 49**, No.2.

[8] **Laneman, J. N., Wornell G. W., and Tse, D. N. C.,** 2001. An Efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks, *IEEE International Symposium On Information Theory,* pp. 294.

[9] **Cover, T. M., and El Gamal, A.,** 1979. Capacity Theorems for The Relay Channel, *IEEE Trans. Info. Theory*, **Vol. 25,** No. 5.

[10] **Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B.,** 2003. User Cooperation Diversity – Part I: System Description, *IEEE Transaction On Communications*, **Vol. 51**.

[11] **Hunter, T. E. and Nosratinia, A.,** 2002. Cooperation Diversity Through Coding, in *Proc. IEEE ISIT,* Laussanne, Switzerland, pp. 2688-2692.

[12] **Demiroglu, A. S., and Altunbas, I.,** 2005. Space-Time Trellis Codes with Asymmetric 4PSK Modulations, *Proc. IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference,* pp. 316-319.

[13] **Rappaport, T. S.,** 2002. Wireless Communications Principles and Practice, Second Edition, Prentice-Hall Inc., Upper Saddle River, NJ.

[14] **Shannon, C.E.,** 1948. A Mathematical Theory of Communication, *The Bell System Technical Journal,* pp. 379-423.

[15] **Foschini, G. J. and Gans, M. J.,** 1998**.** On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, *Wireless Personal Communication*, **Vol. 6**.

[16] **Bauch, G.,** 2001. Introduction to Multi-Antenna Systems and Space-Time Codes, in *Proc. Of the 3rd Int. Workshop on Commercial Radio Sensors and Communication Techniques*, Linz, Austria, August, pp. 50-56.

[17] **Nabar, R. U., Bölcskei, H., and Kneubühler, F. W.,** 2004**.** Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design, *IEEE J. Select. Areas Commun.,* **Vol. 22**, pp. 1099-1109.

[18] **Canpolat, O., Uysal, M. and Fareed, M. M.,** 2007. Analysis and Design of Distributed Space-Time Trellis Codes with Amplify-and-Forward Relaying, *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* **Vol. 56**, No. 4.

[19] **Uysal, M., and Canpolat, O.,** 2005. On The Distributed Space-Time Signal Design for a Large Number of Relay Terminals, *Proc IEEE WCNC'05*, New Orleans, Lousiana, USA, pp. 990-994.

[20] **Divsalar, D., Simon, M. K. And Yuen, J. H.,** 1987. Trellis Coding with Asymmetric Modulations, *IEEE Trans. On Comm*., **Vol. COM-35**, No. 2.

ÖZGEÇMİŞ

Selahattin Semerci, 1979 yılında Konya'da doğmuştur. Lise öğrenimini Konya Meram Anadolu Lisesi'nde tamamlamıştır. Lisans eğitimini 1999-2003 yılları arasında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü' nde yaptıktan sonra 2003 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği Programı' nda yüksek lisansa başlamıştır. 2005 yılında Netaş-Nortel Networks şirketinde IP üzerinden ses ileten sistemlerde (VoIP systems) test mühendisi olarak başladığı iş hayatına, Avea Telekomünikasyon şirketinde akıllı şebekeler (IN) ve sesli yanıt sistemleri (IVR) teknik planlama mühendisi olarak devam etmektedir.