

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEMELİ SİSTEMLERDE GÜÇ  
TAHSİS KATSAYILARININ ENİYİLENMESİ İLE  
BİT-HATA BAŞARIMININ ARTTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mert DEVA**

**Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği**

**Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği**

**HAZİRAN 2008**

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEMELİ SİSTEMLERDE GÜÇ  
TAHSİS KATSAYILARININ ENİYİLENMESİ İLE  
BİT-HATA BAŞARIMININ ARTTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mert DEVA**

**(504041315)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 5 Mayıs 2008**

**Tezin Savunulduğu Tarih : 11 Haziran 2008**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Mehmet Ertuğrul ÇELEBİ (İTÜ)**  
**Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)**  
**Yrd. Doç. Dr. Oğuz KUCUR (GYTE)**

**HAZİRAN 2008**

## **ÖNSÖZ**

Bu tezin hazırlanmasındaki katkılarından dolayı danışmanım Prof. Dr. Mehmet Ertuğrul Çelebi'ye teşekkür ederim. Tezle ilgili her türlü desteği benden esirgemeyen aileme, simülasyon konusunda yaptığı yol gösterimler için Volkan Sevindik'e, bana gösterdikleri anlayış ve verdikleri olumlu motivasyon için Turkcell'deki yöneticilerim Esin Polat, Hüseyin Tek, Baki Aydoğan ve Aydın Özusta'ya ve tezin bitirilmesinde verdiği itici güç için Türk Silahlı Kuvvetleri'ne teşekkürlerimi sunarım.

Haziran 2008

Mert Deva

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

<b>KISALTMALAR</b> .....	<b>vi</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b> .....	<b>vii</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	<b>viii</b>
<b>SEMBOL LİSTESİ</b> .....	<b>ix</b>
<b>ÖZET</b> .....	<b>xi</b>
<b>SUMMARY</b> .....	<b>xiii</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı .....	1
1.2 Önceki Çalışmalar .....	1
1.3 Tezdeki Yaklaşımlar .....	2
1.4 Bölümlere Genel Bakış .....	2
<b>2. TEMEL KAVRAMLAR</b> .....	<b>3</b>
2.1 Enformasyon .....	3
2.2 Entropi .....	4
2.3 Kanal Kapasitesi .....	4
2.4 Hata Olasılığı .....	4
2.5 Elektromanyetik Alan Şiddetleri .....	6
2.5.1 Boş uzay sabit alıcı verici antenler için elektrik alan şiddeti .....	6
2.5.2 Boş uzay hareketli anten durumu için alan şiddeti .....	7
2.5.3 Yansıtıcı duvar ve sabit anten durumu için alan şiddeti .....	7
2.6 Evre-Uyumluluk Kavramı .....	8
2.7 Kanal Karakterini Etkileyen Durumlar .....	9
2.7.1 Hızlı Sönümlenme .....	9
2.7.2 Yavaş Sönümlenme .....	9
2.7.3 Düz Sönümlenme .....	9
2.7.4 Seçici Sönümlenme .....	10
2.8 İstatistiksel Kanal Modelleri .....	10
2.9 Kablosuz Haberleşmedeki Kısıtlamalar .....	11
2.9.1 Mobil Terminallerdeki (MT) Çıkış Gücü .....	12
2.9.2 Ortamın Girişim Güç Seviyesi .....	12
2.9.3 Ortamdaki Gürültü Seviyesi .....	12
2.9.4 Bozunum (Distorsiyon) .....	12
2.9.5 Kullanılabilecek Bant Genişliği .....	12
2.9.6 Kapsama Alanı Problemleri (Saçılma ve Sönümlenmeler) .....	13
2.9.7 Alıcı Tarafındaki Donanımsal Kısıtlamalar .....	13
2.9.8 Çevresel Faktörler .....	13
<b>3. İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEME</b> .....	<b>14</b>
3.1 Genel Bilgiler .....	14
3.2 İşbirlikçi Sistem Elemanları .....	14
3.2.1 Verici (Kaynak) .....	14
3.2.2 Röle (İletici) .....	15
3.2.3 Hedef (Alıcı) .....	15
3.3 Çeşitleme Uygulamaları .....	15

3.3.1 Uzay (Anten) Çeşitlemesi .....	15
3.3.2 Zaman Çeşitlemesi .....	16
3.3.3 Frekans Çeşitlemesi .....	16
3.3.4 Polarizasyon Çeşitlemesi .....	16
3.3.5 Kodlama Çeşitlemesi .....	17
3.3.5.1 Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) .....	17
Direkt dizi yayılması spektrum tekniği .....	17
Frekans toplama tekniği .....	17
Sözde Gürültü Serisi (PN).....	17
3.4 Önerilen Modeller .....	19
3.4.1 Girişimli Direkt İletim .....	19
3.4.2 Dik (Ortogonal) Direkt İletim .....	20
3.4.3 Dik (Ortogonal) İşbirlikçi Çeşitleme .....	21
3.4.3.1 Eşdeğer Kanal Modeli .....	21
3.4.4 Kodlamalı İşbirliği .....	24
<b>4. İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEME PROTOKOLLERİ .....</b>	<b>28</b>
4.1 İletim Protokolleri .....	28
4.1.1 Kuvvetlendir ve İlet Protokolü.....	28
4.1.2 Çöz ve İlet Protokolü .....	30
4.1.3 Seçmeli İletim Protokolü .....	34
4.1.4 Dinamik İletim Protokolü .....	35
4.1.5 Geri Beslemeli İletim Protokolü .....	35
4.1.6 Sıkıştır ve İlet Protokolü .....	36
4.2 Birleştirme (Alım) Protokolleri.....	36
4.2.1 Seçmeli Birleştirme (SC) .....	36
4.2.2 En Yüksek Oran Birleştirmesi (MRC).....	38
4.2.3 Eşige Göre Birleştirme (TC) .....	38
4.2.4 Eşit Kazanç Birleştirmesi (EGC) .....	39
<b>5. GÜÇ TAHSİSİ.....</b>	<b>41</b>
5.1 Eşit Güç Tahsis Algoritması .....	41
5.2 Eniyilenmeli Güç Tahsis Algoritması .....	42
5.2.1 Tek Röle Durumunda Eniyilenmeli Güç Tahsisi.....	42
5.2.2 Çoklu Röle Durumunda Eniyilenmeli Güç Tahsisi .....	44
5.3 Limitli Güce Sahip Röle Durumu .....	48
5.3.1 Kesinti Olasılığı .....	48
5.3.2 Güç Sınırlamasının Etkisi .....	51
5.4 Konuma Bağlı Güç Tahsisi .....	54
<b>6. DENEYSEL SONUÇLAR.....</b>	<b>59</b>
6.1 Sistem Modelleri .....	59
6.1.1 Çarpışmasız Model (Model-1) .....	59
6.1.1.1 Model-1 ve kuvvetlendir ve ilet protokolü.....	59
6.1.1.2 Model-1 ve çöz ve ilet protokolü.....	61
6.1.2 Çarpışmalı Model (Model-2) .....	64
6.1.2.1 Model-2 ve kuvvetlendir ve ilet protokolü.....	64
6.1.2.2 Model-2 ve çöz ve ilet protokolü.....	66
6.2 Farklı Sistem Modellerinin Bit Hata Performansları .....	67
6.3 Eniyilenmeli Güç Tahsisi Durumu.....	72
6.3.1 Tüm Bloklar İçin İşaret Gürültü Oranının Enbüyüklenmesi .....	73
6.3.2 Blok Blok İşaret Gürültü Oranının Enbüyüklenmesi.....	76
6.3.3 Sadece İyi Çeşitleme Yollarında Eşit Güçle İletim Yapılması .....	76

<b>7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA .....</b>	<b>81</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>83</b>
<b>EKLER.....</b>	<b>87</b>
EK A. İstatistiksel Kavramlar .....	87
EK B. Simülasyon Kodları.....	88
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>89</b>

## KISALTMALAR

<b>AF</b>	: Kuvvetlendir ve ilet protokolü
<b>AP</b>	: Kablosuz Erişim Noktası
<b>AWGN</b>	: Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
<b>BER</b>	: Bit Hata Oranı
<b>BLER</b>	: Blok Hata Oranı
<b>BPSK</b>	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
<b>BS</b>	: Baz İstasyonu
<b>BSC</b>	: Baz İstasyon Kontrolcüsü
<b>CDMA</b>	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
<b>CI</b>	: Hücre Tanımlayıcısı
<b>CRC</b>	: Çevrimsel Artıklık Kodu
<b>DF</b>	: Çöz ve ilet protokolü
<b>EGC</b>	: Eşit Kazanç Birleştirmesi
<b>ETSI</b>	: Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü
<b>FDD</b>	: Frekans Bölmeli Çift
<b>GMLC</b>	: Ağ Geçidi Mobil Yer Merkezi
<b>GPS</b>	: Global Konumlandırma Sistemi
<b>GSM</b>	: Global Mobil Haberleşme Sistemi
<b>HLR</b>	: Ana Yer Kaydedicisi
<b>İY</b>	: İşbirliği Yüzdesi
<b>MIMO</b>	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
<b>MPS</b>	: Mobil Konumlandırma Sistemi
<b>MRC</b>	: En Yüksek Oran Birleştirmesi
<b>MSC</b>	: Mobil Bağlaşma Merkezi
<b>MT</b>	: Mobil Terminal
<b>PN</b>	: Sözde Gürültü Serisi
<b>PSL</b>	: Abone Yer Bilgisi İstek Mesajı
<b>RAN</b>	: Radyo Erişim Şebekesi
<b>RRPC</b>	: Hız Uyumlu Delinmiş Evrişim Kodu
<b>SC</b>	: Seçmeli Birleştirme
<b>SMLC</b>	: Sunucu Mobil Yer Merkezi
<b>SNR</b>	: İşaret Gürültü Oranı
<b>SRI-LCS</b>	: Yer Servisleri Yönlendirme Bilgisi İstek Mesajı
<b>TA</b>	: Zaman İlerlemesi
<b>TC</b>	: Eşiğe Göre Birleştirme
<b>TDD</b>	: Zaman Bölmeli Çift
<b>TDMA</b>	: Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
<b>TS</b>	: Zaman Dilimi
<b>VLR</b>	: Ziyaretçi Yer Kaydedicisi
<b>WNIC</b>	: Kablosuz Şebeke Arabirim Kartı

## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

<b>Tablo 2.1:</b> Enformasyon özet tablosu.....	3
<b>Tablo 2.2:</b> Kanal karakteristikleri özeti.....	10
<b>Tablo 5.1:</b> Kanal karakteristikleri özeti.....	53



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 2.1 : Direkt yol ile yansıma yolunun gösterimi .....	7
Şekil 4.1 : Kuvvetlendir ve ilet protokolü .....	29
Şekil 4.2 : Çöz ve ilet protokolü .....	31
Şekil 4.3 : İşbirliksiz durum ile “çöz ve ilet” protokolünün karşılaştırılması .....	32
Şekil 4.4 : Rayleigh kanalları için protokollerin karşılaştırılması .....	33
Şekil 4.5 : Alamouti şeması .....	34
Şekil 4.6 : Seçmeli birleştirici.....	37
Şekil 4.7 : Seçmeli birleştirici sistem şeması .....	37
Şekil 4.8 : Eşiğe göre birleştirmede yol seçimi .....	39
Şekil 4.9 : Eşit Kazanç Birleştirmesi Sistem Şeması.....	40
Şekil 5.1 : Güç tahsisinde kullanılacak sistem modeli .....	41
Şekil 5.2 : Üç kullanıcı durumu.....	45
Şekil 5.3 : Çoklu röle sistem modeli.....	46
Şekil 5.4 : Basit sistem modeli .....	49
Şekil 5.5 : Seçmeli birleştirme (SC) ile çeşitlemesiz durumun güç sınırlaması için karşılaştırılması .....	52
Şekil 5.6 : Seçmeli birleştirme (SC) ile en yüksek oran birleştirmesinin (MRC) sınırlı güç tahsisi için karşılaştırılması.....	54
Şekil 5.7 : Farklı güç dağılımları için rölenin konumunun etkisi.....	58
Şekil 6.1 : Çöz ve ilet protokolünün kaynak röle kanalına göre değişimi .....	64
Şekil 6.2 : Yakın röle durumu için BER-SNR karşılaştırması .....	68
Şekil 6.3 : Çok yakın röle durumu için BER-SNR karşılaştırması .....	69
Şekil 6.4 : Kaliteli çeşitleme yolu için BER-SNR karşılaştırması.....	71
Şekil 6.5 : Tüm blok güç tahsis algoritması (BER-Alfa değişimi).....	75
Şekil 6.6 : Güç tahsis algoritmalarının karşılaştırması .....	77
Şekil 6.7 : Melez modelin BER performansı.....	78
Şekil 6.8 : Çok iyi çeşitleme yollarında melez modelin BER performansı .....	80

## SEMBOL LİSTESİ

$a_{SD}$	: Kaynak ile hedef arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı dahil)
$a_{SR}$	: Kaynak ile röle arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı dahil)
$a_{RD}$	: Röle ile hedef arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı dahil)
$a_i, r_i$	: İşaret genlik değeri
$B, W$	: Bant genişliği
$c$	: Işık hızı
$C$	: Kanal kapasitesi
$C_n$	: Gürültü kovaryans matrisi
$d, r$	: Mesafe
$d_{AF}$	: Kuvvetlendir ve ilet prokolünde hedefte birleştirilen işaret
$\hat{d}$	: Vektörel orta nokta
$D_S$	: Doppler saçılması
$E_b$	: Bit enerjisi
$E_r$	: Elektromanyetik alan şiddeti
$f$	: Frekans
$h$	: Kanal kazancı genel ifadesi
$h_{SD}$	: Güç tahsisi durumunda kaynak ile hedef arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı hariç)
$h_{SR}$	: Güç tahsisi durumunda kaynak ile röle arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı hariç)
$h_{RD}$	: Güç tahsisi durumunda röle ile hedef arasındaki kanal kazancı (güç çarpanı hariç)
$H$	: Entropi, kanal matrisi
$I_i$	: Enformasyon
$k$	: Bir sembolün belirttiği farklı seviye sayısı
$g$	: SNR değiştirmek için kullanılan değişken
$K_1$	: Birinci dereceden ikinci tür Bessel fonksiyon
$m$	: Mesaj, değişkenin ortalama değeri
$n, w, z$	: Gürültü değeri
$\hat{n}$	: Gürültünün iz düşüm vektörü
$N$	: Gürültünün gücü
$N_{TOP}$	: Toplam gürültü gücü
$P_C$	: Yayın yapan terminalin ortalama güç sabiti
$P_{D,OUT}$	: Hedefteki eşik altında kalma olasılığı
$P_e$	: Hata olasılığı
$P_R$	: Rölenin çıkış gücü
$r$	: Bit hızı
$R$	: Spektral verim
$s, x_s$	: Kaynaktan gönderilen işaret
$s_j(\mathbf{k})$	: j.ci kapanın k.ci saat darbesinde tuttuğu değer
$\hat{s}, \hat{x}_s$	: Sezilen kaynak işareti
$T_C$	: Evre uyumluluk süresi

$T_d$	: Çoklu yol gecikme saçılması
$u$	: Birinci zaman kanalında röle tarafından alınan işaret
$W_C$	: Evre uyumlu bant genişliği
$x_R$	: Röleden gönderilen işaret
$x$	: Gönderilen semboller
$X$	: Karar değişkeni
$\tilde{X}$	: Ölçeklendirilmiş karar değişkeni
$y$	: Alınan semboller
$y_d$	: Hedefte alınan işaret
$\alpha$	: Kaynağın güç tahsis katsayısı
$\alpha_i$	: i.ci kol için ağırlıklandırma katsayısı
$\alpha_{TÜM}$	: Uzun zamanda güç tahsisini enyileyen ortalama güç tahsis değeri
$\beta$	: Kuvvetlendirme kazancı
$\bar{\gamma}_{SD}$	: Kaynak ile hedef arasındaki ortalama SNR
$\bar{\gamma}_{SR}$	: Kaynak ile röle arasındaki ortalama SNR
$\bar{\gamma}_{RD}$	: Röle ile hedef arasındaki ortalama SNR
$\gamma_\Sigma$	: Toplam SNR
$\gamma_T$	: Eşik SNR değeri
$\Gamma$	: Eşik SNR değeri
$\Delta\theta$	: i.ci koldan alınan faz değeri
$\Delta X_C$	: Evre uyumlu aralık
$\theta_i, \varphi_i$	: i.ci koldan alınan faz değeri
$\lambda$	: Dalga boyu
$\rho_{ij}$	: i.ci ile j.ci düğümler arasındaki SNR
$\sigma$	: Standart sapma
$\sigma^2$	: Varyans

# **İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEMELİ SİSTEMLERDE GÜÇ TAHSİS KATSAYILARININ ENİYİLENMESİ İLE BİT-HATA BAŞARIMININ ARTTIRILMASI**

## **ÖZET**

Son yıllarda işbirlikçi çeşitleme konusu telekomünikasyon dünyasında büyük ilgi uyandırmıştır. Bir çok araştırmacı tarafından gösterilen, işbirlikçi çeşitlemenin haberleşme sisteminin performansını arttırdığıdır. Özellikle bu performans artışı, bit hata oranını ve kesinti (outage) olasılığını azaltılarak sağlanmaktadır. Belirli bir işaret gürültü oranı için bit hata oranındaki azalma, gerekli bit hızlarına veya kanal kapasitesine daha düşük işaret gürültü oranlarında ulaşmayı mümkün kılmaktadır. Bu durum da geleneksel direkt iletme göre daha düşük yayın gücü ile iletim yapılmasına ve mobil birimlerde daha uzun pil ömrü elde edilmesine olanak sağlamaktadır.

Geçen zamanda birçok iletim protokolü geliştirilmiştir. Bu protokoller, yenileyeci (rejeneratif) protokoller, yani işaretin röle tarafından alındıktan sonra tekrar oluşturularak hedefe gönderildiği protokoller ve yenilemeyen fakat kuvvetlendiren protokoller, yani rölenin kaynaktan aldığı işareti yeniden üretmeden sadece kuvvetlendirerek hedefe ilettiği protokoller olarak iki sınıfta toplanabilirler.

İletim protokollerinin geliştirilmesinin ardından güç tahsisi konusu sistem performansını artırıp, toplam yayın gücünü azaltmak için önemli bir araştırma konusu olmuştur. Bu tezde, toplam işaret gürültü oranını enbüyüklenecek ana parametre olarak seçip, en iyilenmeli güç tahsisinin farklı zaman kanallarında ve çeşitli protokoller ile gerçekleşmesi durumu incelenmiştir.

Tüm bunlara ek olarak, çarpışmalı (birden fazla kanaldan farklı işaret aynı zaman diliminde alıcıya vardığı) ve çarpışmasız (birden fazla kanaldan farklı işaret farklı zaman dilimlerinde alıcıya vardığı) sistem modelleri ayrı ayrı incelenmiştir. Bu modellerde, farklı işaret gürültü oranları için çöz ve ilet gibi yineleyici protokoller üstün çıkarken, farklı işaret gürültü oranlarında ise kuvvetlendir ve ilet gibi yinelemeden kuvvetlendiren protokollerin öne çıktığı yapılan hesaplamalar ve simülasyonlar sonucunda anlaşılmıştır.

Yine bu tezde incelenen diğer konu da güç eniyilenmesi yapmanın ne tür avantajlar sağladığının incelenmesidir. Bu kapsamda kuvvetlendir ve ilet protokolünde tüm gönderilen bloklar için işaret gürültü oranını enbüyükleyen güç tahsis katsayıları bulunmuştur; sonrasında tüm bloklar için tek bir güç tahsis katsayısı kullanmak mı yoksa her blok için ayrı güç tahsis katsayısı kullanmak mı daha avantajlı sorusuna yanıt aranmıştır. Yapılan simülasyonların sonucunda blok başına anlık güç tahsisi yapmanın tüm sembol serisi için eniyilenme yapmaya göre 0,5-1dB arasında işaret gürültü oranında kazanç sağladığı görülmüştür. Böylece, işbirlikçi çeşitlemenin var olan çeşitleme kazançlarına ek olarak, güç eniyilenmesi sayesinde daha da iyi bit hata performansı sağladığı gözlemlenmiştir.

Son olarak, çöz ve ilet protokolü için direkt iletim ile eşit güç tahsis algoritmasını kanal koşullarına göre seçip iletim yapan melez bir algoritma önerilmiş olup, bu algoritma, eşit güç tahsis algoritmasıyla karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonunda, melez algoritmanın belirli bit hata oranı değerleri için işaret gürültü oranında 1-3 dB'lik bir kazanç sağladığı gözlemlenmiştir.

# **IMPROVEMENT OF THE BIT ERROR PERFORMANCE OF COOPERATIVE DIVERSITY NETWORKS THROUGH OPTIMIZATION OF POWER ALLOCATION COEFFICIENTS**

## **SUMMARY**

Recently, the issue of cooperative diversity has drawn a lot of attention in the telecommunications community. It is shown by many of the researchers that cooperative diversity increases the performance of the communication system specifically by reducing the bit error rate and reducing the outage probability. As a result of bit error rate reduction on a specific signal to noise ratio (SNR), necessary bit rates can be obtained on lower SNR levels, which contributes to lower signal broadcast power requirement, and a longer battery life than the conventional direct transmission schemes is maintained.

A number of transmission protocols have been developed including regenerative protocols which take the signal, regenerate and retransmit it or non-regenerative protocols which amplify the received signal and retransmit it as a “dummy relay” to the destination node.

After the development of the relaying protocols, power allocation is another challenge to increase the system performance and decrease the total broadcast power. In this thesis, SNR is the key parameter to maximize to obtain the optimal power allocation on different time slots under some of protocols.

Add to this, colliding system models in which multiple signals are proceeded to the receiver from different channels on the same timeslot and non-colliding system models in which multiple signals are proceeded to the receiver from different channels on the different timeslots are investigated separately. In these system models, on some of the SNR levels regenerative protocols like decode and forward have a better bit error performance than non-regenerative protocols, on the other SNR levels non-regenerative protocols like amplify and forward have a slightly better performance than the regenerative ones as a result of analytical calculations and computer simulations.

Another issue that is being investigated in this thesis is the advantages of the optimal power allocation. Accordingly, power allocation coefficients that are maximizing signal to noise ratio are calculated. After this, optimization of power allocation coefficients of entire block series and block by block optimization have been investigated. According to the simulation results, block by block optimization has been found 0,5-1dB superior than entire series optimization and equal power allocation as having a better SNR performance. Add to the profits of cooperative diversity, it is found that optimal power allocation is much more improving bit error performance of the systems.

Lastly, an hybrid power allocation algorithm which selects direct transmission or equal power allocation according to the channel conditions has been proposed for decode and forward protocol. This hybrid power allocation technique has been compared with equal power allocation. As a result of comparison of two different algorithms, it has been observed that the hybrid power allocation has 1-3dB better diversity gain than equal power allocation.

# 1. GİRİŞ

## 1.1 Tezin Amacı

Tezin ana amacı, işbirlikçi şebekelerde kaynak ile hedefin arasında bulunan rölenin eniyilenmeli güç tahsisinin yapıldığı durumun eşit güç tahsisine göre daha üstün sonuçlar ürettiğini farklı protokoller için göstermek ve blok başına anlık olarak üretilen güç tahsis katsayılarının, tüm blokların geniş zaman ortalamasına göre üretilen güç tahsis katsayılarına göre daha etkin bit hata performansı verdiğini göstermektir. Bu modelleme esnasında da vericinin (kaynağın) rölenin yaklaşık yerinden haberdar olduğu ve rölenin kaynağın yakınında bulunduğu varsayılmaktadır.

## 1.2 Önceki Çalışmalar

İşbirlikçi çeşitleme öncesinde birden çok iletilici ve birden çok alıcı antenin olduğu sistemlerde anten çeşitleme uygulamaları yapılmıştır. MIMO adı verilen bu sistemlerde özellikle Alamouti'nin [1] yaptığı iletim çeşitlemesi çalışmaları önemlidir. Bu konuda zaman bölmeli sistemlerde yapılan çalışmalar vardır. [2] Ayrıca, kod bölmeli sistemlerle ilgili çalışmalarında işbirlikçi çeşitlemenin nasıl performans arttırabileceğini gösterilmiştir. [3, 4] Zaman bölmeli sistemlerde Nabar ve diğ. [5] bu tezde de kullanılacak farklı modeller önermiş ve bu modellerin çeşitleme performanslarını ve kanal kapasitelerini incelemiştir. Nostratinia ve diğ. [6], ise kodlamalı işbirliği ve iletişim partneri konusunda çalışmış ve farklı çeşitleme protokollerinin performanslarını incelemiştir. Bu çalışmaların ardından röle seçimi ve güç tahsisi konularında çalışmalar başlamıştır. En iyi rölenin seçimi konusunda Bletsas ve diğ. [9] bir röle seçim algoritması geliştirmiştir ve bu algoritmanın kaynağın ve rölenin eşit güç ile çıktığı rejeneratif sistemlere göre daha iyi performans verdiğini göstermiştir. [11] Rölelerin birbirleriyle nasıl haberleşip hangi rölelerin çeşitleme işlemine katılacağı konusunda da üst seviye (data-link seviyesi) protokolleri geliştirilmiştir. [12-14] Bu tezin de inceleme alanına giren eniyilenmeli güç tahsisi konusunda da güç tahsis katsayılarının kısa ve uzun zaman ortalamalarına göre hesaplanması [15], toplam güç tüketimini düşürmeye yönelik eniyilenme



çalışmaları [16], kaynaktan alıcıya doğru güç tahsis eniyilenmesi denemeleri [17], eniyilenmeli güç tahsisiyle röle seçimini karşılaştırması [18] ve güç eniyilenmesini kod eniyilenmesi ile birleştiren çalışmalar yapılmıştır. [19]

### **1.3 Tezdeki Yaklaşımlar**

Bu tezde eniyilenmeli güç tahsis katsayıları çıkarılacak ve farklı protokoller için güç tahsisinin performansı nasıl etkileyeceğine bakılacaktır. Güç eniyilenmesi tekniği olarak toplam işaret gürültü oranını enküçükmek amaçlanmaktadır. Ayrıca iyi çeşitleme yolunun daha iyi bit-hata başarımı sağlayacağı düşünülmüştür.

### **1.4 Bölümlere Genel Bakış**

Bu çalışmada, ikinci bölümde gerekli olan temel kavramlar ve haberleşme şebekelerinde karşılaşılan kısıtlamalara yer verilecektir. Üçüncü bölümde, bu kısıtlamaları aşmak için önerilen yeni bir çeşitleme türü olan işbirlikçi çeşitlemeye ve bu konuda yapılmış önceki çalışmaların bir kısmına yer verilecektir. Dördüncü bölümde, işbirlikçi çeşitleme protokolleri anlatılacak ve alıcı tarafındaki birleştirme tekniklerine değinilecektir. Beşinci bölümde, güç tahsis algoritmaları sunulacak ve eniyilenmeli güç tahsisi ile ilgili çeşitli çalışmalar özetlenecektir. Altıncı bölümde deneysel sonuçlar paylaşılacaktır. Yedinci ve son bölümde de elde edilen sonuçlar yorumlanacaktır.

## 2. TEMEL KAVRAMLAR

Bu bölümde tezde bilinmesi gereken temel kavramlardan bahsedilecektir. Ayrıca istatistiksel kavramlarla ilgili bilgilendirme için Ek-A'ya bakılabilir.

### 2.1 Enformasyon

Enformasyon kavramı kestirilebilirlik ve bir değerin oluşma ihtimaliyle ilgilidir. Bir mesaj eğer önceden ne kadar rahat tahmin edilebilir veya ne kadar yüksek olasılıkta ortaya çıkabilirse o mesajın taşıdığı enformasyon da o kadar az olacaktır. Bir kanaldan  $m_1$  ve  $m_2$  mesajları gönderilsin,  $m_1$  mesajının gönderilme ihtimali  $P(m_1)$  ve  $m_2$  mesajının gönderilme ihtimali  $P(m_2)$  olsun. Bu durumda kanaldan aktarılan işaretler, bu işaretlerin gelme olasılıkları ve kanaldan aktarılan enformasyon aşağıdaki Tablo 2.1'deki gibi özetlenebilir.

**Tablo 2.1:** Enformasyon özet tablosu.

İşaret	Gelme Olasılığı	Enformasyon
$m_1$	$P(m_1)$	$I_1$
$m_2$	$P(m_2)$	$I_2$
$m_1 + m_2$	$P(m_1) P(m_2)$	$I_1 + I_2$

Tablo 2.1'den de anlaşılacağı gibi birbirinden bağımsız her iki işaretin aynı anda gelmesi veya farklı olayların aynı anda oluşması olasılığı, olayların oluşma olasılıklarının çarpımına eşitken, oluşan enformasyon ise her iki olayın içerdikleri enformasyonların toplamına eşittir. Buradan enformasyon kavramıyla olasılık kavramı arasında logaritmik bir bağ olduğu çıkartılabilir ve bu bağ (2.1) denklemiyle gösterilebilir. [20]

$$I_m = \log \frac{1}{P_m} = -\log P_m \quad (2.1)$$

## 2.2 Entropi

Sembol başına taşınan ortalama enfomasyona entropi denir. H ile gösterilir. Genel olarak denklem (2.2)'deki gibi tanımlanabilir.

$$H \equiv \sum_{m=1}^m P_m I_m \equiv \sum_{m=1}^m P_m \log \frac{1}{P_m} \quad (2.2)$$

## 2.3 Kanal Kapasitesi

Kanal kapasitesi, birim zamanda bir kanaldan ne kadar enfomasyon aktarılabileceğinin bir ölçüsüdür. Gürültünün varolduğu bir ortamda kanal kapasitesini (2.3)'deki gibi vermek mümkündür. [21]

$$C = W \log_2 \frac{P + N}{N} \equiv W \log_2 (1 + SNR) \quad (2.3)$$

(2.3) ifadesi aynı zamanda Shannon teoremi olarak adlandırılır. Bu formülde C [bit/sn] cinsinden kanal kapasitesini, W [Herz] cinsinden bant genişliğini, P aktarılan işaretin [watt] cinsinden gücünü, N ise ortamdaki gürültünün [watt] cinsinden gücünü ifade eder.

## 2.4 Hata Olasılığı

Bir haberleşme kanalından enfomasyon aktarırken kanaldaki gürültüye bağlı olarak aktarılan işaretler alıcı tarafta farklı algılanabilir. Gönderilen sembolün ya da bit dizisinin kanaldaki gürültüye bağlı olarak farklı algılanması olasılığına hata olasılığı denir. [22]

Kanaldaki gürültü işaretinin reel AWGN (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü) olduğu düşünölsün. Kanaldan gönderilen işaret  $x$ , alıcı tarafından alınan işaret  $y$  ise ve gürültü terimi  $n$  alınırsa, alıcı tarafında formöl (2.4a)'daki işaret oluşur.

$$y = x + n \quad (2.4a)$$

Burada gönderilen ve alınan semboller (2.4b) ve (2.4c)'deki formda yazılabilirler.

$$x = (x_1, \dots, x_k)^T \quad (2.4b)$$

$$y = (y_1, \dots, y_k)^T \quad (2.4c)$$

Verici tarafında  $x$  işareti gönderilsin. Bu işaret alıcı tarafta  $\hat{x}$  olarak algılsın. Bu durumda hata olasılığı  $P(x \mapsto \hat{x})$  olarak gösterilir. Karar değişkeni  $X$ , gönderilen ile alınan işaretlerin Öklit uzaklıklarının karelerinin farkı olarak denklem (2.5)'deki gibi tanımlanabilir.

$$X = \left\| y - x \right\|^2 - \left\| y - \hat{x} \right\|^2 = 2 \left[ \left( y - \frac{x + \hat{x}}{2} \right) \left( \hat{x} - x \right) \right] \quad (2.5)$$

Ölçeklenmiş karar değişkeni (2.6)'da verilmiştir.

$$\tilde{X} = \frac{1}{4d} X \quad (2.6)$$

Burada gönderilen işaret ile alınan işaret arasındaki vektörel orta nokta (2.7)'deki gibi tanımlasın.

$$\dot{d} = \frac{1}{2} (\hat{x} - x) \quad (2.7)$$

Bu durumda (2.4) formülü kullanılarak (2.8) denklemini çıkarmak mümkün olur.

$$x = \frac{1}{2} (x + \hat{x}) - \dot{d} \quad (2.8)$$

Buradan  $\tilde{X}$ , (2.9) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$\tilde{X} = (-\dot{d} + n) \frac{\dot{d}}{d} \quad (2.9)$$

Bu durumda gürültü vektörünün izdüşümü olan  $\dot{n}$  (2.10)'daki gibi gösterilebilir.

$$\dot{n} = n \frac{\dot{d}}{d} \quad (2.10)$$

$\dot{n}$  ortalaması sıfır ve varyansı  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$  olan Gauss rastlantı değişkenidir. (2.9) ve (2.10) denklemlerinden (2.11) denklemini elde edilebilir.

$$\tilde{X} = (-d + \dot{n}) \quad (2.11)$$

(2.11) denkleminde de hata olasılığı (2.12)'deki gibi verilebilir.

$$P(\tilde{X} > 0) = P(\dot{n} > \dot{d}) = Q\left(\frac{d}{\sigma}\right) \quad (2.12)$$

$Q(x)$  (2.13)'de gösterildiği gibi bir Gauss hata fonksiyonudur.

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (2.13)$$

Bu durumda hata olasılığı (2.14)'deki gibi hesaplanabilir. [22]

$$P(x \mapsto \hat{x}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{4N_0} \|x - \hat{x}\|^2}\right) \quad (2.14)$$

## 2.5 Elektromanyetik Alan Şiddetleri

Elektromanyetik kuvvet doğada bulunan dört kuvvetten biridir. Fizikçi David Griffiths'e göre elektromanyetik alan şiddeti şöyle tanımlanır: "Bir elektrik yükü, tüm uzayda varlığını hissettiren elektrik ve manyetik alanlar oluşturur; bu alan içinde yer alan diğer her yük bir kuvvet hisseder. İşte bu kuvvete de elektromanyetik alan kuvveti denir". [23]

Elektromanyetik alan şiddeti kavramını üç ana durumla incelemek mümkündür. Bu durumlar aşağıda verilmiştir. [24]

### 2.5.1 Boş uzay sabit alıcı verici antenler için elektrik alan şiddeti

Boş uzay sabit alıcı verici antenler için elektrik alan şiddeti denklem (2.15)'deki gibi gösterilebilir.

$$E_r(f, t, u) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cdot \cos 2\pi f(t - \frac{r}{c})}{r} \quad (2.15)$$

(2.15) nolu formülde,  $f$  gönderim frekansı,  $t$  zaman,  $\alpha(\theta, \psi, f)$  verilen yöndeki anten desenlerinin (pattern) çarpımıdır. Alıcı antenin bulunduğu yer de  $u = (r, \theta, \psi)$  olarak verilir.  $c$  ışık hızıdır.  $r$  ise alıcı ve verici anten arasındaki mesafedir.  $\cos 2\pi f(t)$  terimi de iletilen işaretin sinüzoidal yapısını temsil edebilmek için verilmiştir. Alıcı ve verici arasındaki kanalı lineer zamandan bağımsız (LTI) kanal olarak tanımlamak mümkündür. Belirli bir  $u$  pozisyonu için sistem fonksiyonu (2.16)'daki gibi tanımlanabilir.

$$H(f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) e^{2\pi j f r / c}}{r} \quad (2.16)$$

### 2.5.2 Boş uzay hareketli anten durumu için alan şiddeti

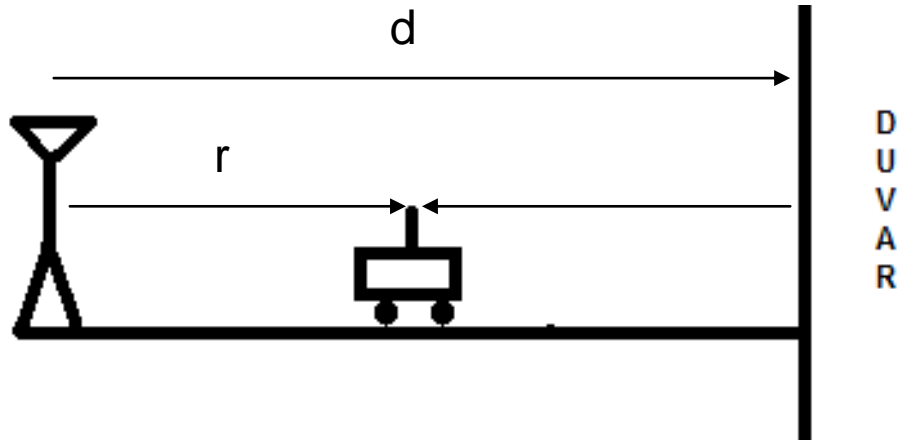
Boş uzayda hareketli anten durumu için alıcı antende oluşan elektromanyetik alan şiddeti değeri denklem (2.17)'de verilmiştir.

$$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cdot \cos 2\pi f \left[ \left(1 - \frac{v}{c}\right)t - \frac{r_0}{c} \right]}{r_0 + vt} \quad (2.17)$$

(2.17) denkleminde  $r_0$  verici antenin ilk konumunu verir.  $v$  terimi ise hareketli vericinin hızını vermektedir.

### 2.5.3 Yansıtıcı duvar ve sabit anten durumu için alan şiddeti

Aşağıdaki şekilde alıcı antenin aldığı elektromanyetik alan şiddetinin, verici antenin ilettiği  $\cos 2\pi f(t)$  sinüzoidal terim ile bu işaretin duvardan yansımalarının toplamı şeklinde olduğu gösterilmektedir.



Şekil 2.1 : Direkt yol ile yansıma yolunun gösterimi.

Bu durum için elektromanyetik alan şiddeti denklem (2.18)'deki gibi verilebilir.[24]

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos 2\pi f \left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} - \frac{\alpha \cos 2\pi f \left(\frac{2d - r}{c}\right)}{2d - r} \quad (2.18)$$

Alınan işaret giden ve yansiyarak gelen iki işaretin  $f$  frekansı için toplamıdır. Bu iki dalga arasındaki faz farkı denklem (2.19)'daki gibi yazılabilir.

$$\Delta\theta = \left( \frac{2\pi f(2d-r)}{c} + \pi \right) - \left( \frac{2\pi fr}{c} \right) \quad (2.19)$$

İki dalga arasındaki faz farkı  $2\pi$  olunca iki işaret birbirlerini kuvvetlendiren yapıcı girişim yaparlar. Böylece alınan işaret kuvvetlenmiş olur. Eğer faz farkı  $\pi$ 'nin tek katları olursa, yıkıcı girişim oluşur ve alınan işaret zayıflar.

## 2.6 Evre-Uyumluluk Kavramı

İşarete girişime bağlı olarak tepeler ve çukurlar oluşur. Tepe ile çukurlar arasındaki fark evre-uyumlu aralık olarak tanımlanır. Bu aralık (2.20)'deki gibi gösterilebilir.

$$\Delta x_c = \lambda/4 \quad (2.20)$$

Denklem (2.20)'de dalga boyu standart bir şekilde (2.20a)'daki gibi tanımlanır.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.20a)$$

Yapıcı ve yıkıcı dalgalar frekansa bağlı olarak da değişirler. Sabit bir  $r$  değeri için,  $f$  değeri, denklem (2.21)'deki gibi değiştiğinde işaret ya bir tepe veya bir çukur yapar.

$$\frac{1}{2} \left( \frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1} \quad (2.21)$$

Duvardan yansiyarak gelen dalganın geliş süresi ile doğrudan gelen dalganın geliş süresi arasındaki fark çoklu yol gecikme saçılması olarak tanımlanır. Bu ifade denklem (2.22)'de gösterilmiştir.

$$T_d = \frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \quad (2.22)$$

Diğer bir değişle farklı sinyal yolları için en uzun yayılım (propagasyon) gecikmesi ile en kısa yayılım gecikmesi arasındaki fark olarak da tanımlanabilir. Bunun bir sonucu olarak frekans  $\frac{1}{T_d}$  ile orantılı olarak değişirken yapıcı ve yıkıcı girişim

dalgaları da önemli bir biçimde değişir. Gecikme saçılmasının tersi olan bu parametreye evre uyumlu bant genişliği denir. Evre uyumlu bant genişliği  $W_c$  aşağıdaki (2.23) formülündeki gibi yazılabilir. [24]

$$W_c = \frac{1}{2T_d} \quad (2.23)$$

Kablosuz kanallar hem frekans hem de zamanda değişirler. Zamandaki değişim, diğer bir değişle zaman evre uyumluluğu, bir kanalın belirli bir zaman aralığında ne kadar hızlı değiştiiğini gösterirken, frekansta değişim, diğer bir değişle frekans evre uyumluluğu, kanalın frekans değişimlerinde ne kadar hızlı değiştiiğinin bir göstergesidir.

Zaman evre uyumluluğu, evre uyumluluk süresiyle ( $T_c$ ) verilir. Bu süre (2.24) formülündeki gibi verilebilir,

$$T_c = \frac{1}{4D_s} \quad (2.24)$$

olarak hesaplanabilir. (2.24) ifadesinde verilen  $D_s$  yani Doppler saçılması değeri Doppler kaymaları arasındaki en büyük farktır. Doppler saçılması arttıkça evre uyumluluk süresi düşer, yani kanal çok daha kısa süreler içinde değişiklik gösterir.

## 2.7 Kanal Karakterini Etkileyen Durumlar

Kanal karakteristiklerini belirleyen sönümlenme ve saçılma parametreleri vardır. Önemli parametreler aşağıda anlatılmıştır. Parametrelerin özetine Tablo 2.2'den erişilebilir.

### 2.7.1 Hızlı Sönümlenme

Kanalın evre uyumluluk süresinin kanalın gecikme gereksinimlerinden büyük olması durumudur. Kanal karakteristiğinin hızlı bir şekilde değiştiiğinin bir göstergesidir. Hızlı sönümlenmeli kanallarda gönderilen her sembol için kanalların ayrı kanal kazanç katsayıları aldığı düşünülebilir.

### 2.7.2 Yavaş Sönümlenme

Kanalın evre uyumluluk süresinin kanalın gecikme gereksinimlerinden küçük olması durumudur. Kanal karakteristiğinin yavaş bir şekilde değiştiiğinin bir göstergesidir.

### 2.7.3 Düz Sönümlenme

Giriş işaretinin bant genişliği  $W_c$  evre uyumlu bant genişliği değerinden küçük olduğu durumdaki kanala düz sönümlenmeli kanal denir. Bu durumda gecikme



saçılması  $T_d$  bir sembol periyodu olan  $\frac{1}{W}$  değerinden daha küçük olur. Kanaldaki her bir frekans değeri birbirine yakın miktarda sönümlenir. Düz sönümlemeli kanallarda iletim periyodu boyunca kanalın sabit kaldığı düşünülebilir.

#### 2.7.4 Seçici Sönümlenme

Giriş işaretinin bant genişliği  $W_C$  evre uyumlu bant genişliği değerinden büyük olduğu durumdaki kanala seçici sönümlenmeli kanal denir. Kanaldaki her frekans değeri farklı miktarlarda sönümlenir.

Kanal karakteristikleriyle ilgili bilgiler Tablo 2.2’de özetlenmiştir. [24]

**Tablo 2.2:** Kanal karakteristikleri özeti.

Kanal Türü	Kanal Karakteristiği
Hızlı Sönümlenme	$T_C \ll \text{Gecikme Gereksinimi}$
Yavaş Sönümlenme	$T_C \gg \text{Gecikme Gereksinimi}$
Düz Sönümlenme	$W \ll W_c$
Seçici Sönümlenme	$W \gg W_c$
Düşük Saçılmalı	$T_d \ll T_C$

#### 2.8 İstatistiksel Kanal Modelleri

Matematiksel olarak bir kablosuz kanalın modellenebilmesi için kanalın en azından istatistiksel bir modelle örtüşürülmesi gerekmektedir. Bu açıdan bakıldığında oluşturulabilecek en basit kanal modelinin aşağıdaki varsayımlar ışığında yapılması gerekmektedir. Bu varsayımlar:

- Sonsuz sayıda yansıma olması
- Oluşan yansımaların istatistiksel olarak bağımsız olması
- Oluşan saçılmaların istatistiksel olarak bağımsız olması
- Saçılma ve yansıma yollarından geçen işaretin rasgele genlik değerlerine sahip olması

i.ci yolun fazı  $\varphi_i$ , (2.25)'deki gibi tanımlanabilir.

$$\varphi_i = 2\pi \cdot f_c \cdot \tau_i \quad (2.25)$$

(2.25) denklemindeki tanıma bakıldığında fazın  $2\pi$ 'nin katlarıyla doğru orantılı olarak değiştiği gözükmemektedir.  $f_c \cdot \tau_i$  değeri de  $d_i/\lambda$  oranıyla orantılıdır. Burada  $d_i$  i.ci yolda alınan mesafe,  $\lambda$  ise taşıyıcı dalganın dalga boyudur. Aynı formüldeki  $\tau_i$  değeri ise sürekli zaman çoklu yol sönümlenmeli kanal işaretindeki giriş işaretindeki zaman kaymasıdır. Çoklu yol sönümlenmeli kanallar için sürekli ve kesikli zaman işaretleri aşağıdaki (2.26) ve (2.27) formüllerindeki gibi verilebilir.

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) + w(t) \quad (2.26)$$

$$y[m] = \sum_l h_l[m]x[m-l] + w[m] \quad (2.27)$$

Burada  $h_l[m]$  değeri (2.27a) denklemindeki gibi yazılabilir. [24]

$$h_l[m] = \sum_i a_i(m/W)e^{-j2\pi f_c \tau_i(m/W)} \sin c[l - \tau_i(m/W)W] \quad (2.27a)$$

## 2.9 Kablosuz Haberleşmedeki Kısıtlamalar

Haberleşme sistemlerinin temel problemi, Claude Shannon'un dediği gibi, bir noktadan verilen mesajın veya mesaj işaretinin başka bir noktadan tamamen veya kısmen elde edilmesidir. [25]

Genel anlamda bakıldığında kablosuz haberleşmedeki kısıtlamaları yedi ana başlıkta sıralamak mümkündür:

- Mobil terminallerdeki çıkış gücü seviyesi
- Ortamın girişim güç seviyesi
- Ortamdaki gürültü seviyesi
- Bozunum (distorsiyon)
- Kullanılabilecek sınırlı bant genişliği
- Kapsama alanı problemleri (saçılma ve sönümlenmeler)
- Alıcı tarafındaki donanımsal sınırlamalar

- Çevresel faktörler

### **2.9.1 Mobil Terminallerdeki (MT) Çıkış Gücü**

Hareket eden kablosuz cihazların (örneğin cep telefonlarının) taşınabilir olması için belirli ölçülerde olması gereklidir. Bu yüzden sınırlı bir pil ömrüne sahiptirler. MT'lerdeki çıkış gücünün yükseltilmesi pil ömrünü düşürecek ve bu nedenle cihazlar kullanılmaya elverişli olmaktan çıkacaklardır. Ayrıca uluslararası standartlar gereği her MT'nin çıkış gücünün belirli bir aralıkta bulunması gereklidir. [26]

### **2.9.2 Ortamın Girişim Güç Seviyesi**

Girişim, diğer adıyla enterferans aynı (ya da yakın) frekanslarda yayın yapan cihazların gönderdiği işaretlerin birbirlerine karışmaları sonucu oluşur. Diğer bir deyişle girişim, çok kere insanlar tarafından oluşturulan ve gönderilen işarete benzeyen yabancı işaretlerin neden olduğu bozulmalardır. [27] Ortamdaki girişimin varlığı, alıcı tarafta temiz işaret alınmasını engeller ve çeşitli haberleşme problemlerine yol açar.

### **2.9.3 Ortamdaki Gürültü Seviyesi**

Yayın yapan her cihaz haberleşme kanalı için bir gürültü kaynağıdır. Gürültüyü oluşturan bir diğer etken de günlük hayatta kullanılan elektronik aletlerdir. İçinden akım geçen her elektronik alet de çevresinde bir elektromanyetik alan oluşturur ve bu da haberleşme sistemleri için bir gürültü kaynağıdır. Diğer bir ifadeyle, gürültü rasgele ve önceden tahmin edilemeyen elektriksel işaretlerdir. [27] Genel anlamda girişim de gürültü olarak sayılabilir.

### **2.9.4 Bozunum (Distorsiyon)**

İdeal olmayan sistem cevabından dolayı işaretin biçimindeki değişme olarak tanımlanabilir. Gürültü ve girişimden farkı işaret kesildiği anda bozunumun da ortadan kalkmasıdır. [27]

### **2.9.5 Kullanılabilecek Bant Genişliği**

Kablosuz haberleşme için ayrılan bant genişliği kaynağı sınırlıdır. Bulunulan ülkenin telekomünikasyon otoritesinin belirlediği frekans aralığının dışında yayın yapılamaz. [28] Ayrıca yeni frekans satın almak ekonomik bir çözüm olmadığı için en son

düşünülecek bir çözümdür. Bu yüzden bant genişliği de haberleşmeyi kısıtlayan bir etkidir.

### **2.9.6 Kapsama Alanı Problemleri (Saçılma ve Sönümlenmeler)**

Günümüzde mobil haberleşmenin büyük çoğunluğu ekonomik açıdan zengin olan kentsel (metropolitan) bölgelerde gerçekleşmektedir. Kentsel bölgelerdeki bina yoğunluğunun yüksek olması ve bina yapımında kullanılan materyaller de elektromanyetik dalgaların düzgün bir şekilde yayılmasına izin vermez ve oluşan çoklu yol yansımaları nedeniyle gönderilen işarette çeşitli sönümlenmelerin oluşmasına neden olur. Ayrıca mobil ünite ile baz istasyonu arasındaki mesafe uzadıkça kullanılan frekansın yüksekliği ile doğru orantılı olarak yayılım zayıflaması da oluşacaktır. [29]

### **2.9.7 Alıcı Tarafındaki Donanımsal Kısıtlamalar**

Kullanılan alıcılar genel itibarıyla aynı frekansta baz istasyonundan mobil terminale doğru alım ve mobil terminalden baz istasyonuna doğru gönderim yapamazlar. Eş frekanslı olarak alım ve gönderim yapmak, alınan sinyal seviyesi ile gönderilen sinyal seviyesi arasında büyük farklar olduğundan dolayı pek mümkün değildir. Bu tarz bir işlemin gerçekleşmesi (alıcı ve vericinin aynı donanıma sahip olması) mobil terminale gelen gücün yüksek olması nedeniyle alıcı taraftaki giriş katlarını yakabilir. Bu yüzden giriş katlarında çeşitli sınırlayıcılar ve filtreler kullanılmalıdır. Bunun bir sonucu olarak donanımlar karmaşıklaşır ve ekonomik olmaktan çıkarlar.

### **2.9.8 Çevresel Faktörler**

Çevresel faktörler mobil haberleşmenin sağlıklı yapılmasına olumsuz etki etme potansiyeline sahiptir. Kullanılan taşıyıcı frekansın havadaki gazlar ve su buharıyla etkileri, var olan yağış rejimi, bitki örtüsü, bölgenin coğrafi yapısı gönderilen işarette zayıflamalara ve saçılmalara yol açması nedeniyle dikkate alınmalıdır. [30]

### **3. İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEME**

#### **3.1 Genel Bilgiler**

Son yıllarda, var olan uzay ve zaman çeşitlemelerine ek olarak yeni bir çeşitleme türü ortaya atılmıştır. İşbirlikçi çeşitleme adı verilen bu teknikte, vericiden alıcıya doğru alternatif yollar oluşturularak anten (uzay) çeşitlemesi sağlanır. Bu yeni teknikte mobil terminallerin birbirleri üzerlerinden haberleşmeleri sağlanılarak kablosuz ağlardaki her birimde tek anten bulunması kısıtlamasının önüne geçilmiş olur. Bu esnada kullanılan terminaller, sensör ağlarındaki sensörler olabileceği gibi, cep telefonları veya kablosuz erişim noktaları (AP) yada kablosuz şebeke arabirim kartları (WNIC) da olabilirler. Böylece, noktadan noktaya haberleşmek yerine çok noktadan tek noktaya, tek noktadan çok noktaya ve çok noktadan çok noktaya haberleşme türleri kullanılmış olur.

#### **3.2 İşbirlikçi Sistem Elemanları**

İşbirlikçi sistemde başlıca üç eleman bulunmaktadır. Bu elemanlar,

- Kaynak (Verici)
- Röle
- Hedef (Alıcı)

olarak adlandırılırlar.

##### **3.2.1 Verici (Kaynak)**

Yayın yaparak kendi enformasyonu gönderen sistem elemanıdır. Genellikle alınan sistem modellerinde tek kaynak olduğu varsayılır. Bazı işbirlikçi sistem protokollerinde iki adet kaynağın da kullanıldığı görülmüştür. [33]

### **3.2.2 Rôle (İletici)**

Kaynaktan aldığı veriyi tekrar üreterek veya sadece kuvvetlendirerek hedefe gönderir. Rôleler yarı çift yönlü (yarı-dubleks) iletim yaparlar. Yani bir zaman kanalında kaynaktan aldıkları işareti dinleyebilirken diğer zaman kanalında bu işareti alıcıya gönderebilirler. Eş zamanlı alım ve iletim yapmak rôle yapısını karmaşıklatacağından tercih edilmeyen bir yöntemdir. Sistemde bir rôle kullanılacağı gibi birden çok rôle de kullanılabilir. Hatta belirli bir rôle grubu iletim görevinde kaynağa yardım ederken başka bir rôle grubu da kaynaktan gelen işaretin alınmasında hedefe yardımcı olurlar. Bu tarz sistemlere sanal çok girişli çok çıkışlı sistemler (virtual MIMO) adı verilir. [32]

### **3.2.3 Hedef (Alıcı)**

Hedef, vericiden gönderilen işaretin algılanması ve ulaşması gereken son noktadır. İstatistiksel olarak bağımsız yollardan gelen işaretler alıcıda çeşitli yöntemlerle birleştirilirler. Birleştirme yöntemleri ile ilgili daha çok bilgiye gelecek bölümdeki “Birleştirme Protokolleri” kısmından ulaşılabilir.

## **3.3 Çeşitleme Uygulamaları**

Çeşitleme, mesajın uzayda, zamanda veya frekansta değişik yollardan alıcıya ulaşması anlamına gelmektedir. Alıcı ile verici arasında farklı yollar kullanılması nedeniyle kötü kaliteli bir kanalı kullanma zorunluluğu ortadan kalkmıştır. Alıcı ile verici arasındaki kanalın kalitesini birbirinden bağımsız iki veya daha fazla kanalın kanal katsayıları belirlemektedir. Genel olarak üç ana çeşitleme uygulaması (uzay, zaman, frekans) olmakla beraber günümüzde beş adet farklı teknikte çeşitleme yapılmaktadır.

### **3.3.1 Uzay (Anten) Çeşitlemesi**

Uzayda kullanılan yolların birbirinden fiziksel olarak farklı olmasıdır. Bu şekilde oluşan kanalların sönümlenme karakteristikleri birbirlerinden farklı olur ve çeşitleme sağlanır. [33] Çeşitlemenin sağlanabilmesi için alıcı veya verici tarafta birbirlerinden yeterince uzakta antenler kullanılması gereklidir. Özellikle mobil ünitelerde bir yerine iki anten kullanmak, antenlerin birbirlerine çok yakın olması nedeniyle kullanılan yollar arasındaki ilişkiyi farklılaştırmaya yetmeyeceği için çok etkin bir

çözüm değildir. Ancak baz istasyonu tarafında bu tarz çözümlere gidilebilir. Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler uzay çeşitlemesinin en çok yapıldığı sistemlerdir. Anten sayısı arttıkça çeşitleme miktarı da artar ancak belirli sayıda antenden fazlasının kullanılması hem ekonomik açıdan hem de kullanılan donanımı karmaşılaştırması açısından pek pratik bir çözüm değildir.

### **3.3.2 Zaman Çeşitlemesi**

Mesajın vericiden alıcıya gönderilirken zamanda ayrılmış birbirinden farklı yollar kullanması, zaman çeşitlemesi olarak adlandırılır. Bunun için gönderilecek işaret zamanda belirli aralıklarla karşı tarafa yollanır. Zaman çeşitlemesinden verim alınabilmesi için, gönderim yapılan yolun istatistiksel karakteristiğinin değişmesine yetecek kadar zaman geçtikten sonra iletim yapılmalıdır. Günümüzde sık kullanılan bir yöntemdir. Alıcı ve verici tarafında tek antenle bu işlem gerçekleştirilebilir. [33] Bu işlem için, hem alıcı hem de verici taraftaki uç birimlerin hassas saatlere sahip olmaları ve karşılıklı senkronize olabilmeleri gerekmektedir. Zaman çeşitlemesine ek olarak gönderilen enformasyon hata denetimi vs. amaçlarla kodlanarak gönderilebilir. Kullanılan kodlar, süper ortogonal uzay-zaman kodları [34], blok kodlar [35], turbo kodlar [6] vs. olabilir.

### **3.3.3 Frekans Çeşitlemesi**

Gönderilen işaretin farklı frekanslarda tekrar tekrar gönderilmesidir. Frekans seçmeli sönmleme nedeniyle, farklı frekanslarda alternatif yollar oluşturularak ve bu yollardan gönderim yapılarak çeşitleme sağlanabilir. [33]

### **3.3.4 Polarizasyon Çeşitlemesi**

İşaretlerin aynı frekansta ve zamanda fakat farklı polarizasyonlarda gönderilmesidir. Hem verici hem de alıcı tarafta farklı polarizasyonlu antenler kullanılmalıdır. [36] Uzay çeşitlemesine benzerlikler taşımaktadır. Mikrodalga radyo haberleşmesinin yapıldığı yerlerde çeşitleme sağlamak veya kapasite arttırmak amacıyla kullanılabilir. Ticari kullanımına, NEC firmasının Pasolink isimli mikrodalga radyo link sistemlerinde kullandığı XPIC özelliği polarizasyon çeşitlemesi sağlaması nedeniyle örnek olarak verilebilir.

### **3.3.5 Kodlama Çeşitlemesi**

Gönderilen işaretin farklı ortogonal kodlar ile kodlanarak birden fazla kodlama kombinasyonu ile alıcıya iletilmesidir. Aynı şekilde, alıcıda da kod çözme ve birleştirme işlemleri yardımıyla haberleşme kalitesi artırılabilir. Kodlama çeşitlenmesine örnek olarak kod bölme çoklu erişim (CDMA) yöntemleri verilebilir.

Yukarıda anlatılan çeşitleme çözümlerinin hepsi haberleşme kalitesindeki kısıtlardan kurtulmak ve haberleşme kalitesini arttırmak için kullanılabilir. [33]

#### **3.3.5.1 Kod Bölme Çoklu Erişim (CDMA)**

Kod bölme çoklu erişim (CDMA) metodu saçılma spektrumu modülasyonu aracılığıyla gerçekleştirilen bir tekniktir. Saçılma spektrumu modülasyonu ise iki şekilde gerçekleştirilebilir. Bu metotlar aşağıda verilmiştir:

- Direkt dizi yayılması spektrum tekniği
- Frekans toplama tekniği

#### **Direkt dizi yayılması spektrum tekniği**

Bu teknikte iki aşama vardır. Birinci aşamada var olan veri genişbantlı kodu modüle eder. Bu kod sayesinde dar bantlı işaret geniş bantlı işarete dönüştürülür. İkinci aşamada ise geniş bantlı işaret faz kaydırmalı anahtarlama tekniği ile (Ör BPSK) tekrar modüle edilir. [37]

#### **Frekans toplama tekniği**

Frequency toplama tekniğinde ilk aşama direkt seri saçılma spektrumu tekniğindekiyle aynıdır. İkinci aşamada ise veri ile modüle edilmiş geniş bantlı işaretin taşıyıcı frekansı sözde-rasgele (pseudo-random) bir şekilde değiştirilir.

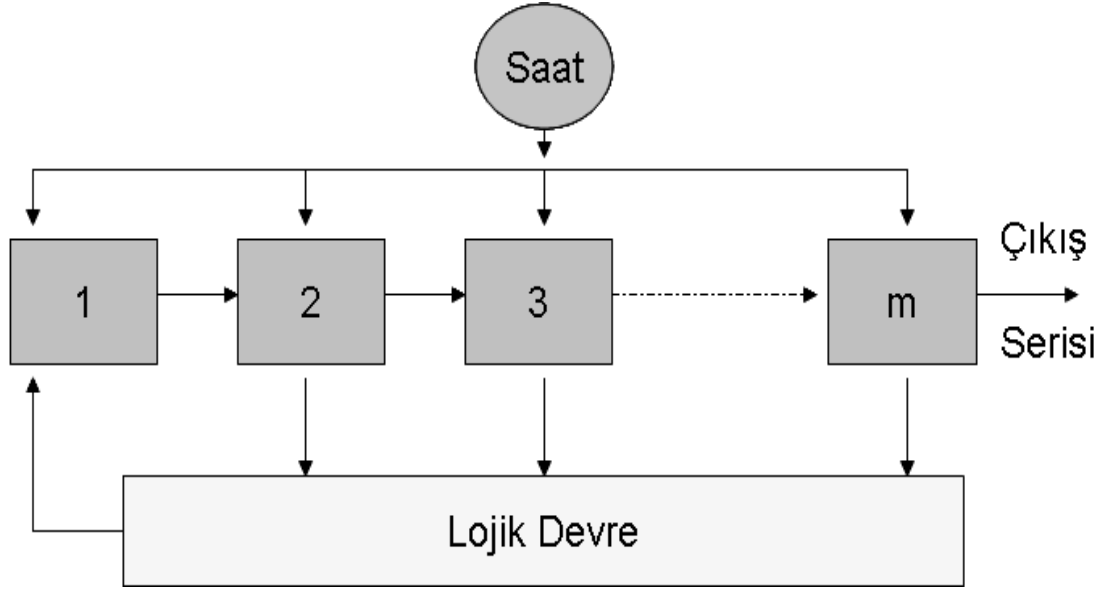
Her iki tekniğin de kullanılabilmesi gürültüye benzeyen bir saçılma kodunun var olması gerekmektedir. Bu koda sözde gürültü serisi denir. [37]

#### **Sözde Gürültü Serisi (PN)**

Sözde gürültü, gürültüye benzeyen bir dalga formuna sahip olan periyodik ikili seridir. Genellikle geri beslemeli kaydırmalı yazıcı ile sağlanır. Bu yazıcının içinde m adet sadece iki hafıza değerini tutabilen kapanlar vardır. Ayrıca kaydırmalı yazıcının çıkışından alınan ikili işaret girişe bir geri besleme ile tekrar getirilmektedir. Devre tek bir saat yardımıyla çalışır. Her saat darbesinde kapanların hafızasındaki değer bir sonraki kapana kaydırılır ve geri besleme yolundaki



mantıksal devrede yeni ikili değer üretilip ilgili kapanın değeri güncellenir. Şekil 3.1’de sözde gürültü serisini üreten devre gösterilmiştir.



**Şekil 3.1 :** Geri beslemeli kaydırmalı yazıcı devresi

$s_j(k)$  j.ci kapanın k.cı saat darbesinde tuttuğu değer olsun, bu durumda kaydırmalı yazıcının k.cı saat darbesi geldiği anda içinde barındırdığı değerler kümesi (4.1) ifadesindeki gibi gösterilebilir.

$$\{s_1(k), s_2(k), s_3(k), \dots, s_m(k)\} \quad k \geq 0 \quad (4.1)$$

Başlangıç anında da k'nın değeri sıfırdır. Kaydırmalı yazıcının tanımından (4.2)'deki eşitlik elde edilebilir.

$$s_j(k+1) = s_j(k), \quad \begin{cases} k \geq 0 \\ 1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (4.2)$$

Elde edilen bu ifadede  $s_0(k)$  k.cı saat darbesi geldiği anda ilk kapana uygulanan giriş değerini belirtmektedir. Belirlenmiş bir m değeri için geri beslemeli kaydırmalı yazıcının çıkışında istenilen özel sahte gürültü serisi oluşturulur. m kapana sahip bir kaydırmalı yazıcı devresinde oluşabilecek durumların sayısı, diğer bir deyişle durum uzayının büyüklüğü  $2^m$  olur. Bu nedenle, oluşturulan sözde gürültü serisi en fazla  $2^m$  sembollük bir periyoda sahip olacak ve kendini her  $2^m$  sembolde tekrarlayacaktır. Kaydırmalı yazıcı eğer geri besleme yollarında sadece modül-2 toplayıcıları kullanılırsa doğrusal olur. Böylece, sıfır durumuna (tüm kapanların sıfır tutması) izin verilmemesini sağlar. Bu şekilde bir tanımlamaya gidilmesinin

nedeni, sıfır durumunda geri besleme yolunda üretilen  $s_0(k)$  değeri her zaman için sıfır olacaktır. Böylece kaydırmalı yazıcı her zaman için sahip olacağı sıfır durumunu koruyacak ve çıkışta üretilen seri tamamen sıfırlardan meydana gelecektir. Bunun bir sonucu olarak doğrusal geri beslemeli kaydırmalı yazıcı için periyot  $2^m - 1$ 'i aşamaz. [37]

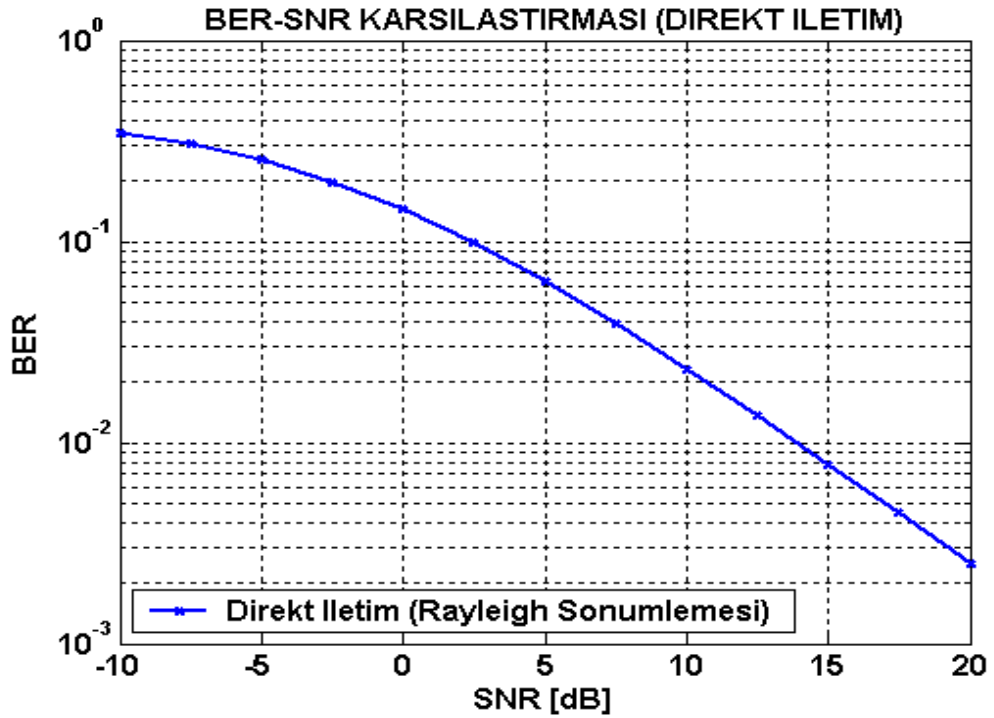
Not: Eğer periyot  $2^m - 1$  ise bu seriye en büyük uzunluklu seri denir.

### 3.4 Önerilen Modeller

Bu bölümde işbirlikçi çeşitleme konusunda geliştirilmiş erişim modellerine yer verilecektir.

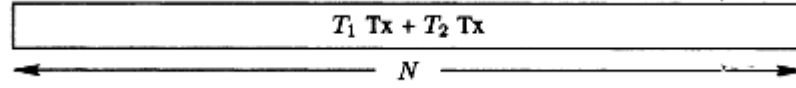
#### 3.4.1 Girişimli Direkt İletim

Bu teknikte her iki kullanıcı da aynı zaman aralığında yayın yaparlar. Tabii ki eş zamanlı yayının sonucu olarak alıcı (baz istasyonu) tarafında girişim oluşur. Herhangi bir işbirliği kullanılmaz. Şekil 3.2'de Rayleigh sönümlmeli kanaldaki direkt iletme ilişkin bit hata oranı (BER), işaret gürültü oranı (SNR) grafiği çizdirilmiştir. Şekil 3.3'den ilgili zaman diyagramına ulaşılabilir. [2]

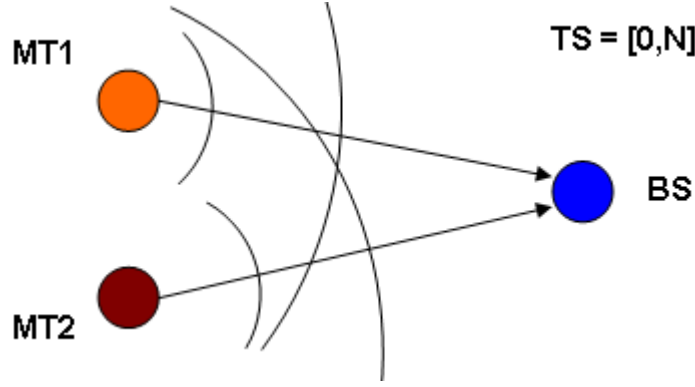


Şekil 3.2 : Direkt iletim için BER-SNR grafiği

Şekil 3.4'den sistem topolojisine ulaşılabilir.



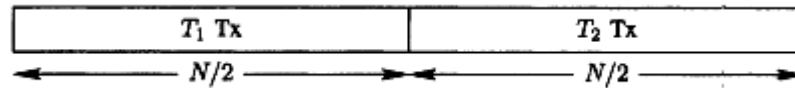
Şekil 3.3 : Girişimli direkt iletim zaman diyagramı



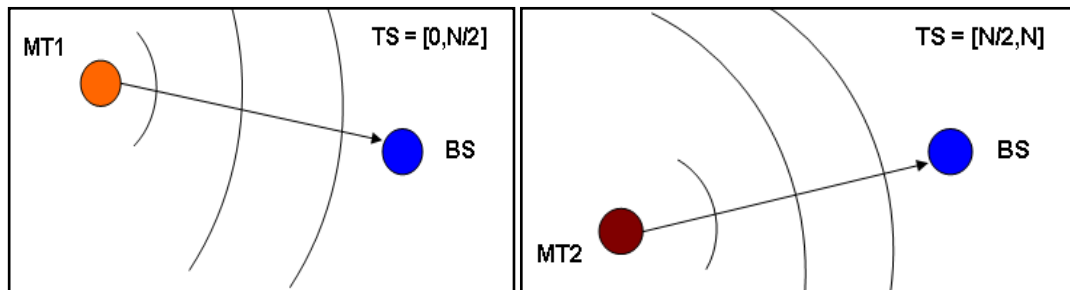
Şekil 3.4 : İşbiriksiz girişimli direkt iletim sistem topolojisi

### 3.4.2 Dik (Ortogonal) Direkt İletim

Her kullanıcının birbiriyle çakışmayan zaman aralıklarında iletim ortamını paylaşmalarıdır. Zaman paylaşımına bir yapı vardır. İletim periyodunun ilk yarısında bir numaralı kullanıcı yayın yaparken, periyodun ikinci yarısında iki numaralı kullanıcı yayın yapar. [2] Şekil 3.5'de ilgili zaman diyagramı, Şekil 3.6'da ise sistem topolojisi gösterilmiştir.



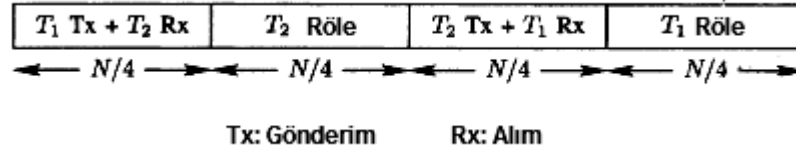
Şekil 3.5 : Dik (ortogonal) direkt iletim zaman diyagramı



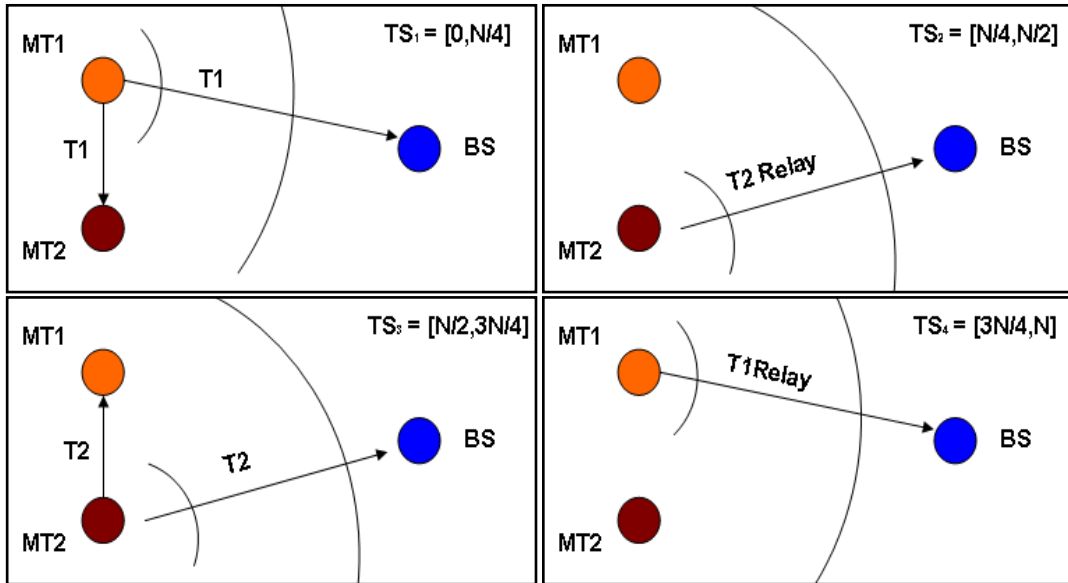
Şekil 3.6 : Dik direkt iletim için sistem topolojisi

### 3.4.3 Dik (Ortogonal) İşbirlikçi Çeşitleme

Mobil terminaller yine birbirleriyle zaman paylaşımı olarak iletim ortamını kullanırlar; ancak birinci kullanıcının yaptığı yayın sadece BS tarafından alınmaz. Aynı zamanda ikinci kullanıcı da bu yayını alır. İkinci zaman periyodunda ikinci kullanıcı birinci kullanıcıdan aldığı enformasyonu çeşitli protokoller yardımıyla yeniden üreterek, kodlayarak veya kuvvetlendirerek BS'ye doğru tekrar gönderir. Aynı işlem üçüncü ve dördüncü zaman periyotlarında birinci kullanıcı tarafından ikinci kullanıcı için yapılır. [2] Şekil 3.7'den işbirliğinin yapıldığı ilgili zaman diyagramına, Şekil 3.8'den ise dik işbirlikçi çeşitlemedeki sistem topolojisine ulaşılabilir. Bu durum iki kaynaklı durum olarak da modellenilebilir.



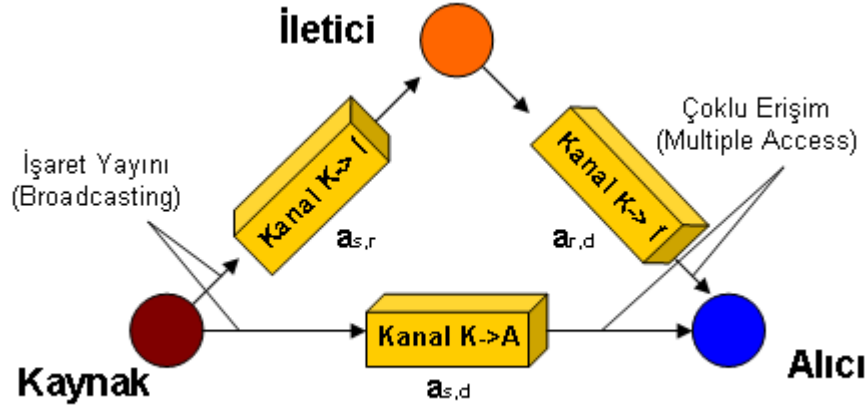
Şekil 3.7 : Dik işbirlikçi çeşitleme zaman diyagramı



Şekil 3.8 : Dik işbirlikçi çeşitleme sistem topolojisi

#### 3.4.3.1 Eşdeğer Kanal Modeli

Kanal modelini oluştururken, kaynak enformasyonu üreten birim olarak, iletilen aldığı enformasyonu alıcı tarafa gönderen birim olarak, alıcı ise çeşitli yollardan gönderilen enformasyonu birleştirerek alan birim olarak tanımlanır.



Şekil 3.9 : Dik işbirlikçi çeşitleme için eşdeğer kanal modeli [24]

Dik direkt iletim için kaynak ile alıcı arasındaki (K->A) kanal modelini (4.3) denklemindeki gibi tanımlayabilmek mümkündür.

$$y_d[n] = a_{s,d} \cdot x_s[n] + z_d[n] \quad (4.3)$$

Burada kanalın ardı ardına N defa kullanıldığı varsayılarak,

$x_s[n]$  kaynaktan gönderilen işaret ( $n=1, \dots, \frac{N}{2}$ ) ve  $y_d[n]$  alıcı tarafta alınan işaret ( $n=\frac{N}{2} + 1, \dots, N$ ) olarak alınabilir. Zamanda bir ayırım yapıldığından dolayı kaynak  $[1, \frac{N}{2}]$  aralığında yayın yaparken, ikinci kaynak bu aralıkta sessizliğini korur ve  $[\frac{N}{2} + 1, N]$  aralığında kendi işaretini gönderir.

Dik işbirlikçi çeşitleme uygulandığında ise kanal modeli, (4.4), (4.5) ve (4.6) formüllerindeki gibi gösterilebilir. [2]

$$y_r[n] = a_{s,r} \cdot x_s[n] + z_r[n] \quad (n=1, \dots, \frac{N}{4}) \quad (4.4)$$

$$y_d[n] = a_{s,d} \cdot x_s[n] + z_d[n] \quad (n=1, \dots, \frac{N}{4}) \quad (4.5)$$

$$y_d[n] = a_{r,d} \cdot x_r[n] + z_d[n] \quad (n=\frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2}) \quad (4.6)$$

Benzer şekilde bloğun geri kalan yarısı için de aynı durum geçerlidir. Aradaki tek fark kaynağın iletilici ile yer değiştirmesidir. (4.3), (4.4), (4.5), (4.6) formüllerinde  $a_{i,j}$  yayılım zayıflamasının ve frekans seçmesiz sönmlemenin (frequency non-selective

fading) etkilerinden oluşur.  $a_{i,j}$  katsayıları, ortalaması sıfır, bağımsız, dairesel simetrik, varyansı  $\sigma^2_{i,j}$  olan kompleks Gauss rastlantı değişkenleridir.  $z_j[n]$  ise alıcı tarafta oluşan alıcı gürültüsü, sistemdeki girişim ve diğer gürültüleri kapsayan ortak terimidir.  $z_j[n]$  katsayılarının da ortalaması sıfır, bağımsız, simetrik ve varyansı  $N_0$  olan kompleks Gauss rastlantı değişkenleridir. İşaret gürültü oranı (SNR) (4.7) formülündeki gibi hesaplanabilir. [2]

$$SNR = \frac{2 \cdot P_c}{N_0 \cdot W} \quad (4.7)$$

(4.7) ifadesinde  $P_c$  yayın yapan terminalin ortalama güç sabitidir (Joule/sn).  $W$  ise kullanılan bant genişliğidir (Hz). Spektral verim  $R$  ise,  $r$  (bit/sn) cinsinden hız olmak üzere (4.8) formülündeki gibi hesaplanabilir. Spektral verimin birimi bit/sn/Hz'dir.

$$R = \frac{2 \cdot r}{W} \quad (4.8)$$

Bir kanalı (SNR,  $R$ ) çiftleriyle tanımlamak da mümkündür. Hatta kanalı (4.9) denklemindeki gibi ( $SNR_{NORM}$ ,  $R$ ) şeklinde veya (4.10)'daki gibi (SNR,  $R_{NORM}$ ) şeklinde tanımlamak daha kompakt bir yapı sağlayabilir. [2]

$$SNR_{NORM} = \frac{SNR}{2^R - 1} \quad (4.9)$$

$$R_{NORM} = \frac{R}{\log_2(1 + SNR \cdot \sigma^2_{s,d})} \quad (4.10)$$

Toplanır beyaz Gauss gürültülü (AWGN) bant genişliği  $\frac{W}{2}$  olan kanal için SNR,  $SNR \cdot \sigma^2_{s,d}$  şeklinde yazılabilir.  $SNR_{NORM} > 1$  ifadesi SNR'ın en küçük spektral verim sağlayacak SNR değeriyle normalize edilmesi sonucunda ortaya çıkar.  $R_{NORM} < 1$  ifadesi de spektral verimin, en büyük elde edilebilir spektral verimle normalize edilmesi sonucu ortaya çıkar. Kanalı tanımlamakta kullanılan ( $SNR_{NORM}$ ,  $R$ ) ve (SNR,  $R_{NORM}$ ) çiftleri arasında çiftleşik (dualite) vardır. Sonuçlar göstermiştir ki ( $SNR_{NORM}$ ,  $R$ ) ifadesinde normalize SNR kazancıyla spektral verim arasında ters orantı vardır. Aynı şekilde çeşitleme sırası (diversity order) ile spektral verim arasında ters orantı bulunmaktadır. Buna aynı zamanda çeşitleme-çoklu erişim ters orantısı (diversity-multiplexing tradeoff) da denir. [2]

**Not:** Çeşitli kaynaklarda  $a_{i,j}$  katsayıları kanal kazancı olarak geçmektedir ve  $h_{i,j}$  şeklinde gösterilmektedir. Benzer şekilde bant genişliği değeri  $W$ , bazı kaynaklarda  $B$  ile sembolize edilirler. Buna ek olarak toplanır beyaz Gauss gürültüsü terimi olan  $z_j[n]$  değeri diğer kaynaklarda  $n_j[n]$  veya  $w_j[n]$  olarak da gösterilmektedir. Bu tez metni içinde de benzer bir gösterim yapılacak olup  $a_{i,j}$  katsayılarının içine ilgili birimin yayın gücü dahil edilmiş olarak kabul edilecektir.  $h_{i,j}$  katsayıları ise ilgili birimin yayın gücünü içermeyecek şekilde kabul edilecektir.

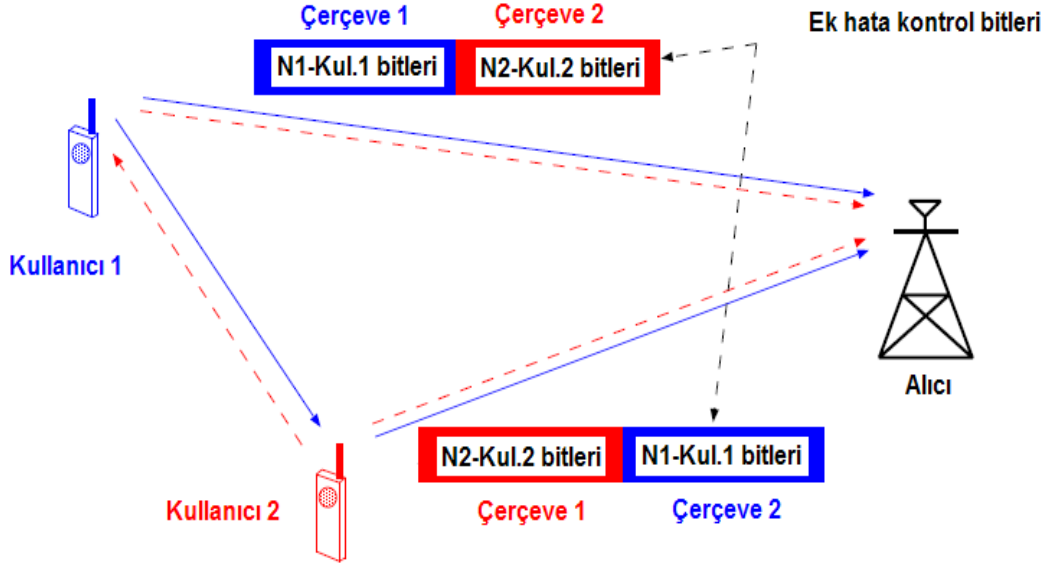
### 3.4.4 Kodlamalı İşbirliği

Kodlamalı işbirliği, işbirliği ile kanal kodlamasını entegre eden bir tekniktir. Bu teknik, her kullanıcının kod kelimelerinin farklı oranlarda birbirlerinden bağımsız sönmülemeli yollardan gönderilmesi şeklinde çalışır. Temel fikir, her kullanıcının gönderdiği enformasyonla işbirliği yaptığı partnerinin enformasyonunun doğru şekilde iletilme olasılığını arttırmak üzerine kurulmuştur. Bu işbirliği işlemi başarısız olduğu takdirde her iki kullanıcı da işbiriksiz duruma geri dönerler. Kodlamalı işbirliğinin veriminin anahtarı bütün bunların altında kullanıcıların birbirlerinden karşılıklı geri besleme almak yerine, önceden tasarlanmış kodların kullanılıyor olmasıdır. [7]

Kullanıcılar kaynak verilerini bloklar haline bölerler ve bunlara hata kontrol amacıyla çevrimsel artıklık kodlarını (CRC) ekleyerek ileteciye doğru gönderirler. Her kullanıcının verisi,  $N_1$  ve  $N_2$  bitlerini içerek şekilde segmentlere ayrılmış kod-kelimeleri oluşturacak şekilde kodlanır. Burada  $N_1$  ilk kullanıcıya ilişkin enformasyon iken,  $N_2$  ikinci kullanıcıya ait enformasyon alanıdır. Diğer bir deyişle gönderilen bloğun büyüklüğü  $N$ , (4.11) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$N = N_1 + N_2 \quad (4.11)$$

Veri iletim periyodu her iki kullanıcı için de iki zaman aralığına bölünmüştür. Çerçeve adı verilen bu aralıklarda her kullanıcı önce kendi enformasyonunu gönderir. Daha sonra da işbirliği yaptığı kullanıcının verisini gönderir. Şekil 3.10'da kodlamalı işbirliğinin çalışma biçimi ve sistem mimarisi gösterilmiştir. [8]

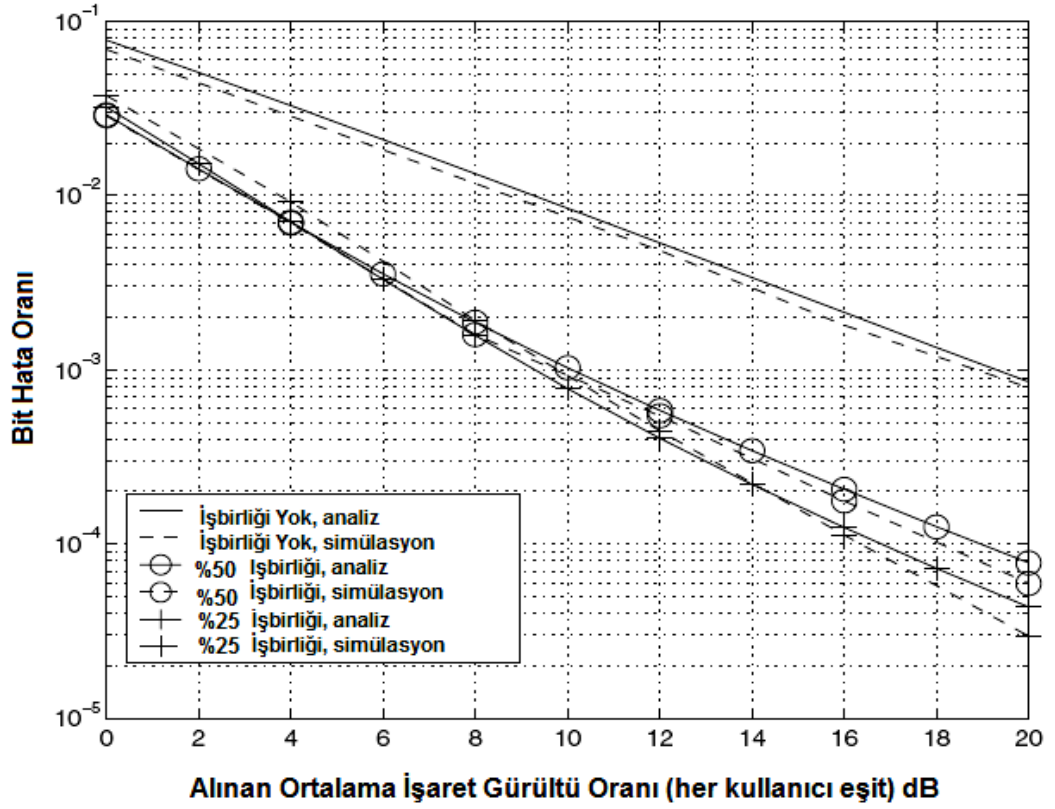


**Şekil 3.10 :** Kodlamalı işbirliğinde sistem mimarisi

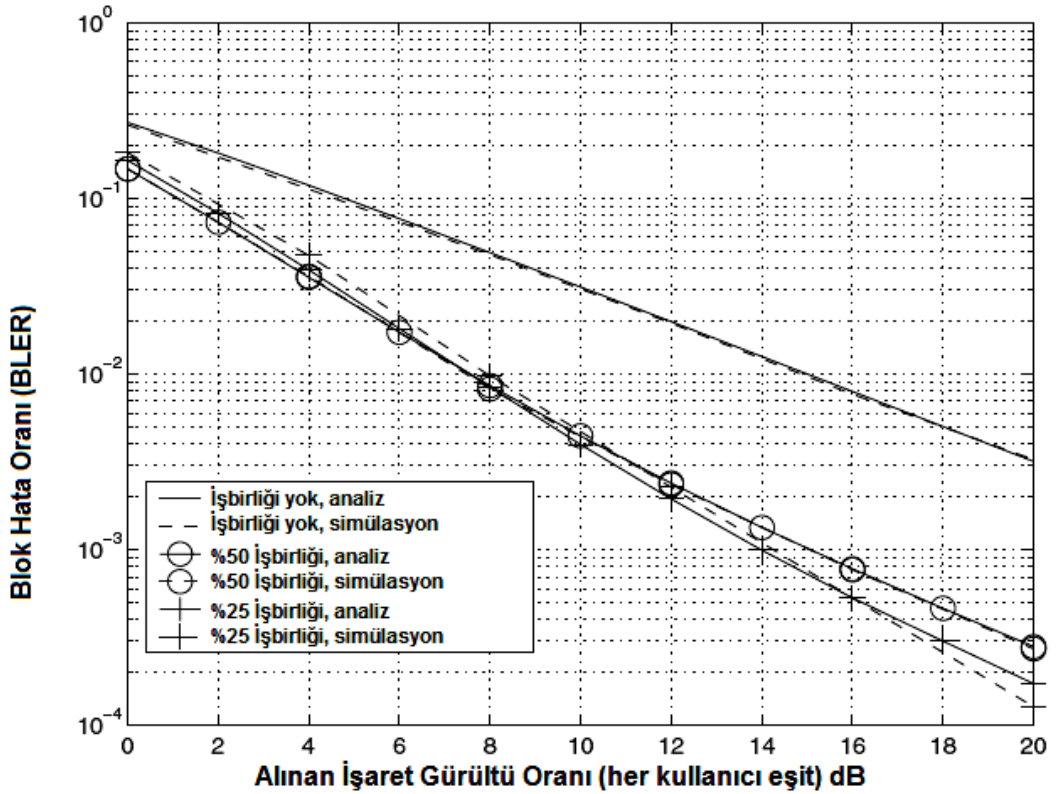
Kodlamalı işbirliği yapılırken çeşitli kodlar kullanılabilir. Bu kodlar blok veya evrişim kodları (Ör: Turbo kodlar veya hız uyumlu delinmiş evrişim kodları (RRPC)) olabilir. RRPC kodlarının tam işbirliği amacıyla kullanıldığı durumda aynı bit hatası için 4-10 dB civarında SNR’da iyileşme olduğu görülmüştür. Ayrıca aynı blok hata oranı için bakılacak olunursa bu iyileşmenin 3-9 dB arasında değişmekte olduğu görülmektedir. [38]

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’deki grafiklerde sırasıyla bit hata oranı BER – SNR ve blok hata oranı BLER – SNR değişimleri çizilmiştir. [38] Her iki grafik de yavaş bayımlı (sönümlenmeli) Rayleigh kanallarının var olduğu ve kullanıcılar arasında gönderim kanalının ortalama 10dB’lik SNR değerine sahip olduğu varsayımı altında çizdirilmiştir.





Şekil 3.11 : RRPC için her kullanıcı tarafından alınan BER-SNR grafiği



Şekil 3.12 : RRPC için her kullanıcı tarafından alınan BLER-SNR grafiği

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’de verilen %50 ve %25 işbirliği koşulları, her kullanıcının işbirliği yaptığı partnerinin ne kadarlık enformasyonunu taşıdığına göre değişmektedir. İşbirliği yüzdesi (İY) (4.12) ve (4.13) formülleri yardımıyla hesaplanabilir.

$$\dot{I}Y_1 = \left[ \frac{N_2}{N_1 + N_2} \right] \cdot 100 \quad (4.12)$$

$$\dot{I}Y_2 = \left[ \frac{N_1}{N_1 + N_2} \right] \cdot 100 \quad (4.13)$$

Her iki kullanıcıda da aynı oranda işbirliğine katıldığından dolayı  $\dot{I}Y_1 = \dot{I}Y_2$  olur.

## 4. İŞBİRLİKÇİ ÇEŞİTLEME PROTOKOLLERİ

İşbirlikçi çeşitleme, kaynak ve röle tarafında iletim protokolleri ve alıcı tarafta birleştirme protokolleri olarak sınıflandırılabilir.

### 4.1 İletim Protokolleri

İletim protokollerini altı ana protokol ailesine bölmek mümkündür.

1. Kuvvetlendir ve ilet protokolü
2. Çöz ve ilet protokolü
3. Seçmeli iletim protokolü
4. Dinamik iletim protokolü
5. Geri beslemeli iletim protokolü
6. Sıkıştır ve ilet protokolü

#### 4.1.1 Kuvvetlendir ve İlet Protokolü

Kuvvetlendir ve ilet protokolünde iletilen terminal kendisine gelen işareti çözmeden kuvvetlendirir ve alıcı tarafa gönderir. Bu protokolün dezavantajı, iletilen gelen giriş işaretinin içinde bulunan gürültü teriminin de kuvvetlendirilerek hedefe gönderilmesidir.

Kanal modeli olarak (4.4), (4.5) ve (4.6) nolu formülleri kullanılabilir.  $n= 1, \dots, \frac{N}{4}$  aralığında  $x_s[n]$  enformasyonu kaynak tarafından iletilene gönderildiğini varsayalım.

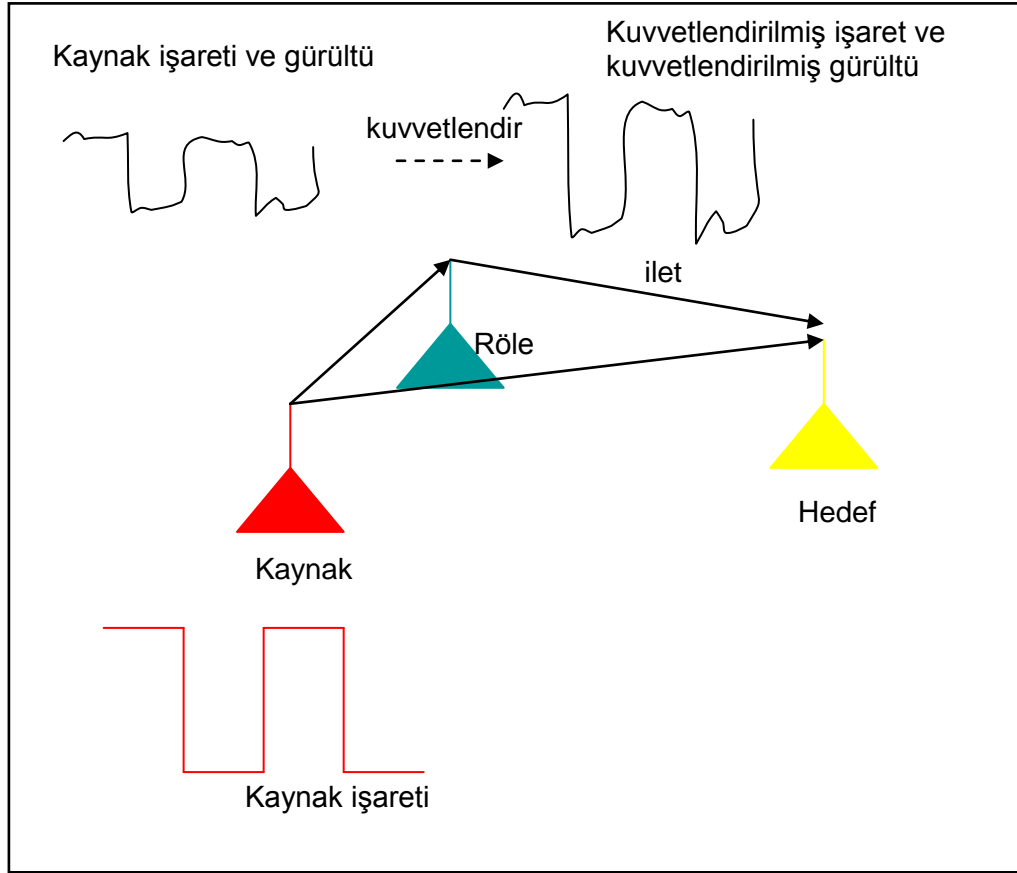
Bu durumda bir sonraki iletim periyodunda  $(n=\frac{N}{4}+1, \dots, \frac{N}{2})$  rölenin ilettiği enformasyon (5.1) denklemindeki gibi olur.

$$x_r[n] = \beta \cdot y_r \left[ n - \frac{N}{4} \right] \quad (5.1)$$

Burada  $\beta$  kuvvetlendirme kazancı olur ve (5.2) eşitsizliğindeki gibi verilebilir. [1]

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|a_{s,r}|^2 \cdot P + N_0}} \quad (5.2)$$

(5.2) eşitsizliğinden de görüleceği gibi kuvvetlendirici kazancı kaynak ile röle arasındaki sönümlenme katsayılarıyla (kanal kazancıyla) ve gürültü gücüyle ters orantılıdır. Alıcı tarafında alınan sinyaller uyumlu filtre (matched filter) aracılığıyla ayrıştırılarak orijinal işaret elde edilebilir. Şekil 4.1’de “kuvvetlendir ve ilet” protokolü gösterilmiştir. “kuvvetlendir ve ilet” protokolü analog bir protokoldür. İleticiye gelen işaret çözülmeksizin doğrudan kuvvetlendirildiğinden kod çözümlenmesinin yapıldığı protokollere göre çok daha hızlı tepkiler verir. Bu özellikle gecikmeye duyarlı uygulamalarda tercih edilir. İleticinin elektronik donanımında büyük karmaşıklık yaratmayacağı çeşitli kaynaklarda belirtilse de sayısal-analog ve analog-sayısal nedeniyle yine de belirli bir seviyede donanım karmaşıklığı yaratır.



Şekil 4.1 : Kuvvetlendir ve ilet protokolü

#### 4.1.2 Çöz ve İlet Protokolü

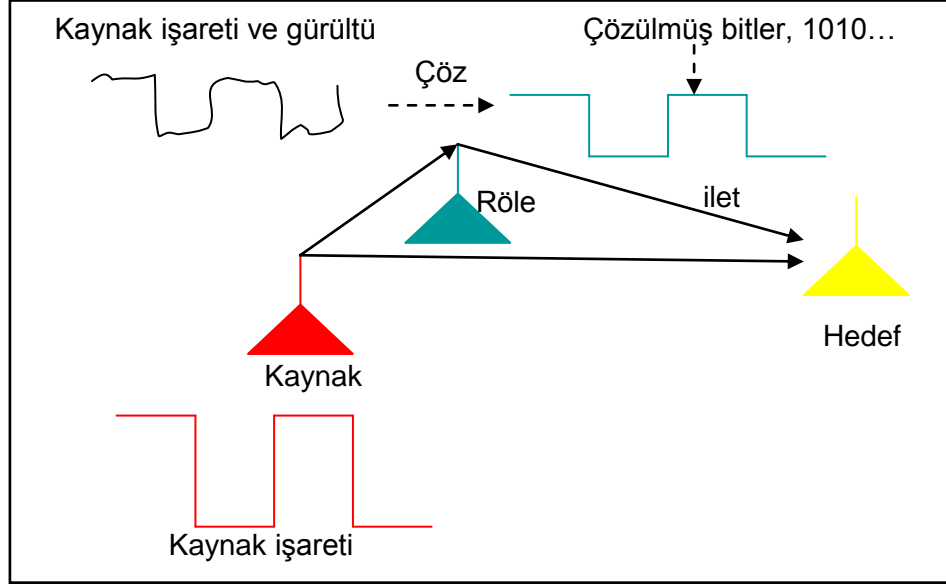
Bu protokolde iletici kendisine gelen işareti çözer. Daha sonra tekrar üretip alıcı tarafa gönderir. Bu işlemin sakıncası ise, kaynak ile röle arasındaki kanalda oluşabilecek bozulmalar nedeniyle rölenin kaynağı hatasız çözememesi ve bunun sonucunda hatalı enformasyonu alıcı tarafa göndermesidir. Kanal modeli olarak (4.4), (4.5) ve (4.6) nolu formüller kullanılabilir. Kaynak tarafından  $n = [1, \frac{N}{4}]$  aralığında iletilen  $x_s[n]$  enformasyonu iletici tarafına  $y_r[n]$  işareti olarak ulaşır ve bu işaret iletici tarafından  $x_s[n]$  işaretini tahmin etmek için kullanılır. Tahmin edilmiş  $x_s[n]$  işareti  $\hat{x}_s[n]$  şeklinde gösterilecek olursa,  $\hat{x}_s[n]$ ,  $n = \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2}$  aralığında alıcı tarafa tekrar kodlanarak gönderilir. Bu durumda rölenin ilettiği işaret (5.3) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$x_r[n] = \hat{x}_s \left[ n - \frac{N}{4} \right] \quad \left( n = \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2} \right) \quad (5.3)$$

Kod çözme işlemi çeşitli metotlarla gerçekleştirilebilir. Bu metotlar aşağıda belirtilmiştir.

- Kaynak kod sözcüğünü tahmin ederek tüm mesajın tamamen çözülmesi
- Tüm mesajın tamamen çözülmesi yerine sembol sembol mesajın çözülerek tüm mesajın çözülme işlemini hedef terminale bırakmaktır.

Yukarıda anlatılan iki metot incelenecek olursa, röle performansı ile röle karmaşıklığı arasında bir orantı olduğu görülecektir. Bu çalışmada ileticinin tüm mesajı çözüp alıcı tarafa gönderdiği varsayılacaktır. Şekil 4.2’de “çöz ve ilet” protokolü gösterilmiştir.



**Şekil 4.2 : Çöz ve ilet protokolü**

“Çöz ve ilet” protokolü, işbirliğinin olmadığı çoklu erişim Gauss kanallarıyla bilgi kuramı açısından aşağıda karşılaştırılmıştır.

Teorem 1: İşbirlikçi çeşitlemenin iletimde uygulanmadığı hafızasız çoklu erişim Gauss kanalların çıkışında (alıcı tarafında) çeşitlemeyle elde edilebilir bit hızları (5.4), (5.5), (5.6) eşitsizliklerindeki koşulları sağlamalıdır. [2]

$$R_1 < \log(1 + s_{0,1}) \quad (5.4)$$

$$R_2 < \log(1 + s_{0,2}) \quad (5.5)$$

$$R_1 + R_2 < \log(1 + s_{0,1} + s_{0,2}) \quad (5.6)$$

Teorem 2: İşbirlikli çeşitlemenin uygulandığı hafızasız çoklu erişim gauss çöz ve ilet kanallar için ulaşılabilir bit hızları  $R_1$  ve  $R_2$  (5.7), (5.8) ve (5.9) eşitsizliklerindeki koşulları sağlamalıdır. [2]

$$R_1 < \log(1 + \alpha_1 s_{2,1}) \quad (5.7)$$

$$R_2 < \log(1 + \alpha_1 s_{1,2}) \quad (5.8)$$

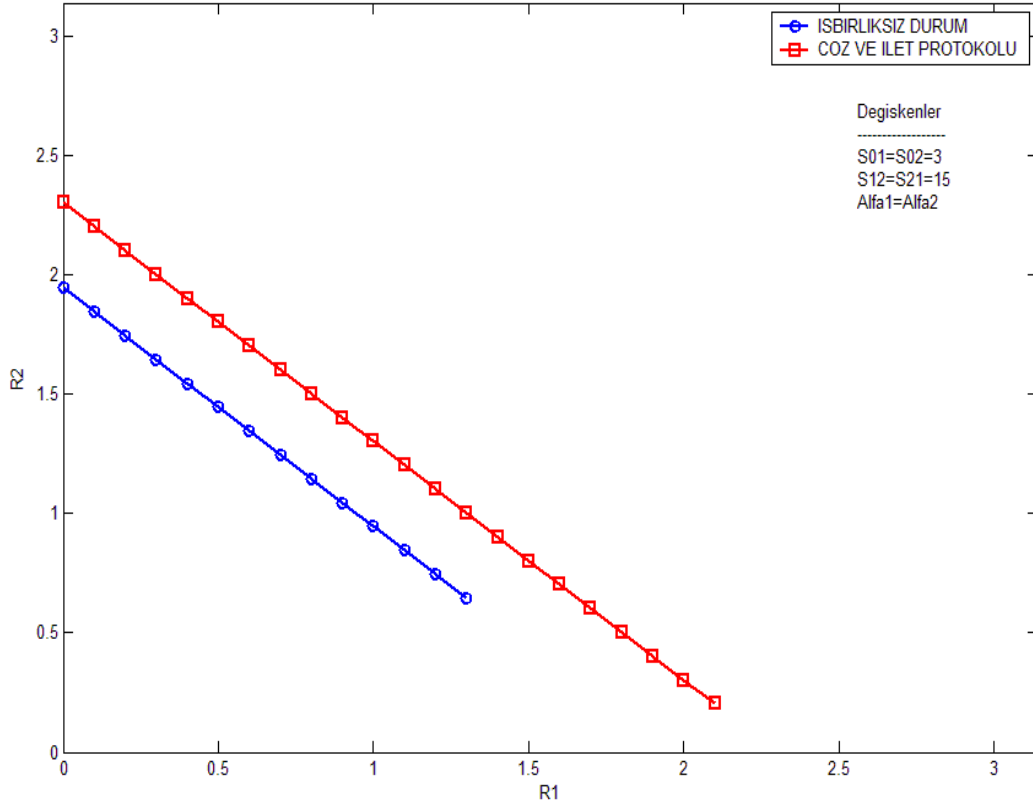
$$R_1 + R_2 < \log\left(1 + s_{0,1} + s_{0,2} + 2\sqrt{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)s_{0,2}s_{0,1}}\right) \quad (5.9)$$

(5.4) – (5.9) formüllerindeki  $s$  değerleri işaret-gürültü oranına karşılık gelmektedir.  $\alpha$  değeri ise işaret gücünün ne oranda kanala verileceğini belirleyen bir parametredir ve (5.10) nolu koşulu sağlar.

$$0 \leq \alpha_i \leq 1, \quad i = 1, 2 \quad (5.10)$$

Teorem 1 ve Teorem 2'ye göre spektral bant verimleri Şekil 4.3'deki grafikte çizdirilmiştir.

**Not:** İlgili çizimi yapan simülasyon koduna, ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.

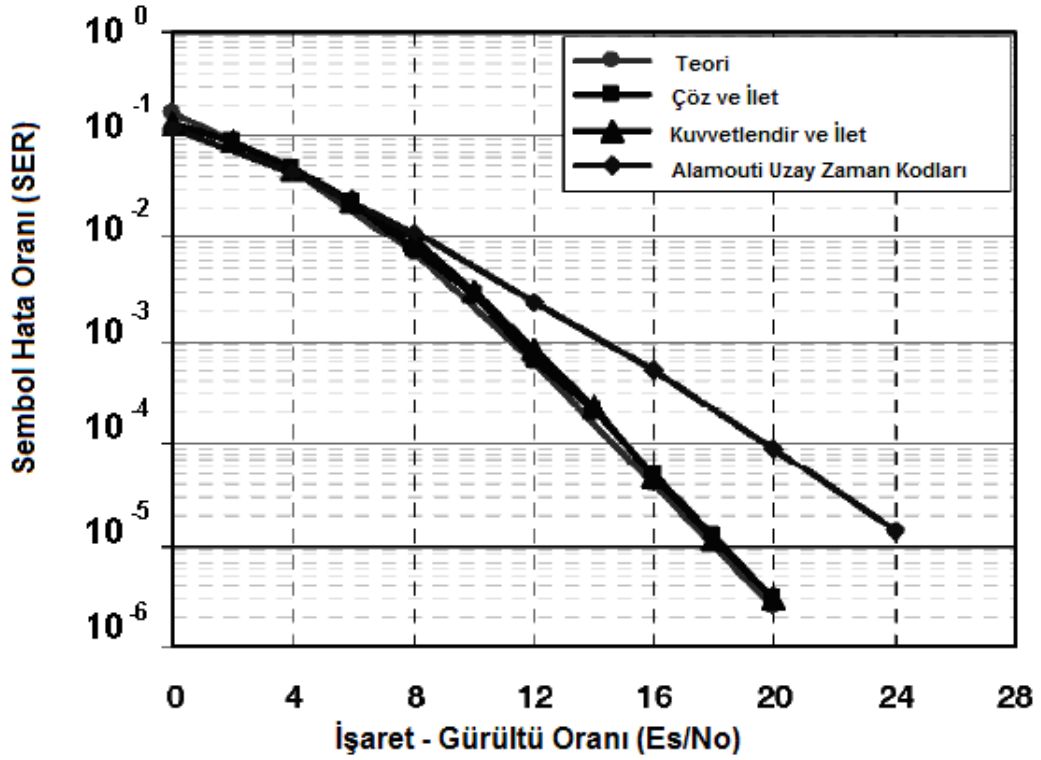


**Şekil 4.3 :** İşbirliksiz durum ile “çöz ve ilet” protokolünün karşılaştırılması

Şekil 4.3’de verilen bant verimleri bit/sn/Hz cinsinden olup “çöz ve ilet” protokolünün kullanıldığı durumda işbirliksiz çoklu erişim Gauss kanallarına göre yaklaşık 1 bit/sn/Hz’lik bir spektral bant verim kazancı görülmektedir.

“Çöz ve ilet” protokolü sayısal protokollere örnek olarak verilebilir. İleticiye ulaşan gürültü bileşenleri “kuvvetlendir ve ilet” protokolündeki gibi güçlendirilmez. Bu açıdan ortama girişim yapan işaretler kuvvetlendirilmez ve alıcı tarafta daha temiz bir işaret alınma ihtimali artar. [2] Şekil 4.4’de yukarıda anlatılan her iki protokolün karşılaştırması verilmiştir. Aynı zamanda bu tekniklerin uzay-zaman kodları konusunda Alamouti’nin [1] yaptığı çalışma sonucuyla da karşılaştırması verilmiştir. Şekil 4.5’de ise Alamouti şeması farklı alıcı anten sayıları için çizdirilmiştir.

Not: Kullanılan kanallarda çoklu yol sönümlenmesinin var olduğu varsayılmış ve Rayleigh kanal olarak istatistiksel bir şekilde modellenmiştir.

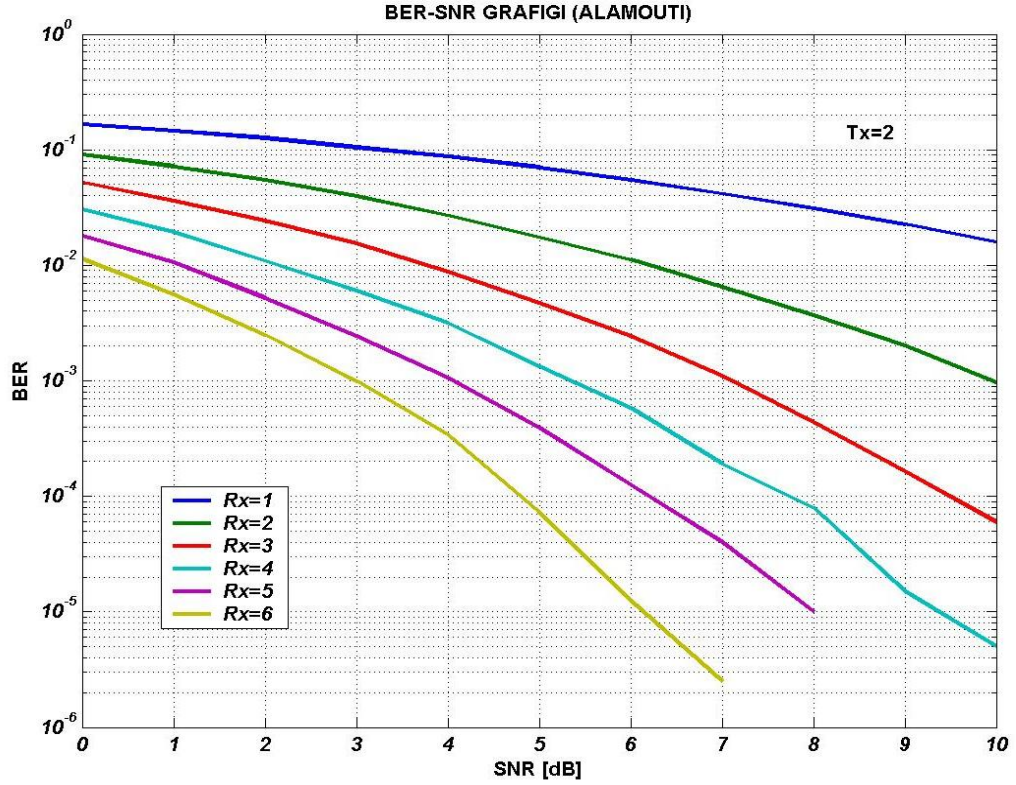


Şekil 4.4 : Rayleigh kanalları için protokollerin karşılaştırılması

Şekil 4.4'den çıkarılabilecek bir sonuç var olan çeşitleme uygulamalarının Alamouti şemasından daha iyi hata performansı verdiği görülmüştür.

İletim tarafında çeşitleme yapabilmek için kullanılan bir durum uzay zaman kodlarının kullanıldığı sistemdir. Bu teknik, ilk olarak Alamouti [1] tarafından ortaya atılmıştır. Şekil 4.5'deki grafikten iletim yapan anten sayısı iki olacak şekilde farklı alıcı anten sayıları için BER-SNR değişimlerine ulaşmak mümkündür.





**Şekil 4.5 : Alamouti şeması**

Şekil 4.5'deki grafikte iki adet verici anten varken farklı sayıdaki alıcı anten için bit hata olasılığının SNR'a göre değişimi verilmiştir. Alıcı anten sayısı arttıkça hata olasılığının azaldığı görülmüştür. SNR değeri yükseldikçe de hata olasılığı düşmektedir.

**Not:** Grafiğin çizdirilmesi esnasında 100.000 adet giriş sembolü kullanılmış olup Monte-Carlo simülasyonunun doğal bir sonucu olarak  $10^{-4}$  hata olasılığından daha düşük değerlerde kırılmalar olduğu gözlemlenmiştir.

**Not 2:** Alamouti simülasyon koduna, ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.

#### 4.1.3 Seçmeli İletim Protokolü

Beklenildiği gibi, sabit çöz ve ilet protokolü kaynak ile röle arasındaki kanalın kalitesiyle sınırlıdır. Buna rağmen, kaynak ile röle arasındaki kanal kazançları  $a_{sr}$  işbirliği yapan terminaller tarafından yüksek doğrulukla ölçülebilir. Böylece iletim formatlarını  $a_{sr}$  değerine göre adapte edebilirler.

Seçmeli iletim protokolünde  $|a_{sr}|^2$  değeri belirli bir eşik seviyesinin altındaysa kaynak, hedefe doğru direkt iletme aynı enformasyonun tekrarlama şeklinde veya daha kuvvetli kodlar kullanarak devam eder. Eğer hesaplanan  $|a_{sr}|^2$  değeri belirli bir eşik üzerindeyse, röle hedefe doğru “kuvvetlendir ve ilet” veya “çöz ve ilet” protokollerinden birini kullanarak iletme başlar. [40]

#### **4.1.4 Dinamik İletim Protokolü**

Çöz ve ilet protokolünün geliştirilmiş hali dinamik iletim protokolü olarak geçmektedir. Dinamik iletim protokolünde röle, kaynaktan aldığı enformasyonun doğruluğuna kesinlikle emin olmadan iletme başlamaz. Çoğullama kazancı açısından tüm kuvvetlendir ve ilet protokollerinden iyidir. [39]

#### **4.1.5 Geri Beslemeli İletim Protokolü**

Sabit veya seçimli iletim yöntemleri, özellikle yüksek bit hızlarında kanaldaki serbestlik derecesinin yeterince verimli kullanılmamasına neden olurlar; çünkü röleler devamlı olarak tekrarlı iletim yapmak zorunda kalırlar. Bu yüzden iletim için limitli geri besleme yapılarak rölenin ve kaynağın başarılı ya da başarısız bir şekilde iletim yaptığının farkına varması sağlanır. Genellikle tek bitin geri besleme amacıyla kullanıldığı bu sisteme geri beslemeli iletim protokolü denir. Hedef terminal otomatik tekrar isteği (ARQ) gönderdiğinde kaynak, hedefe doğru tekrar iletme başlar. Tekrarlama kaynakla kalmaz, bazen sadece röle sahip olduğu enformasyonu bu geri besleme sayesinde tekrar gönderir.

Bir örnek olarak şöyle bir senaryo verilebilir. Rölede kuvvetlendir ve ilet protokolünün uygulansın. Öncelikle kaynak hedefe doğru enformasyonunu yayınlayacaktır. Hedef, enformasyonun başarılı ya da başarısız olduğuna ilişkin tek bir bit gönderir. Eğer kaynak ile hedef arasındaki SNR değeri direkt iletim için yeterince iyiye geri besleme direkt iletimin yeterince iyi olduğunu gösterir ve röle herhangi bir şekilde iletme katılmaz. Eğer kaynak ile hedef arasındaki yol yeterince iyi değilse, röle aldığı negatif geri besleme nedeniyle işbirliği yapmaya başlar. Böylece hedef, hem kaynaktan hem de röleden aldığı enformasyonu, gerçek kaynak enformasyonunu algılamak için kullanır. Geri beslemeli iletim protokolünün bir sonucu olarak kanaldaki serbestlik derecesi daha verimli bir şekilde kullanılabilir, çünkü rölede yapılan tekrarlar sadece ihtiyaç duyulduğunda yapılmaktadır. [40]

#### **4.1.6 Sıkıştır ve İlet Protokolü**

Sıkıştır ve ilet protokolünde röle kendisine gelen işareti sıkıştırır ve kaynağın sıkıştırılmış enformasyonunu hedefe doğru iletir. [41] Genel olarak rölede Wyner-Ziv kodlaması [45] yapılmaktadır. Bu konuyla ilgili daha çok bilgi ve incelemeye Madsen'ın makalesinden ulaşılabilir. [46]

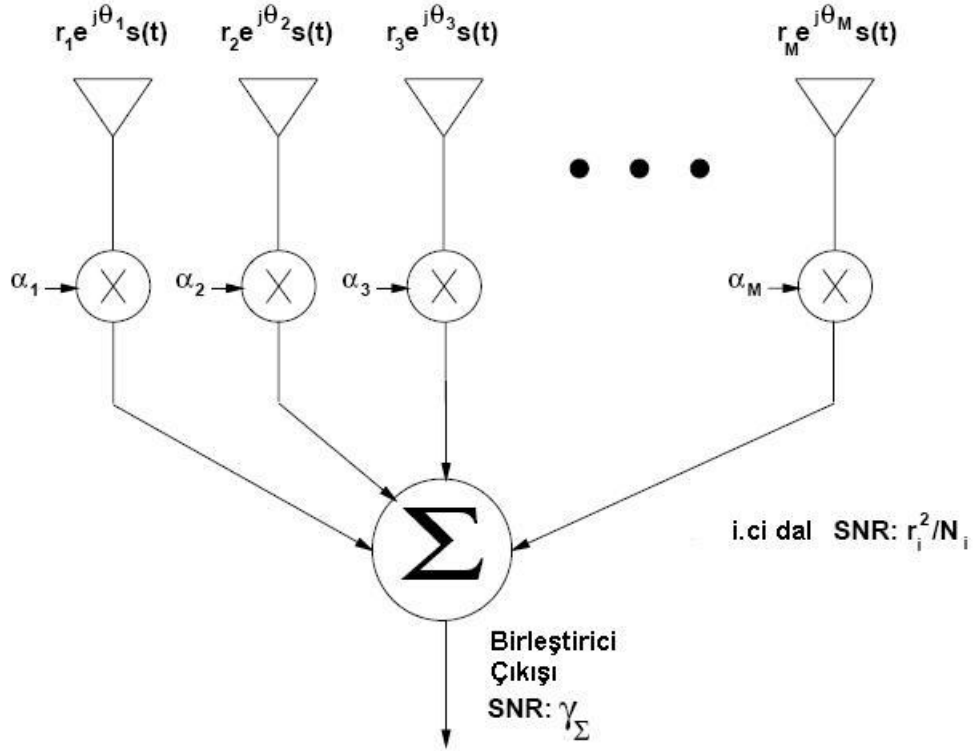
#### **4.2 Birleştirme (Alım) Protokolleri**

Çeşitli yollardan alıcıya ulaşan işaretler alıcı tarafında çeşitli yöntemlerle birleştirilirler. Kullanılan bu yöntemlere birleştirme protokolleri denir. Birleştirme protokollerine alıcıda çeşitleme protokolleri de denmektedir. Genel olarak dört ana kategoride incelenebilirler. Bu kategoriler aşağıda belirtilmiştir.

- Seçmeli birleştirme (SC)
- En yüksek oran birleştirmesi (MRC)
- Eşiğe göre birleştirme (TC)
- Eşit kazanç birleştirmesi (EGC)

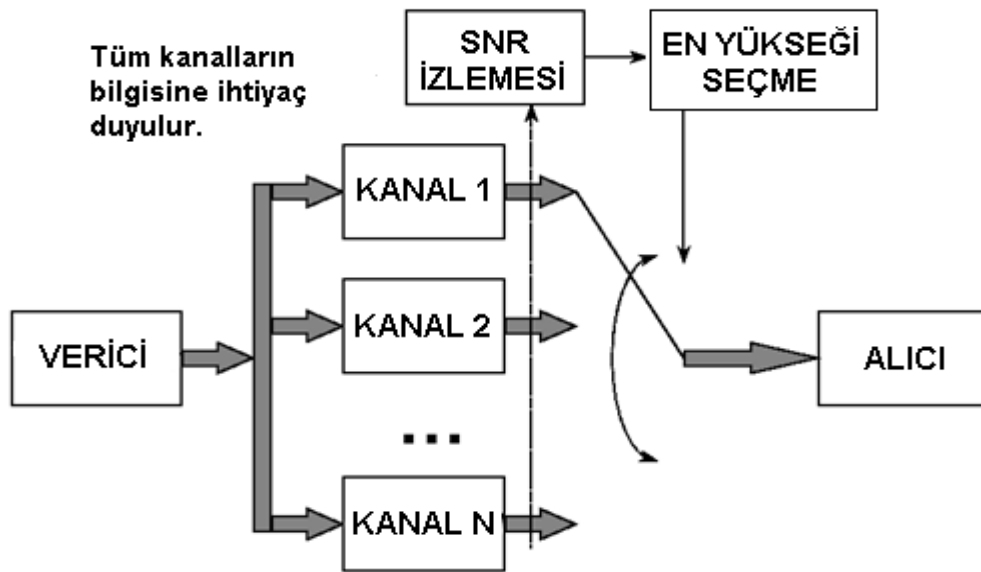
##### **4.2.1 Seçmeli Birleştirme (SC)**

Seçmeli birleştirmede (SC) birbirinden istatistiksel olarak ayrılmış kanallardan gelen işaretler alıcı taraftaki SNR değerine göre seçilerek kullanılır. SNR değerini her zaman hesaplamak kolay olmayacağından dolayı, alıcı en yüksek güçle aldığı işareti seçer. Şekil 4.6'da seçmeli birleştirici gösterilmiştir.



Şekil 4.6 : Seçmeli birleştirici

Alıcıya gelen işaretin genliği  $r_i$  ve tüm dallardaki (farklı kanallardaki) gürültü,  $N_i = N$  ve  $N$  sabit ise seçim işlemi  $r_i^2/N$  denkleminin sonucuna göre yapılır. [42] Şekil 4.7’de seçmeli birleştiricinin çalışma mantığı verilmiştir.



Şekil 4.7 : Seçmeli birleştirici sistem şeması

#### 4.2.2 En Yüksek Oran Birleştirmesi (MRC)

En yüksek oran birleştirmesi durumunda her koldan gelen işaretler belirli bir oranda ağırlıklandırılarak birleştirilirler. MRC'deki temel amaç, kaliteli kanala daha yüksek ağırlık vererek birleştirme yapmaktır. Şekil 4.6'deki  $\alpha_i$ 's çarpımları sıfırdan farklıdır. İşaretler alt fazlara ayrıldığından dolayı  $\alpha_i$  (5.11) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$\alpha_i = a_i \cdot e^{-j\theta_i} \quad (5.11)$$

(5.11) ifadesindeki  $\theta_i$  değeri i.ci koldan alınan sinyalin faz değerini ifade eder. Böylece birleştirici çıkışındaki işaretin zarfı (5.12)'deki gibi gösterilebilir.

$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i \quad (5.12)$$

Her koldaki gürültünün  $N_0$  ve toplam gürültünün  $N_{TOP}$  olduğu varsayımı altında,  $N_{TOP}$  ve birleştirici çıkışındaki SNR ifadesi ( $\gamma_\Sigma$ ), (5.13) ve (5.14) eşitliklerindeki gibi yazılabilir. [41]

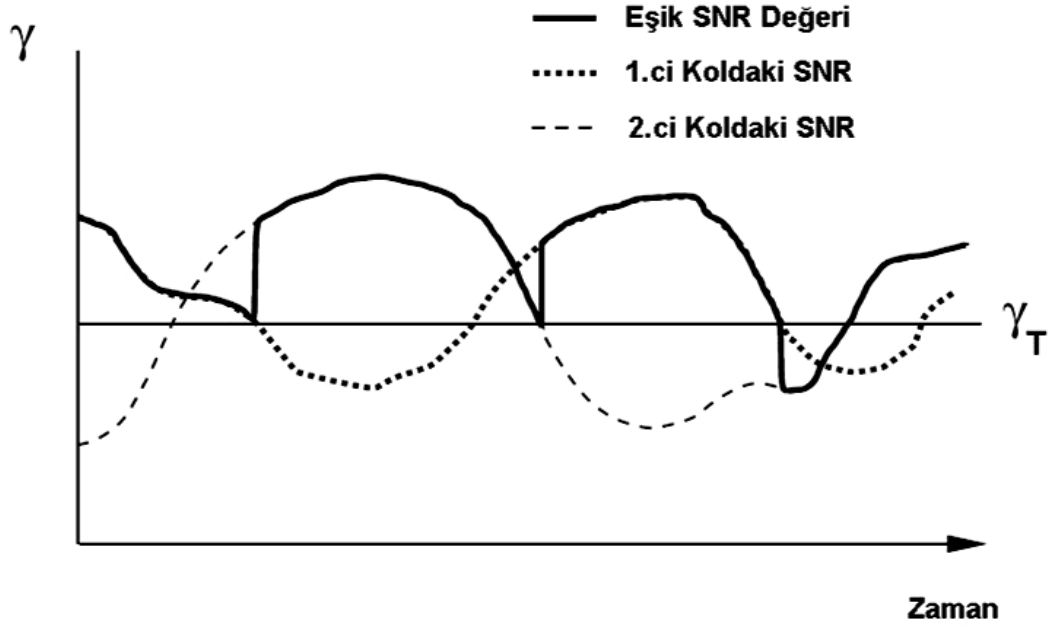
$$N_{TOP} = \sum_{i=1}^M a_i^2 N_0 \quad (5.13)$$

$$\gamma_\Sigma = \frac{r^2}{N_{TOP}} = \frac{1}{N_0} \frac{\left( \sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{\sum_{i=1}^M a_i^2} \quad (5.14)$$

Not: MRC ile ilgili daha çok bilgi 6.cı bölümde verilecektir.

#### 4.2.3 Eşiğe Göre Birleştirme (TC)

Bu teknikte alıcı, daha önce belirlenmiş bir eşiğin üzerinde kalan sinyalleri alarak birleştirir. Belirli bir yol seçildikten sonra o yoldan gelen işaretin gücü, belirli bir eşiğin altına düşene kadar o yoldan gelen işaretler alıcı tarafından seçilmeye devam eder. Performans olarak çeşitlemenin yapılmadığı durum ile seçmeli birleştirmenin arasında yer alır. Şekil 4.8'de eşiğe göre birleştirme için SNR ve zaman grafiği verilmiştir. Şekil 4.8'de verilen  $\gamma_T$  değeri karar verme eşiğinin SNR'ını göstermektedir. [42]



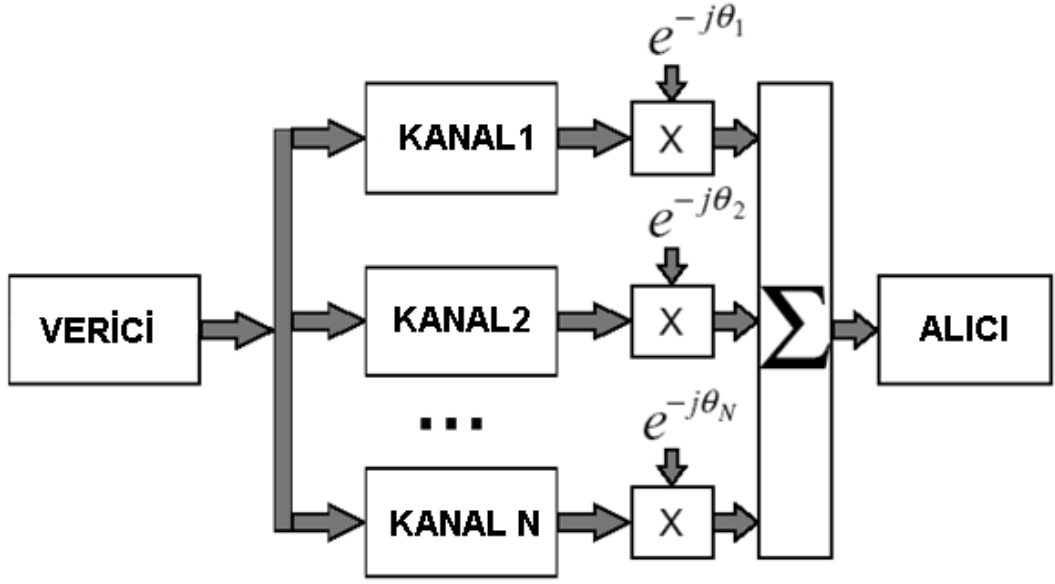
Şekil 4.8 : Eşiğe göre birleştirmede yol seçimi

#### 4.2.4 Eşit Kazanç Birleştirmesi (EGC)

MRC'de her koldaki zamanla değişen kanal kazançlarının bilinmesi gereklidir. Çoğunlukla ölçülmesi zor olan değişken kanal kazançlarının EGC'de bilinmesine gerek yoktur. Bunun yerine EGC'de her kanaldaki işaretler farklı  $e^{-\theta_i}$  değerleriyle faz kaydırılarak eşit ağırlıklandırılarak birleştirilirler. Birleştirici çıkışındaki SNR değeri (5.15) eşitliğindeki gibi verilebilir. [42]

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{1}{N_0 M} \left( \sum_{i=1}^M r_i \right)^2 \quad (5.15)$$

Performans açısından bakıldığında MRC'ye yakın bir performans vermektedir. SNR performansı açısından EGC, MRC'den sadece 1dB daha kötüdür. Örnek sistem şeması Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9 : Eşit Kazanç Birleştirmesi Sistem Şeması

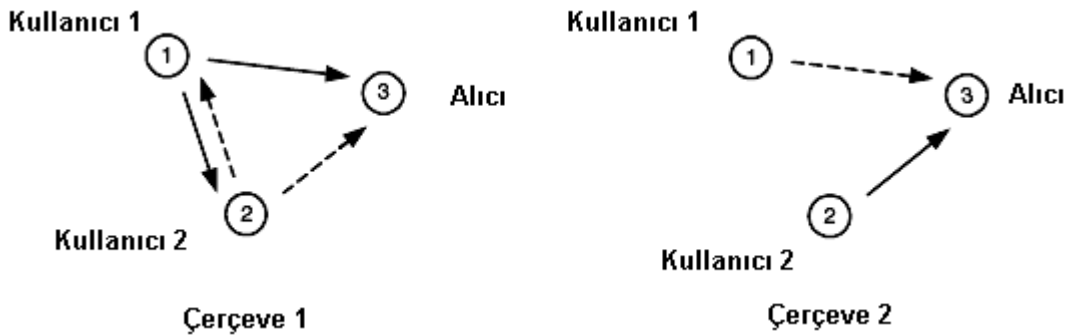
## 5. GÜÇ TAHSİSİ

İşbirlikçi sistemlerde güç tahsisi, birbirinden farklı veya birbirleriyle aynı zamanlarda yayın yapan şebeke elemanlarının çıkış güçlerini sistemin toplam çıkış güç kısıtlamasını da dikkate alarak belirli oranlarda dağıtmaktır. Bu bölümde güç tahsisi konusuyla ilgili önemli çalışmalara yer verilecektir. Güç tahsis algoritmalarını, eşit güç algoritması ve eniyilenmeli güç algoritması olarak ikiye ayırmak mümkündür. Bu bölümde bu iki tür algoritmadan bahsedilecektir.

### 5.1 Eşit Güç Tahsis Algoritması

Eşit güç tahsis algoritmasında röle kaynak ve sistemdeki diğer kullanıcılar eşit güçte yayın yaparak sistemin toplam çıkış gücünü paylaşırlar. Bu bölümde Adeane ve diğ. [43] yaptığı çalışma incelenecektir.

Kullanılan sistem modelinde farklı zamanlarda yayın yapan iki kaynak ve iki röleden bahsedilebilir. Birinci zaman kanalında 1.ci kullanıcı alıcıya ve 2.ci kullanıcıya doğru yayın yaparken, ikinci zaman kanalında 2. kullanıcı 1.ci kullanıcıdan aldığı enformasyonu alıcıya tekrar gönderir. Diğer zaman dilimlerinde 2.ci kullanıcı ile 1.ci kullanıcı birbirlerinin rollerini değiştirirler. Bu sistem modeli Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1 : Güç tahsisinde kullanılacak sistem modeli



Eşit güç tahsis algoritmasında, kaynak ve rölenin eş zamanlı yayın yaptıkları durumda, yayım güçlerinin yarı yarıya paylaşılması durumu söz konusu olur. Eğer sistemde K adet eşzamanlı yayın yapan kullanıcı varsa, kullanılacak dikey (ortogonal) kanal sayısı K adet olur. Tabii ki toplam gücün eşitliği ilkesinden dolayı her zaman diliminde toplam gücün K’da biri kullanılmak zorundadır. İki kullanıcı ve bir alıcının bulunduğu bir sistem için bu ifade aşağıdaki gibi gösterilebilir.

Birinci zaman kanalında 1.ci kullanıcının  $s(n)$  enformasyonunu göndermesi durumunda 2. kullanıcıda (rölede) oluşan işaret (5.1) denkleminde gösterilmiştir.

$$y_2(n) = h_{12}\sqrt{E/2} \cdot s(n) + w_2(n) \quad (5.1)$$

İkinci zaman kanalında rölenin bu işareti alıp bir  $\beta$  katsayısıyla kuvvetlendirerek ilettiği düşünülürse, alıcı tarafa birinci ve ikinci zaman kanalında ulaşacak işaretler (5.2) ve (5.3) denklemlerindeki gibi yazılabilir.

$$y_3(n) = h_{13}\sqrt{E/2} \cdot s(n) + w_3(n) \quad (5.2)$$

$$y_3(n+1) = h_{23}\beta \cdot (h_{12}\sqrt{E/2} \cdot s(n) + w_2(n)) + w_3(n+1) \quad (5.3)$$

Yukarıdaki formüllerde kullanılan “w” değişkeni farklı anlardaki gürültü değerlerini ifade etmektedir. Kullanılan “ $\beta$ ” katsayısı ise (5.4) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{h_{12}^2 + (N_0/(E/2))}} \quad (5.4)$$

## 5.2 Eniyilenmeli Güç Tahsis Algoritması

Eniyilenmeli güç tahsis algoritmalarını tekli ve çoklu röle durumları için incelemek mümkündür. Aşağıda bu durumlar ayrı ayrı anlatılmıştır.

### 5.2.1 Tek Röle Durumunda Eniyilenmeli Güç Tahsisi

Bu kısımda yine Adeane ve diğ. [43] incelediği tekli röle durumu için en uygun güç tahsisinin nasıl olacağı konusu özetlenecektir. Sistem topolojisi olarak Şekil 5.1’de gösterilen üç kullanıcı (içinde kaynak, röle ve alıcı olan) model kullanılacaktır. Röle kaynaktan aldığı işareti ikinci zaman kanalında kuvvetlendirerek alıcıya gönderecektir. Düz sönmlemeli Rayleigh kanallarında iletim yapıldığı varsayılırken, kullanılan modülasyon türü BPSK’dır.

Önerilen algoritmada her SNR değeri için bit hata oranını enküçükmek amaçtır. Bunun için kaynak ve rölelerdeki çıkış güçlerini zaman kanalı bazlı olarak farklı oranlarda dağıtmak esastır. n. kullanıcının, m.ci kullanıcının gönderdiği veriyi yayınlarken kullandığı güç tahsis katsayısı  $\alpha_n^{(m)}$  olarak gösterilsin. Ortamda yayın yapan M adet kullanıcı olduğu düşünülürse,  $\alpha$  katsayısı, (5.5) ve (5.6) denklemlerindeki koşulları sağlamalıdır.

$$0 \leq \alpha_n^{(m)} \leq 1 \quad (5.5)$$

$$\sum_{m=1}^M \alpha_n^{(m)} = 1 \quad (5.6)$$

Kullanıcılar arasındaki kanallardaki işaret gürültü oranlarının eşit olduğu kabul edilsin. Bu durum (5.7) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$\bar{\rho}_{12} = \bar{\rho}_{13} = \bar{\rho}_{23} \quad (5.7)$$

(5.7) eşitliğindeki  $\bar{\rho}_{ij}$  değerleri i.ci kullanıcı ile j.ci kullanıcı arasındaki kanalın ortalama SNR değerine karşılık düşmektedir.

Her kullanıcının kendi enformasyonunu yaydığı esnadaki güçleri (5.8) denklemindeki gibi birbirine eşit olsun.

$$\alpha_{(1)}^{(1)} = \alpha_{(2)}^{(2)} = \alpha \quad (5.8)$$

Yine her iki kullanıcının birbirinin enformasyonunu yayınlarken kullandıkları güç tahsis katsayıları birbirine eşit ve simetrik olsun. Tüm zaman kanallarındaki güç katsayılarının toplamı 1 olması gerektiğinden (5.9) ifadesi yazılabilir.

$$\alpha_{(1)}^{(2)} = \alpha_{(2)}^{(1)} = 1 - \alpha \quad (5.9)$$

Eniylenmeli güç değerlerini belirleyebilmek için öncelikle hata olasılığı ( $P_e$ ), (5.10) formülündeki gibi yazılır.

$$P_e = Q\left(\sqrt{2(\rho_{13} + \rho_{MRC} \mid \rho_{13}, \rho_{12}, \rho_{23})}\right) = Q\left(\sqrt{2\left(\rho_{13} + \frac{\rho_{12}\rho_{23}}{\rho_{12} + \rho_{23} + 1}\right)}\right) \quad (5.10)$$

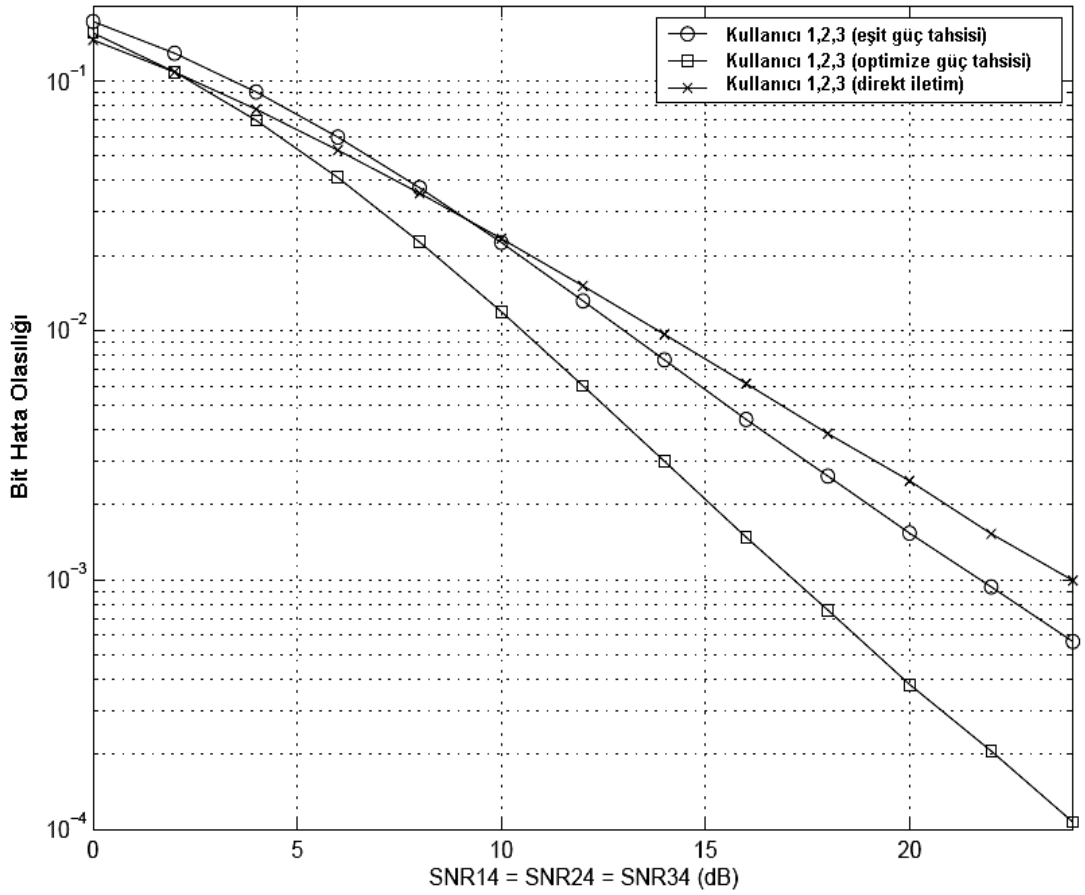
İdeal simetrik durumda (5.7) ve (5.8) eşitlikleri kullanılır. Bu durumda hata olasılığı (5.11)'deki limite ulaşır. [43]

$$P_e \rightarrow \frac{3}{4k^2\bar{\rho}^2} \left( \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{1-\alpha} \right) \left( \frac{1}{\alpha} \right) \quad (5.11)$$

(5.11) formülünde  $k$  değeri faz kaydırmalı anahtarlamanın türüne göre değişmektedir. Bir sembolün taşıyabildiği farklı seviye sayısını belirtir. BPSK için  $k=2$ , QPSK için 4 alınır. İki kullanıcıli durum için  $P_e$ 'yi enküçükleyen değeri bulmak için türev alınır ve  $\frac{dP_e}{d\alpha} = 0$  denklemini sağlayan  $\alpha$  değeri bulunursa  $\alpha = 0,67$  çıkar. Halbuki eşit güç tahsis algoritması için  $\alpha = 0,5$  alınmaktadır.

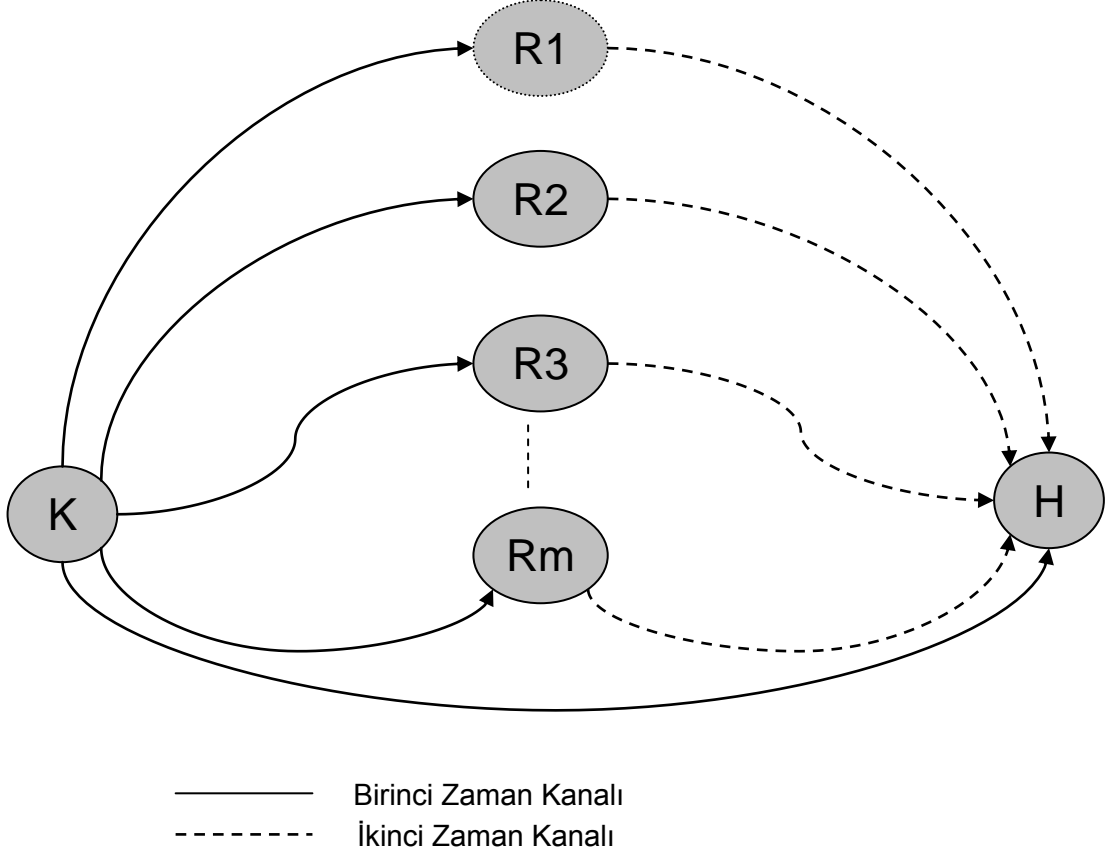
### 5.2.2 Çoklu Röle Durumunda Eniyilenmeli Güç Tahsisi

Adeane ve diğ. [43] incelediği güç tahsis algoritması, üç kullanıcı ve bir alıcının bulunduğu sistem modeline de uygulanabilir. Yani 1.ci kullanıcı kendi enformasyonuna ek olarak 2.ci ve 3.cü kullanıcının enformasyonunu alıcıya, 2.ci kullanıcı 1.ci ve 3.cü kullanıcıların enformasyonlarında kendi enformasyonuna ek olarak iletmektedir. Benzer şekilde 3.cü kullanıcıda diğer kullanıcıların enformasyonunun iletilmesine yardım etmektedir. Kullanıcılar arası kanalların simetrik ve ortalama 5dB'lik SNR seviyesine sahip olduğu düşünölsün. Ayrıca kullanıcılarla alıcı arasındaki direkt kanallardaki SNR değerinin ortlaması da birbirine eşit kabul edilsin. Bu durumda bit hata olasılıkları direkt kanal SNR değerlerine göre çizdirildiğinde, eniyilenmeli güç tahsisiyle 1-5 dB arası ek kazanç sağlanırken, yüksek SNR değerlerinde eniyilenmeli güç tahsisinin daha da avantajlı hale geldiği gözlemlenmiştir. Şekil 5.2'deki grafikte üç kullanıcının simetrik gönderim kanallarına sahip olduğu durum, düz sönümlemeli Rayleigh kanalları için simüle edilmiştir. [43] Şekil 5.2'deki grafiğe göre, eniyilenmeli güç tahsisinin  $10^{-3}$  bit hata değerinde eşit güç tahsis algoritmasına göre 4,7 dB, direkt ilettime göre ise 6,9 dB'lik bir iyileşme sağlamaktadır.



**Şekil 5.2 :** Üç kullanıcılı durum

Üç kullanıcılı ve yardımlaşmalı güç tahsis algoritmasından sonra, Zhao ve Adve'nin [18] makalesinde incelediği çoklu röle sistemi incelensin. Sistem modeli olarak bir kaynağın birden çok röle üzerinden bir hedefe doğru yayın yaptığı düşünülün. Rölelerin sadece kaynaktan aldıkları enformasyonu göndermeye odaklandıkları yani kendileriyle ilgili herhangi bir enformasyon göndermedikleri varsayalım. Hedefteki alıcının tüm kanal kazançlarını tam olarak bildiği farzedilsin. Bu durumda hedefteki alıcı, sadece kanal katsayılarını bilmez aynı zamanda bu kanal katsayılarına göre kanallardaki işaret güçlerini ağırlıklandırarak birleştirir. Tabii ki farklı kanallardan gelen işaretler birleştirici tarafından ayrı ayrı alınarak birleştirilmektedir. Diğer bir deyişle en yüksek oran birleştirmesinde bulunur. Protokol olarak kuvvetlendir ve ilet-protokolü kullanılarak eniyilenmeli güç tahsisi yapılmıştır. Amaç tek rölede olduğu gibi toplam hata olasılığını enküçükmektir. Birinci zaman kanalında kaynak hem röleye hem de hedefe doğru yayın yaparken, ikinci zaman kanalında röleler hedefe doğru yayın yaparlar. Sistem modeli Şekil 5.3'de gösterilmiştir.



**Şekil 5.3 :** Çoklu röle sistem modeli

Toplam hata olasılığını enküçükmek için kullanılabilcek bir yöntem, kanal kapasitesini enbüyüklemektir. [18] Bunun için Emre Teletar'ın belirttiği genel kapasite denkleminde yararlanılabilir. [49] Bu denklem (5.12) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$I = \log \det(I + HQH^H) \quad (5.12)$$

(5.12) eşitliğinde I birim matris, H kanal katsayıları matrisidir. Q matrisi ise gönderilen x sembol kümesinin kovaryansıdır. Diğer bir değişle, Q matrisi (5.13) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$Q = E\{xx^H\} \quad (5.13)$$

Kanal kovaryansının beklenen değerinin 1 olması nedeniyle  $Q = I$  alınabilir. Bu durumda anlık kapasite ifadesi m adet röle ve bir kaynak için (5.14)'deki gibi yazılabilir. Bu ifadedeki kapasitenin (m+1)'e bölünmesinin nedeni, her kullanıcı için ortogonal zaman dilimlerinde iletim yapılmasıdır.

$$I = \frac{1}{m+1} \log(\det(I + HH^H)) \quad (5.14)$$

(5.14) ifadesi açılarak yazıldığında eniyilenecek kanal katsayısı denklemleri bulunur. Bu denklemler (5.15)'de gösterilmiştir. Kanal kapasitesinin birimi kanal kullanımı başına düşen bit sayısıdır [bit / kanal kullanımı].

$$I = \frac{1}{m+1} \log_2 \left[ 1 + E_s \sum_{i=0}^m \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} - \sum_{i=1}^m \frac{E_s^2 \left( \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} \right)^2 + E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}}}{E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} + E_r \frac{|h_{id}|^2}{N_{id}} + 1} \right] \quad (5.15)$$

Yukarıdaki denklemlerde  $E_s$ , kaynağın enerjisi,  $E_i$  ise rölenin yayın enerjisidir.  $h_{si}$  kaynak ile röle arasındaki kanal katsayısı,  $h_{id}$  röle ile hedef arasındaki kanal katsayısı,  $N_{si}$  ve  $N_{id}$  sırasıyla kaynak ile röle arasındaki ve röle ile hedef arasındaki gürültünün enerjisidir. Kanal kapasitesini enbüyüklemek için sabit bir  $E_s$  değeri için (5.16) ifadesini enküçükleyen röle enerjilerini bulmak gerekir.

$$[E_1, \dots, E_m]^{opt} = \arg \min_{\substack{\sum_{i=1}^m E_i < E_r \\ 0 \leq E_i \leq E_i^{max}}} \sum_{i=1}^m \frac{E_s^2 \left( \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} \right)^2 + E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}}}{E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} + E_r \frac{|h_{id}|^2}{N_{id}} + 1} \quad (5.16)$$

Rölelerin her birinin çıkış gücü sınırlı ve toplam röle gücü de sınırlı olduğundan dolayı, rölelerdeki toplam güç sabiti (5.17)'deki gibi yazılabilir.

$$E_r = E_T - E_s \quad (5.17)$$

Bireysel güç sabitleri olmadan problemin su doldurma (water-filling) çözümü Lagrange çarpanları metoduyla sağlanabilir. Buna ilişkin eniyilenmeli güç tahsisi (5.18) denklemindeki gibi gösterilebilir.

$$E_i = \left[ \left( \frac{E_s^2 \left( \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} \right)^2 + E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}}}{\frac{|h_{id}|^2}{N_{id}}} \right) \lambda - \frac{\left( E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} + 1 \right)}{\frac{|h_{id}|^2}{N_{id}}} \right]^+ \quad (5.18)$$

Bireysel güç sabitleri hesaba katıldığında (5.16) denklemi  $E_i$ 'ye bağlı monoton azalan dış bükey bir fonksiyondur. Eniyilenme noktası dış bükey eğrinin sınırında olacaktır. Bu durumda (5.19) denklemi yazılabilir. [18]

$$E_i = \left[ \left( \frac{E_s^2 \left( \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} \right)^2 + E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}}}{\frac{|h_{id}|^2}{N_{id}}} \right) \lambda - \frac{\left( E_s \frac{|h_{si}|^2}{N_{si}} + 1 \right)}{\frac{|h_{id}|^2}{N_{id}}} \right]_{0}^{E_i \max} \quad (5.19)$$

Burada  $\lambda$  toplam güç sabitini gerçekleştirmek için seçilmiş bir değişkendir. (5.19) ifadesi  $E_i$  eniyilenme noktasındaki bir sistemdeki rölenin çıkış enerjisinin ne olması gerektiğini göstermektedir. Detaylar için Zhao ve Adve'nin [18] makalesine bakılabilir.

### 5.3 Limitli Güce Sahip Röle Durumu

Şu ana kadar zaman kanallarında yayın güçlerinin belirli bir oranda dağılımının bit hata olasılığını nasıl etkileyeceği anlatıldı. Bu bölümde ise belirli bir zaman kanalı için kaynak ve röle güçlerinin belirli bir oranla gönderildiği durumda oluşacak bit hata olasılığı (BER) ve belirli bir eşik değeri altında kesinti olasılığı ( $P_{OUT}$ ) alıcı taraftaki birleştirme metodu bazında incelenecektir.

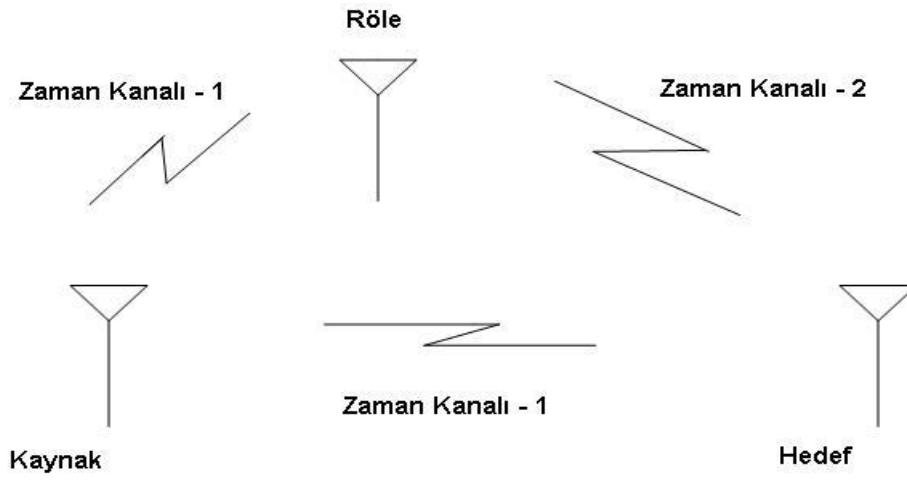
#### 5.3.1 Kesinti Olasılığı

Gürültüyle sınırlanmış sistemlerde kesinti olasılığı  $P_{OUT}$ , anlık SNR değerinin ( $\gamma$ ), daha önceden belirlenmiş koruma oranı eşliğinin ( $\gamma_{ESIK}$ ) altına düşme olasılığıdır ve (5.20) eşitliğindeki gibi gösterilebilir. [51] Bu eşitlikteki  $\gamma_{ESIK}$  değeri belirli bir servis

kalitesini sağlayabilmek için gerekli olan bir değerdir. Modülasyon türünden ve kullanılan uygulamanın türünden etkilenir.

$$P_{OUT} = P[\gamma \leq \gamma_{ESIK}] \quad (5.20)$$

Kesinti olasılığı sayısal haberleşme sistemindeki bit hata olasılığını da dolaylı olarak etkiler. Laneman ve diğ. [24] kurduğu basit sistem modeli ele alınsın. Bu modelde her zaman diliminde tek bir daldan iletim yapılmaktadır. Şekil 5.4 bu sistem modelini göstermektedir.



Şekil 5.4 : Basit sistem modeli

**Not:** Bu kısımda Kim ve Lee'nin [47] makalesinden alıntılar yapılacaktır. Sembolik gösterimler de bu yüzden makaledekilerle benzer şekilde kullanılmıştır.

Birinci zaman kanalında alıcıda alınan işaret güçler cinsinden yazılırsa (5.21a) denkleminde ulaşılır.

$$y_D = \sqrt{P_S} h_{SD} x + n_D \quad (5.21a)$$

İkinci zaman kanalında alıcıda alınan işaret ise (5.21b) denklemindeki gibi olur.

$$y_{D2} = \sqrt{P_R} h_{RD} u + n_D \quad (5.21b)$$

(5.21b) denkleminde  $u$  değişkeni birinci zaman kanalında röle tarafından alınan işarettir ve (5.21c) ifadesindeki gibi gösterilebilir.

$$u = \sqrt{P_S} h_{SR} x + n_R \quad (5.21c)$$



Burada kaynak-hedef ve röle-hedef arasındaki kanal kazançları sırasıyla  $h_{SD}$ ,  $h_{RD}$  ile gürültü ise  $n_D$  ile gösterilmiştir. Bu büyüklüklerin ortalamaları sıfırdır. Gürültünün varyansı  $N_0$  olarak alınabilir. Kanal kazançlarının varyansları birim olarak alınmıştır. İletim gücü kaynak (verici) için  $P_S$ , röle için  $P_R$  olarak alınmıştır. Kullanılan protokol “kuvvetlendir ve ilet” protokolüdür. Bu durumda belirlenen bir  $\Gamma$  eşliğinin dışına çıkma (kesinti) olasılığı, direkt (kaynak ile hedef arasındaki) yol için (5.22) denklemindeki gibi yazılabilir. [47]

$$P_{D,OUT} = P_r(\gamma_D \leq \Gamma) = 1 - \exp(-\Gamma / \bar{\gamma}_{SD}) \quad (5.22)$$

(5.22) ifadesinde  $\gamma_D$ , anlık işaret-gürültü oranını belirtirken,  $\bar{\gamma}_{SD}$  kaynak ile hedef arasındaki ortalama işaret-gürültü oranını göstermektedir.

Dolaylı (kaynak-röle-hedef arasındaki) yoldan gelen işaret için kesinti olasılığı ise (5.23) ifadesindeki gibi tanımlanabilir. [47]

$$P_{R,OUT}(\Gamma) = \Pr(\gamma_R \leq \Gamma) = 1 - \frac{2\Gamma}{\sqrt{\bar{\gamma}_{SR}\bar{\gamma}_{RD}}} K_1\left(\frac{2\Gamma}{\sqrt{\bar{\gamma}_{SR}\bar{\gamma}_{RD}}}\right) \cdot \exp\left[-\Gamma \frac{(\bar{\gamma}_{SR} + \bar{\gamma}_{RD})}{\bar{\gamma}_{SR}\bar{\gamma}_{RD}}\right] \quad (5.23)$$

Bu ifadede,  $\bar{\gamma}_{SR}$  kaynak ile röle arasındaki kanalın ortalama işaret gürültü oranı,  $\bar{\gamma}_{RD}$  röle ile hedef arasındaki kanalın ortalama işaret gürültü oranını,  $\Gamma$  eşik değerini  $K_1$  ise 1.ci dereceden 2.ci tür Bessel fonksiyonunu belirtmektedir.

Seçmeli birleştirme durumunda, (birbirinden bağımsız iki adet yol olması varsayımıyla) kesinti olasılığı röle ve hedefteki kesinti olasılıklarının çarpımı olur ve (5.24) ifadesinde gösterilmiştir.

$$P_{OUT}(\Gamma) = P_{D,OUT} P_{R,OUT} \quad (5.24)$$

En yüksek oranlı birleştirme durumunda yüksek SNR değerleri varsayımı altında belirlenen  $\Gamma$  kesinti eşiği dışında kalma olasılığı  $P_{OUT}(\Gamma)$ , (5.25)’deki yaklaşıklık ifadesi kullanılarak hesaplanabilir. [47]

$$P_{OUT}(\Gamma) \approx \frac{\Gamma^2}{2\sigma_{SD}^2} \left( \frac{1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{P_S}{P_R \sigma_{RD}^2} \right) \left( \frac{N_0}{P_S} \right)^2 \quad (5.25)$$

(5.25) yaklaşıklık ifadesinde  $\sigma_{SD}^2$  kaynak ile hedef arasındaki kanalın varyansını,  $\sigma_{SR}^2$  kaynak ile röle arasındaki kanalın varyansını,  $\sigma_{RD}^2$  röle ile hedef arasındaki

kanalın varyansını,  $P_S$  kaynağın çıkış gücünü,  $P_R$  rölenin çıkış gücünü ve  $N_0$  alıcının girişinde oluşan gürültü gücünü belirtmektedir. (5.25) ifadesinden çıkarılabilecek sonuç, kesinti olasılığının, kaynaktaki işaretin gücünün alıcıdaki gürültü gücüne oranının karesiyle ters orantılı olduğudur.

### 5.3.2 Güç Sınırlamasının Etkisi

İşbirlikçi çeşitlemenin yapıldığı sistemlerde her düğüm noktasında yeterli iletim gücü sağlanılarak sistem performansı artırılabilir. Halbuki mobil haberleşme sistemlerinde her terminalin çıkış güç seviyesi sınırlıdır. Bu bölümde röledeki çıkış gücünün kısıtlı olduğu varsayılacaktır. Sistem modeli olarak Şekil 5.4’de gösterilen sistem modeli kullanılacaktır.

Bir güç sınırlama katsayısı (5.26)’deki gibi tanımlansın.

$$\beta = \frac{\bar{\gamma}_{RD,max}}{\bar{\gamma}_{SR}} \quad (5.26)$$

Burada  $\beta$  güç sınırlama katsayısı,  $\bar{\gamma}_{RD,max}$  röle hedef kanalındaki ortalama SNR’ın en yüksek değeri,  $\bar{\gamma}_{SR}$  ise kaynak röle kanalının ortalama SNR değeridir.

Seçmeli birleştirmede röledeki kesinti olasılığı  $P_{R,OUT}$  için aşağıdaki (5.27) ifadesi geçerli olur. [51]

$$P_{R,OUT-SC}(\Gamma) = 1 - \frac{2\Gamma}{\bar{\gamma}_{SR}\sqrt{\beta}} K_1\left(\frac{2\Gamma}{\bar{\gamma}_{SR}\sqrt{\beta}}\right) \cdot \exp\left[-\Gamma(1+\beta)/\beta\bar{\gamma}_{SR}\right] \quad (5.27)$$

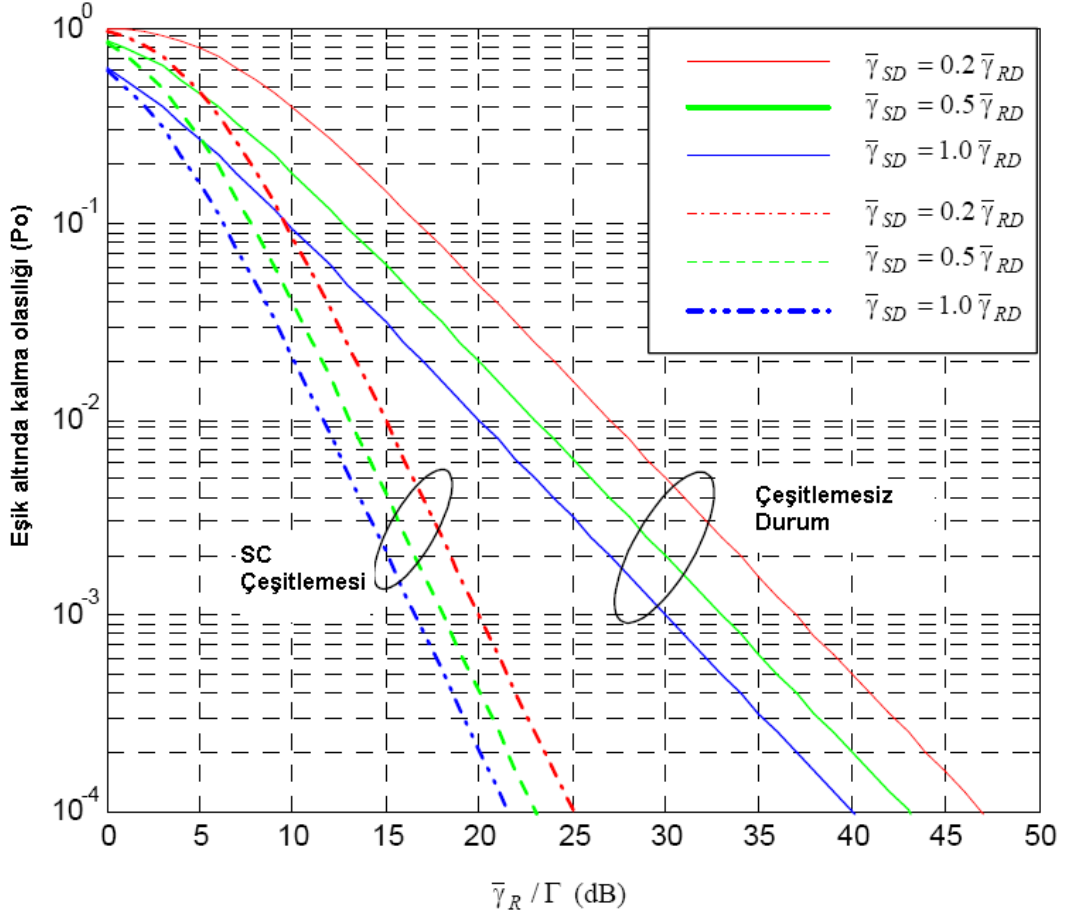
(5.27) ifadesinde  $\Gamma$  kesinti eşiği,  $K_1$  1.ci dereceden 2.ci tür Bessel fonksiyonudur.

En yüksek oran birleştirmesinde ise yüksek SNR’lar için (5.28) denklemi yaklaşık sonuçlar üretir. [15, 47]

$$P_{OUT-MRC}(\Gamma) \approx \frac{\Gamma^2}{2\bar{\gamma}_{SD}} \left( \frac{1}{\bar{\gamma}_{SR}} + \frac{1-\beta}{\beta\bar{\gamma}_{SR}} \right) \quad (5.28)$$

Burada  $\bar{\gamma}_{SD}$  kaynak hedef arasındaki ortalama SNR değeridir.

Kesinti olasılığı çizdirildiğinde Şekil 5.5’deki grafik ile karşılaştırılır. [47]



**Şekil 5.5 :** Seçmeli birleştirme (SC) ile çeşitlemesiz durumun güç sınırlaması için karşılaştırılması

Şekil 5.5'deki güç sınırlaması olmayan durum için seçmeli birleştirme yapıldığı varsayılmıştır. Ayrıca röle ile hedef ve kaynak ile röle arasındaki ortalama işaret gürültü oranları eşit kabul edilmiştir. Bu durum (5.29) formülüyle ifade edilebilir.

$$\bar{\gamma}_{RD} = \bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_R \quad (5.29)$$

İşbirlikçi çeşitlemenin olmadığı duruma göre seçmeli birleştirme durumunda röle ile alıcı (hedef) arasındaki yol iyileştiği takdirde çeşitleme nedeniyle elde edilen kazancın da iyileştiği görülmüştür. Onbinde bir kesinti olasılığı için kazanç değerleri Tablo 5.1'de verilmiştir.

**Tablo 5.1 :** Kanal karakteristikleri özeti

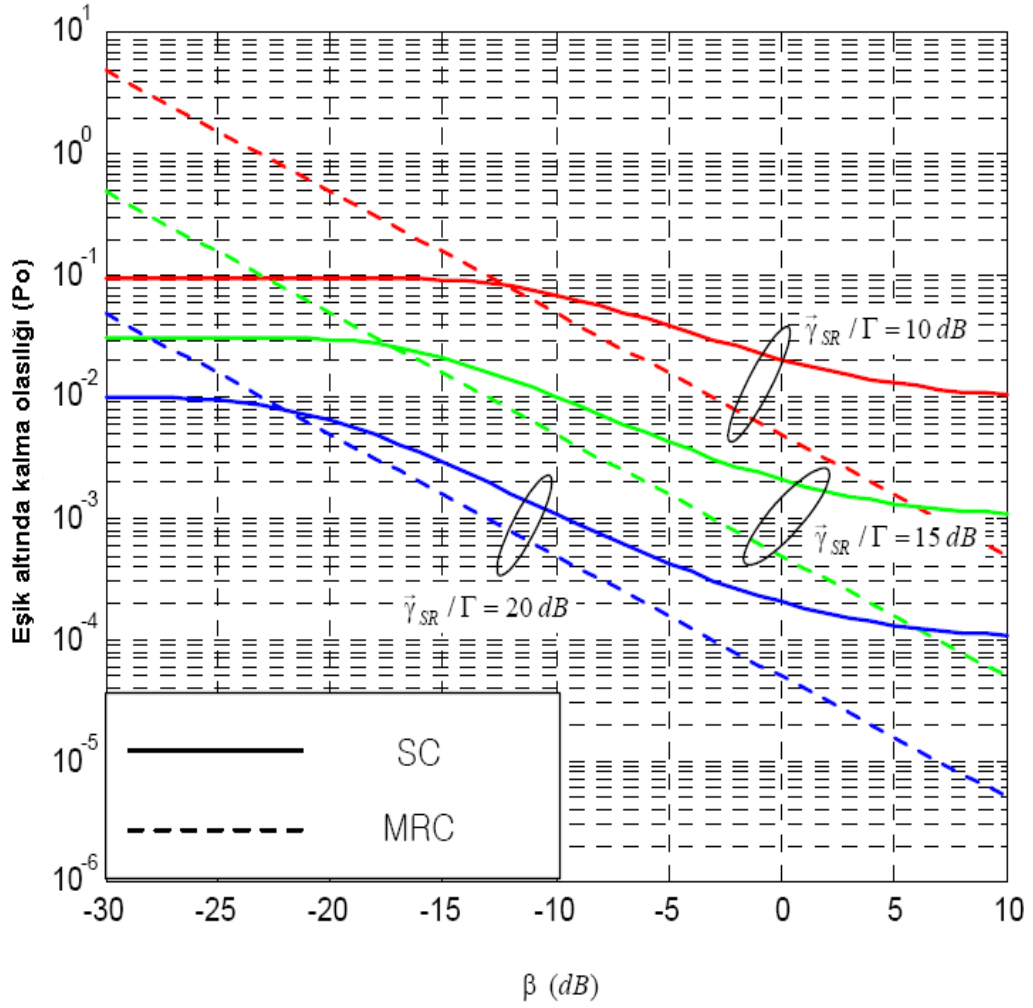
KAZANÇ	ORTALAMA SNR
18 dB	$\bar{\gamma}_{RD} = \bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{SD}$
20 dB	$0.5\bar{\gamma}_{RD} = 0.5\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{SD}$
22 dB	$0.2\bar{\gamma}_{RD} = 0.2\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{SD}^*$

\* Tüm çeşitleme yollarındaki kanalların katasyıları, direkt yolunkilere göre 5 kat daha iyidir.

Şekil 5.5'den ve Tablo 5.1'den çıkartılabilecek diğer bir sonuç ise, çeşitlemeli ve çeşitlemesiz her iki durum kendi içinde karşılaştırıldığında, kaynak ile hedef arasındaki yolun SNR değerine, röle ile hedef arasındaki yolun SNR değeri yaklaştıkça kesinti olasılığının düşmesidir.

Şekil 5.6'deki grafikte ise röle gücünün sınırlı olduğu durum simüle edilmiştir. [15] Yapılan simülasyon sonucunda röle ile hedef arasındaki kanalın SNR değeri, kaynak ile rölede arasındaki kanalın SNR değerine yaklaştıkça, kesinti olasılığının belirli bir seviyeye kadar indiği, fakat bu seviyeden sonra sabit kaldığı gözlemlenmiştir. Diğer bir deyişle, sınırlı güçlü durumda seçmeli birleştirme durumu için belirli bir hata sınırına doğru gidildiği görülmektedir. Röle ile hedef arasındaki yolun iyileştirilmesi en yüksek oran birleştiricisi kullanıldığında kesinti olasılığını düşürmeye devam etmektedir.

Çıkan bir diğer sonuç ise, röle ile alıcı arasındaki yol iyileştirildiğinde belirli bir seviyeye ( $\beta = 5dB$ ) kadar kesinti olasılığında düşmeye neden olurken bu noktadan sonra hata eşik çizgisine ulaşılır.



**Şekil 5.6 :** Seçmeli birleştirme (SC) ile en yüksek oran birleştirmesinin (MRC) sınırlı güç tahsisi için karşılaştırılması

#### 5.4 Konuma Bağlı Güç Tahsisi

Konuma bağlı güç tahsisi konusunda Gupta ve Reynolds [50] tarafından yapılan çalışmalar dikkat çekicidir. Bu kısımda ilgili çalışmanın bir özetine yer verilecektir. Sabit iletim gücü altında anlık SNR değerinin enbüyüklenerek eniyilenmeli güç tahsisi yapıldığı durum düşünölsün. Sistem modeli olarak Şekil 5.4'deki basit sistem modeli alınsın.

Gupta ve Reynolds'ın [50] sistem modelinde, birinci zaman kanalında kaynak hem röle hem de hedefe doğru iletim yaparken, ikinci zaman kanalında röle hedefe doğru

iletim yapmaktadır. Zaman kanallarındaki toplam güç aşağıdaki (5.30) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

$$P_{TOP} = P_1 + P_2 \quad (5.30)$$

Sabit toplam normalize güç değeri altında (5.31) ifadesi yazılabilir.

$$P_{TOP} = 1 \Rightarrow P_2 = 1 - P_1 \quad (5.31)$$

Röle pozisyonlarının etkisi de düşünüleceğinden zayıflatıcı etkiler de hesaba katılmalıdır. Bunun için zayıflama katsayısı (pathloss factor) tanımlanabilir. Zayıflama katsayısı belirlenirken elektromanyetik alanın mesafeye göre üstel olarak ne kadar söndüğü düşünülmelidir. Örneğin boş uzayda zayıflama katsayısı 2 alınır. Yani herhangi saçıcı olmadan sadece yayılım zayıflaması nedeniyle elektromanyetik dalga kaynaktan uzaklaşılan yolun karesiyle ters orantılı olarak söner. Günümüz şehir yapılaşmaları (binalar, vs.) , doğal etkenler (yağış, bitki örtüsü, vs.) düşünüldüğünde zayıflama katsayısı 3.6 olarak alınıp, gürültü gücü  $5 \times 10^{-15}$  Watt değerinde sabitlenebilir. [48] Kullanılan güçlerin normalize edilmesi nedeniyle, SNR'ın etkisini değiştirebilmek için “g” değişkeni tanımlanacaktır. “Kuvvetlendir ve ilet” protokolü için aşağıdaki denklemler yazılabilir.

Birinci zaman kanalında kaynaktan röleye ulaşan işaret  $y_{s,r}$ , kaynaktan alıcıya ulaşan işaret  $y_{s,d}$  olarak (5.32) ve (5.33)'deki denklemlerinde tanımlanmıştır. Bu denklemlerde  $P_1$  birinci zaman kanalında kaynağın yayın gücünü,  $h_{s,r}$  kaynak röle arasındaki kanal katsayısını,  $h_{s,d}$  kaynak ile hedef arasındaki kanal katsayısını,  $n_{s,r}$  röleye kaynaktan gelen gürültüyü,  $n_{s,d}$  alıcıya kaynaktan gelen gürültü terimini belirtmektedir. Kaynaktan gönderilen işaret “s” ile SNR etkisi de “g” terimiyle gösterilmiştir.  $d_{s,r}$  ve  $d_{s,d}$  değişkenleri sırasıyla kaynak röle arasındaki uzaklık ile kaynak ile hedef arasındaki uzaklığa karşılık düşmektedir.

$$y_{s,r} = \frac{\sqrt{P_1} g h_{s,r} s}{d_{s,r}^{3.6}} + n_{s,r} \quad (5.32)$$

$$y_{s,d} = \frac{\sqrt{P_1} g h_{s,d} s}{d_{s,d}^{3.6}} + n_{s,d} \quad (5.33)$$

İkinci zaman kanalında iletim yapılmadan önce röle kendisine gelen işareti  $\beta$  ile ölçeklendirerek gönderir.  $\beta$ , (5.34) formülünde gösterilmiştir.

$$\beta = \frac{1}{\|y_{s,r}\|} \quad (5.34)$$

İkinci zaman kanalında hedef, orijinal sinyalin gürültülü bir kopyasını alır. Bu işaret (5.35) denkleminde gösterilmiş olup, (5.36) denkleminde (5.35)'nin açık hali yazılmıştır.

$$y_{r,d} = \frac{\sqrt{P_2} g h_{r,d} y_{s,r} \beta}{d_{r,d}^{3.6}} + n_{r,d} \quad (5.35)$$

$$y_{r,d} = \frac{\sqrt{P_1 P_2} g^2 h_{s,r} h_{r,d} \beta}{d_{s,r}^{3.6} d_{r,d}^{3.6}} s + \frac{\sqrt{P_2} g h_{r,d} n_{s,r} \beta}{d_{r,d}^{3.6}} + n_{r,d} \quad (5.36)$$

Her iki denklemdeki değişkenler birinci zaman kanalında kullanılanlarla aynıdır. Bu değişkenlere ek olarak kullanılan  $P_2$  değeri ikinci zaman kanalında rölenin yaydığı güç değerini  $d_{r,d}$  ise röleden hedefe olan uzaklığı göstermektedir.

Bu iki zaman kanalından alınan işaretler (5.37) denkleminde gösterildiği gibi en yüksek oran birleştirmesi (MRC) yöntemi ile birleştirilebilir.

$$d_{AF} = h_{s,d}^* y_{s,d} + h_{s,r} h_{r,d}^* y_{r,d} \quad (5.37)$$

(5.38)'deki birleştirme işlemi gerçekleştirilirse, (5.39)'daki ifade elde edilir.

$$d_{AF} = \frac{\sqrt{P_1} g |h_{s,d}|^2 s}{d_{s,d}^{3.6}} + \frac{\sqrt{P_1 P_2} g^2 \beta |h_{s,r} h_{r,d}|^2 s}{d_{s,r}^{3.6} d_{r,d}^{3.6}} + h_{s,d}^* n_{s,d} + \frac{\sqrt{P_2} g \beta h_{s,r} |h_{r,d}|^2 n_{s,r}}{d_{r,d}^{3.6}} + (h_{s,r} h_{r,d})^* n_{r,d} \quad (5.38)$$

Anlık SNR da işaretin kovaryansının gürültünün kovaryansına oranı olarak alınabilir. Hem işaretin (s) hem de gürültünün (n) kovaryansı eşit düşünülürse, ve gürültünün gücü  $N_0$  olarak alınırsa,  $d_{AF}$ , s ve n'nin katsayılarının karelerinin oranı olur. Anlık işaret gürültü oranı  $\gamma_{AF}$  kuvvetlendir ve ilet protokolü için (5.39) denkleminde verilmiştir.

$$\gamma_{AF} = \frac{\left( \frac{\sqrt{P_1} g |h_{s,d}|^2}{d_{s,d}^{3.6}} + \frac{\sqrt{P_1 P_2} g^2 \beta |h_{s,r} h_{r,d}|^2}{d_{s,r}^{3.6} d_{r,d}^{3.6}} \right)^2}{\left( |h_{s,d}|^2 + \frac{P_2 g |h_{s,r}|^2 |h_{r,d}|^4}{d_{r,d}^{7.2}} + |h_{s,r} h_{r,d}|^2 \right) N_0} \quad (5.39)$$

Ortalama bit hata olasılığı da aşağıdaki (5.40) denklemindeki gibi yazılabilir.

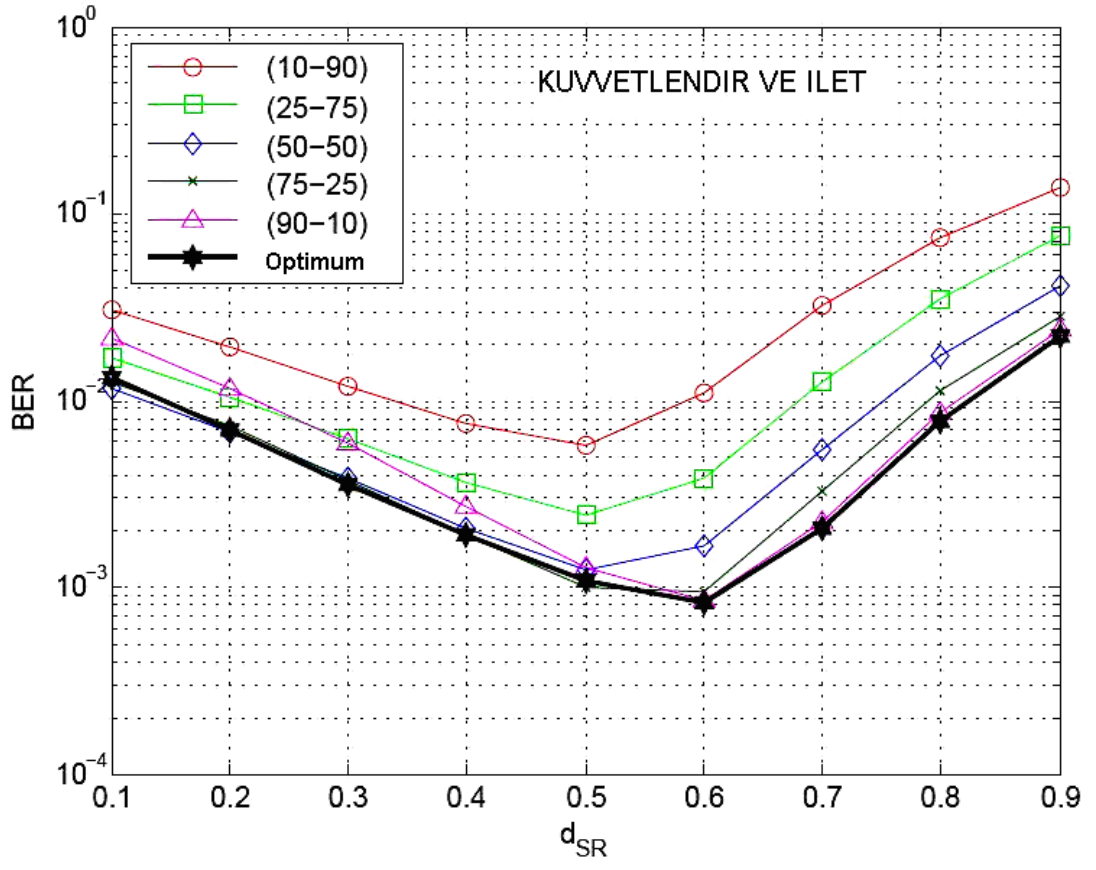
$$P_e = E\left[Q\left(\sqrt{\gamma_{AF}}\right)\right] \quad (5.40)$$

Eğer anlık zaman kanalları güçleri anlık SNR'ı enbüyükleyecek şekilde eniylenirse en uygun BER performansını gözlemlemek mümkün olur.

Birinci kanaldaki güç için  $\gamma_{AF}$  değeri, sayısal olarak Quasi-Newton metoduyla eniylenir. Güçlerin farklı zaman kanallarında farklı oranlarda dağıtıldığı durumlar ve eniylenmiş dağıtıldığı durum kuvvetlendir ve ilet protokolü için Şekil 5.7'de verilmiştir. [50]

Not: Şekil 5.7'de (10-90) ile kastedilen 1.ci zaman kanalı toplam gücün %10'unu 2.ci zaman kanalı toplam gücün %90'ını kullanmaktadır.





Şekil 5.7 : Farklı güç dağılımları için rölenin konumunun etkisi

## 6. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu bölümde tez kapsamında yapılan özgün çalışmalara ve simülasyon sonuçlarına yer verilecektir.

### 6.1 Sistem Modelleri

Genel olarak iki adet sistem modeli üzerinde çalışma gerçekleştirilmiş olup bu sistem modelleri kuvvetlendir ve ilet ve çöz ve ilet protokolleri ile çalıştırılmıştır. Öncelikli olarak eşit güç tahsisi kullanıldıktan sonra eniyilenmeli güç tahsisi konusunda da karşılaştırma yapılmıştır. Kullanılan kanallar duruğumsu Rayleigh kanallarıdır.

**Not:** Duruğumsu kanal katsayılarının üretimi ile ilgili simülasyon kodları bölümüne bakılabilir.

#### 6.1.1 Çarpışmasız Model (Model-1)

Bu modelde de Şekil 5.4'deki bir kaynak, bir röle ve bir de hedef bulunan sistem modeli kullanılacaktır. Birinci zaman kanalında kaynaktan röleye ve hedefe doğru iletim yapılırken ikinci zaman kanalında sadece röleden hedefe doğru iletim yapılacaktır. [2] Blok sönmülemeli Rayleigh kanallarda iletim yapılmaktadır. Her blokta 100 adet sembol gönderildiği varsayılmıştır. Kullanılan modülasyon türü BPSK'dır. Rölenin kaynağa yakın olduğu farz edilmiştir. Kaynakta her zaman diliminde birer işaret ulaştığından herhangi bir çarpışma durumu oluşmaz dolayısıyla bu modele çarpışmasız model adı verilmiştir.

##### 6.1.1.1 Model-1 ve kuvvetlendir ve ilet protokolü

Model-1 kuvvetlendir ve ilet protokolü için aşağıdaki kanal denklemleri yazılabilir. Birinci zaman kanalında alıcıda alınan işaret (6.1) denkleminde belirtilmiştir.

$$y_1 = \sqrt{snr\alpha} \cdot h_{SD} \cdot s + n_{SD} \quad (6.1)$$

Bu denklemdeki SNR terimi ilgili birimin (kaynak veya röle) çıkış gücüne karşılık düşerken  $\alpha$  değeri kaynağın toplam gücün ne kadarlık bir kısmını kendisinin kullandığını göstermektedir.  $s$  sembol dizisini,  $h_{SD}$  kaynak ile röle arasındaki kanal

katsayısını  $n_{SD}$  ise kaynak ile röle arasındaki gürültüyü temsil etmektedir. Burada  $h_{SD}$ ,  $n_{SD}$  terimleri kompleks Gauss dağılımına uyan büyüklüklerdir. Her iki büyüklüğün varyansı 1 standart sapmaları 0'dır.  $h_{SD}$ 'nin içeriği her blok boyunca sabitken  $n_{SD}$  her sembolle birlikte değişmektedir.

**Not:** Bu tezde Adeane ve diğ. [43] anlattığı güç tahsis sistemi tek kullanıcı durumu için kullanılacaktır. Yani kaynağın gücü  $\alpha$  ile ölçeklendirilirken rölenin gücü  $(1-\alpha)$  ile ölçeklendirilecektir.

Rölede oluşan işaret  $y_R$  olarak (6.2) denkleminde verilmiştir.

$$y_R = \sqrt{snr\alpha} \cdot h_{SR} \cdot s + n_{SR} \quad (6.2)$$

$h_{SR}$  ve  $n_{SR}$  değerleri kaynak röle arasındaki kanal katsayısına ve o kanaldaki gürültü katsayısına karşılık düşmektedir.  $h_{SD}$  ve  $n_{SD}$  ile aynı istatistiksel karaktere sahiptirler. Yine varyansları 1 ortalamaları 0 olan kompleks Gauss büyüklüklerdir.

(6.3) denkleminde ise ikinci zaman kanalında röle üzerinden alıcıya gelen işaret  $y_2$  gösterilmiştir.

$$y_2 = \frac{\sqrt{snr \cdot (1-\alpha)} \cdot h_{RD} \cdot (\sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SR} \cdot s + n_{SR})}{\sqrt{snr \cdot \alpha \cdot |h_{SR}|^2 + 1}} + n_{RD} \quad (6.3)$$

Bu denklemde  $n_{RD}$  terimi röle hedef arasındaki gürültü değerini,  $h_{RD}$  değeri ise röle hedef arasındaki kanal katsayısını belirtmektedir. Toplam normalize gücün sabit ve 1 olması nedeniyle röleye kalan güç değeri  $(1-\alpha)$  ile oranlanmaktadır.

Özetle, birinci zaman kanalında kaynağın  $\alpha \cdot snr$  gücüyle çıkış yaptığı, ikinci zaman kanalında rölenin  $(1-\alpha) \cdot snr$  gücünde yayın yaptığı kabul edilmiştir. Alıcıda, farklı kanallardan gelen işaretler en yüksek oran birleştirmesi ile birleştirildikten sonra en yüksek benzeşimli sezme işlemi ile sezilirler. Sezme işlemi (6.4) denkleminde gösterilmiştir.

$$\hat{s}_{ML} = (H^H C_n^{-1} H)^{-1} H^H C_n^{-1} y \quad (6.4)$$

(6.4) denkleminde sezilen işaret  $\hat{s}_{ML}$  terimiyle tanımlanmıştır. Bu denklemde parantez dışındaki kısım yani  $H^H C_n^{-1} y$  ifadesi, en yüksek oran birleştirmesini gösterir. Denklemin geri kalan kısmı en yüksek benzeşimli sezme işlemi gösterir.

Denklemdaki  $H$  ifadesi kanal matrisini,  $C_n$  değeri ise gürültü kovaryans matrisini ifade eder.  $y$  değeri ise her iki kanaldan alınan işaretleri içeren  $[y_1 \ y_2]^T$  formunda bir vektördür.

(6.1) ve (6.3) denklemlerinden en yüksek oran sezmesi yapabilmek için gerekli olan kanal matrisi  $H$  ve gürültü kovaryans matrisi  $C_n$  yazılacak olursa (6.5) ve (6.6) ifadeleri bulunur..

$$H = \begin{bmatrix} \sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SD} \\ \frac{\sqrt{snr \cdot (1-\alpha)} \cdot h_{RD} \cdot (\sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SR})}{\sqrt{snr \cdot \alpha \cdot |h_{SR}|^2 + 1}} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$C_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{snr \cdot (1-\alpha) \cdot |h_{RD}|^2 \cdot snr \cdot \alpha \cdot |h_{SR}|^2}{snr \cdot \alpha \cdot |h_{SR}|^2 + 1} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$(H^H C_n^{-1} H)^{-1}$  değeri pozitif skaler bir değer oluşturur ve BPSK modülasyonu için sezilen sembolün işaretini değiştirmez. Bu durumda sezilen sembol dizisini (6.7)'deki gibi yazmak mümkündür.

$$\hat{s} = \text{sgn}(\text{Re}\{H^H C_n^{-1} y\}) \quad (6.7)$$

Daha sonra sezilen sembol dizisiyle gönderilen sembol dizisi karşılaştırılarak bit hata oranı bulunur. (6.7) denklemindeki  $y$  alıcıda oluşan işaretlerin ifadesi (6.8)'deki gibi açık şekilde yazılabilir.

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

**Not:** Model-1 ve kuvvetlendir ve ilet protokolünün birlikte kullanıldığı simülasyon koduna ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.

### 6.1.1.2 Model-1 ve çöz ve ilet protokolü

Kuvvetlendir ve ilet protokolü için çıkarılan ifadeler çöz ve ilet protokolü için de (6.9) – (6.13) denklemlerindeki gibi yazılabilir.

$$y_1 = \sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SD} \cdot s + n_{SD} \quad (6.9)$$

(6.9) denklemindeki  $y_1$  terimi alıcıda birinci zaman kanalında alınan işarete karşılık düşerken,  $snr$  terimi toplam çıkış gücüne,  $\alpha$  terimi kaynağın güç tahsis katsayısına,  $h_{SD}$  kaynak alıcı kanalındaki kanal katsayısına,  $s$  gönderilen işaret dizisine ve  $n_{SD}$  kaynak alıcı kanalındaki gürültü katsayısına karşılık düşmektedir.

$$y_2 = \sqrt{snr \cdot (1 - \alpha)} \cdot h_{RD} \cdot \tilde{s} + n_{RD} \quad (6.10)$$

(6.10) denklemindeki  $y_2$  terimi ise ikinci zaman kanalında alıcıda alınan işarete karşılık düşmektedir.  $h_{RD}$ , röle ile alıcı arasındaki kanal katsayısına,  $n_{RD}$ , röle ile alıcı arasındaki gürültü katsayısına karşılık düşmektedir. Kullanılan protokolün çöz ve ilet olması nedeniyle, röleye gelen işaret sezilerek hedefe gönderilir. Rölede sezilen işaret  $\tilde{s}$  olarak gösterilmiştir.  $\tilde{s}$  terimi (6.11)'deki gibi tanımlanabilir.

$$\tilde{s} = \text{sgn}\left(\text{Re}\left\{h_{SR}^{-1} \cdot \left(\sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SR} s + n_{SR}\right)\right\}\right) \quad (6.11)$$

Bu denklemde  $h_{SR}$  kaynakla röle arasındaki kanal katsayısına,  $n_{SR}$  ise kaynakla röle arasındaki gürültü katsayısına karşılık düşmektedir.

$\tilde{s}$  terimini etkileyen en önemli parametre, kaynak röle kanalının kazancı yani  $h_{SR}$  katsayısıdır. Tahmin edilebileceği gibi kaynak röle arasındaki kanal iyileştikçe röledeki sezme işlemi daha hatasız bir şekilde gerçekleşmektedir. [15]

(6.4) denkleminde tanımlanan en yüksek benzeşimli sezme işlemi çöz ve ilet protokolüne de uygulanabilir. Yine bu (6.4) ifadesinde geçen  $H$  kanal matrisi (6.12) eşitliğinde verilmiştir. Bu matris (6.9) ve (6.10) denklemlerinden yararlanılarak oluşturulabilir.

$$H = \begin{bmatrix} \sqrt{snr \cdot \alpha} \cdot h_{SD} \\ \sqrt{snr \cdot (1 - \alpha)} \cdot h_{RD} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Benzer şekilde, yine (6.9) ve (6.10) denklemleri kullanılarak aşağıdaki gürültü kovaryans matrisi (6.13) ifadesindeki gibi çıkarılabilir.

$$C_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = I \quad (6.13)$$

(6.13)'deki gürültü kovaryans matrisi yazılırken birinci kanaldan gelen gürültünün varyansının  $\sigma^2_{NSD}$ 'nin beklenen değerinin 1 olması nedeniyle gürültü kovaryans matrisinin köşegeninin üzerindeki ilk eleman 1'e eşitlenmiştir. İkinci zaman

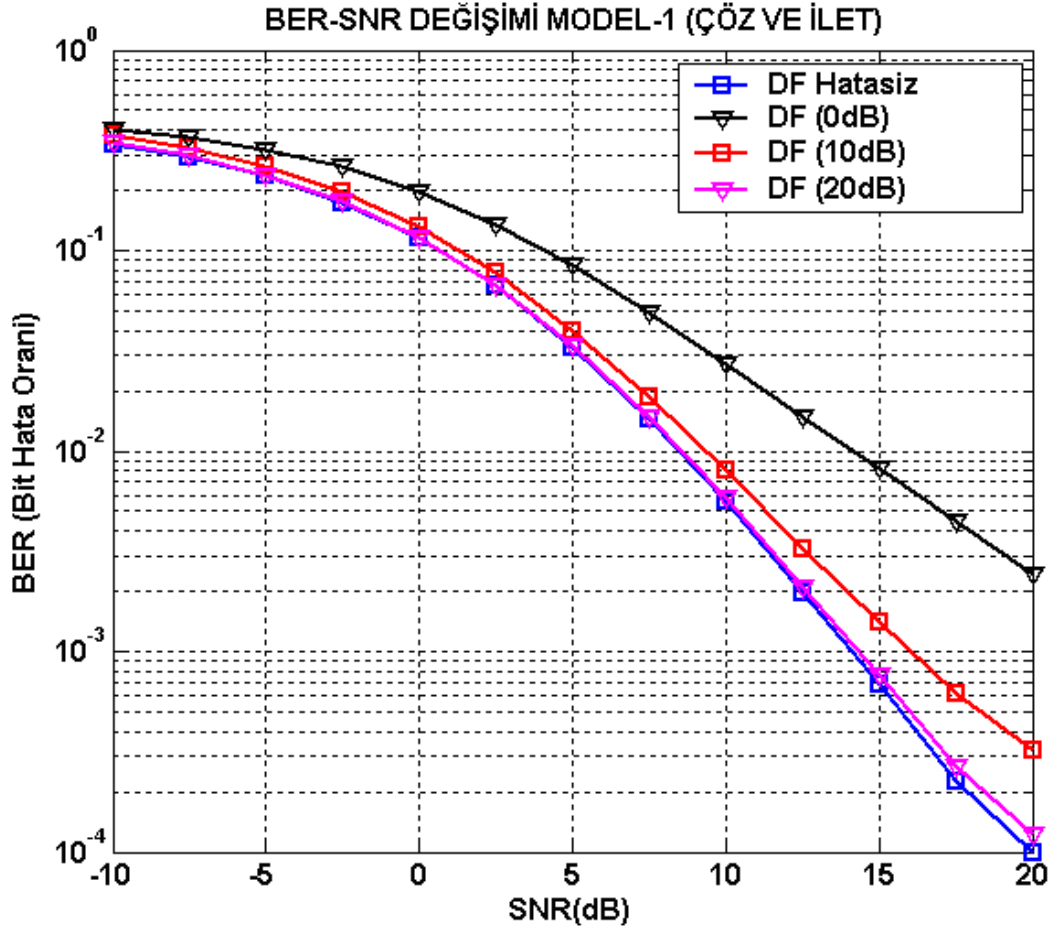
kanalında ise sadece röle ile hedef arasındaki gürültüden bahsedilebilir. Bu durumda kovaryans matrisinin ikinci satırı da  $\sigma^2_{NRD}$ 'nin beklenen değeri yani 1 olur. Gürültü kovaryans matrisinin köşegenindeki ikinci eleman da 1 olur. En yüksek oran birleştirmesi yapılacak olursa, (6.5) ve (6.6) denklemlerindeki H ve  $C_n$  ifadeleri çöz ve ilet protokolüne uyarlanacak olursa (6.14) sezme denklemi oluşur.

$$\hat{s}_{ML} = (H^H C_n^{-1} H)^{-1} H^H C_n^{-1} y \quad (6.14)$$

(6.14) sezme denkleminde bulunan  $\hat{s}_{ML}$  dizisi s sembol dizisi ile karşılaştırılarak bit hataları tespit edilebilir.

Bit hatasının işaret gürültü oranına göre değişimi farklı kanal röle durumları için Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Yapılan simülasyonlarda da  $h_{SD}$  kanal katsayısının iyileşmesi durumunda BER-SNR grafiğinin hatasız sezme durumuna doğru kaydığını göstermektedir.

**Not:** Hatasız sezme ve hatalı sezme durumlarının canlandırıldığı simülasyonlara ilişkin kodlara ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.



Şekil 6.1 : Çöz ve ilet protokolünün kaynak röle kanalına göre değişimi

### 6.1.2 Çarpışmalı Model (Model-2)

Bu modelde Nabar'ın makalesinde kullandığı sistem şeması dikkate alınacaktır. Sistem şeması genel özetlenecek olursa, birinci zaman kanalında kaynaktan röleye ve hedefe doğru iletim yapılırken, ikinci zaman kanalında hem röleden hem de kaynaktan hedefe doğru iletim yapıldığı kabul edilmiştir. [5] Modele çarpışmalı denilmesinin nedeni, ikinci zaman kanalında birden çok işaretin aynı anda alıcıya ulaşması ve bu işaretlerin birbirleriyle çarpışmasıdır. Tabii ki daha karmaşık bir alıcı donanımıyla bu işaretleri filtrelemek mümkündür.

#### 6.1.2.1 Model-2 ve kuvvetlendir ve ilet protokolü

Çarpışmalı model, kuvvetlendir ve ilet protokolüyle birlikte kullanılacak olursa, Rayleigh sönmülemeli duruğumsu kanal için aşağıdaki kanal denklemleri yazılabilir.

[5]

Bu sistem, kuvvetlendirir ve ilet protokolü için yazılırsa (6.11)-(6.15) denklemlerine ulaşılır.

$$y_{1-P2} = \sqrt{snr \cdot \alpha_{S1}} \cdot h_{SD1} \cdot s + n_{SD1} \quad (6.11)$$

(6.11) denklemindeki  $\alpha_{S1}$  katsayısı birinci zaman kanalında kaynağın yüzde kaç güçle çıkış yapacağını belirtmektedir. Model-1’de olduğu gibi Model-2’de de  $h$ ,  $n$  ve  $s$  katsayıları sırasıyla kanal katsayıları, gürültü katsayıları ve sembol dizisine karşılık düşmektedir. Röleye gelen işaret (6.12) denklemindeki gibidir.

$$y_{R-P2} = \sqrt{snr \cdot \alpha_{S1}} \cdot h_{SR} \cdot s + n_{SR} \quad (6.12)$$

İkinci zaman kanalında alınan işaret (6.13) ifadesiyle verilmiştir. Bu işaret iki ana bölümden oluşmuştur. Birinci kısım kaynaktan hedefe doğru yönelen işareti betimlerken, ikinci kısım röle üzerinden sezilerek gelen işareti betimler.

$$y_{2-P2} = \left[ \sqrt{snr \alpha_{S2}} h_{SD2} s \right] + \left[ \frac{\sqrt{snr(1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2})} \cdot h_{RD} (\sqrt{snr \alpha_{S1}} h_{SR} s + n_{SR})}{\sqrt{snr \alpha_{S1} |h_{SR}|^2 + 1}} \right] + n_2 \quad (6.13)$$

(6.14) ve (6.15) ifadelerinde kanal matrisi ve gürültü kovaryans matrisi verilmiştir. Kanal matrisi (6.11) ve (6.13) ifadeleri birleştirilerek oluşturulabilir.

$$H_{P2} = \begin{bmatrix} \sqrt{snr \alpha_{S1}} h_{SD1} \\ \sqrt{snr \alpha_{S2}} h_{SD2} + \frac{snr \sqrt{\alpha_{S1} \cdot (1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2})} h_{RD} h_{SR}}{\sqrt{snr \alpha_{S1} |h_{SR}|^2 + 1}} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Benzer şekilde gürültü kovaryans matrisinin satırları her iki kanaldan gelen gürültü bileşenlerinin varyanslarının beklenen değerleri şeklinde yazılabilir.

$$C_{nP2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{(1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2}) \cdot |h_{RD}|^2 snr}{snr \cdot \alpha_{S1} |h_{SR}|^2 + 1} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

En yüksek oran birleştirilmesi yapılarak alıcıya gelen işaretlerden semboller sezilebilir.



**Not:** Model-2 ve kuvvetlendir ve ilet protokolünün birlikte kullanıldığı durum için yazılmış simülasyon kodlarına ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.

### 6.1.2.2 Model-2 ve çöz ve ilet protokolü

Kuvvetlendir ve ilet protokolünde kullanılan sistematığın benzeri kullanılarak, çöz ve ilet protokolüyle ilgili denklemler (6.16)-(6.21) oluşturulabilir. [5]

(6.16) denkleminde birinci zaman kanalında hedefte alınan işaret verilmiştir. Bu denklemlerdeki  $\alpha_{S1}$  değeri birinci zaman kanalında kaynağın toplam gücün yüzde kaçını kullanacağını belirtirler.

$$y_{1DF-P2} = \sqrt{snr \cdot \alpha_{S1}} \cdot h_{SD1} \cdot s + n_{SD1} \quad (6.16)$$

(6.17) denkleminde röleye gelen işaret verilmiştir.

$$y_{RDF-P2} = \sqrt{snr \cdot \alpha_{S1}} \cdot h_{SR} \cdot s + n_{SR} \quad (6.17)$$

(6.18) denkleminde rölede sezilen işaret verilmiştir.

$$y_{R\_SEZ} = \text{sgn} \left( \text{Re} \left\{ h_{SR}^{-1} \sqrt{snr \cdot \alpha_{S1}} \cdot h_{SR} s + h_{SR}^{-1} n_{SR} \right\} \right) \quad (6.18)$$

İkinci zaman kanalında alıcıda alınan işaret (6.19) denkleminde gösterilmiştir. Bu denklemindeki  $\alpha_{S2}$  değeri, ikinci zaman kanalında kaynağın yaydığı gücün toplam çıkış gücüne oranıdır. Toplam normalize gücün 1 kabul edildiği durumda rölenin toplam çıkış gücünden alacağı pay  $(1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2})$  katsayısıyla belirlenmiştir.

$$y_{2DF-P2} = \sqrt{snr \alpha_{S2}} h_{SD2} s + \sqrt{snr \cdot (1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2})} \cdot h_{RD} y_{R\_SEZ} + n_2 \quad (6.19)$$

Kanal kovaryans matrisi  $C_{nDF-P2}$ 'nin birinci satırı birinci zaman kanalındaki gürültünün kovaryansına eşit olacaktır. Bu matrisin ikinci satırı ise (6.19) denklemindeki gürültü varyanslarının toplamı olacaktır. Bu durumda, gürültü kovaryans matrisi  $C_{nDF-P2}$  (6.20) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$C_{nDF-P2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = I \quad (6.20)$$

Kanal matrisi ise yine birinci ve ikinci zaman kanallarında röleye ulaşan işaretlerin katsayılarını barındıran bir matris olarak (6.21) denklemindeki gibi yazılabilir. Burada dikkat edilmesi gerek nokta kanal matrisinin ikinci satırının kuvvetlendir ve ilet protokolünde olduğu gibi iki bileşenin toplamından oluştuğudur. Bu bileşenler

ikinci zaman kanalında kaynakla röle arasındaki direkt yoldan gelen bileşen ve röle ile hedef yolundan gelen bileşendir.

$$H_{DF-P2} = \left[ \begin{array}{c} \sqrt{snr\alpha_{S1}}h_{SD1} \\ \left[ \sqrt{snr\alpha_{S2}}h_{SD2} \right] + \left[ \sqrt{snr \cdot (1 - \alpha_{S1} - \alpha_{S2})}h_{RD} \right] \end{array} \right] \quad (6.21)$$

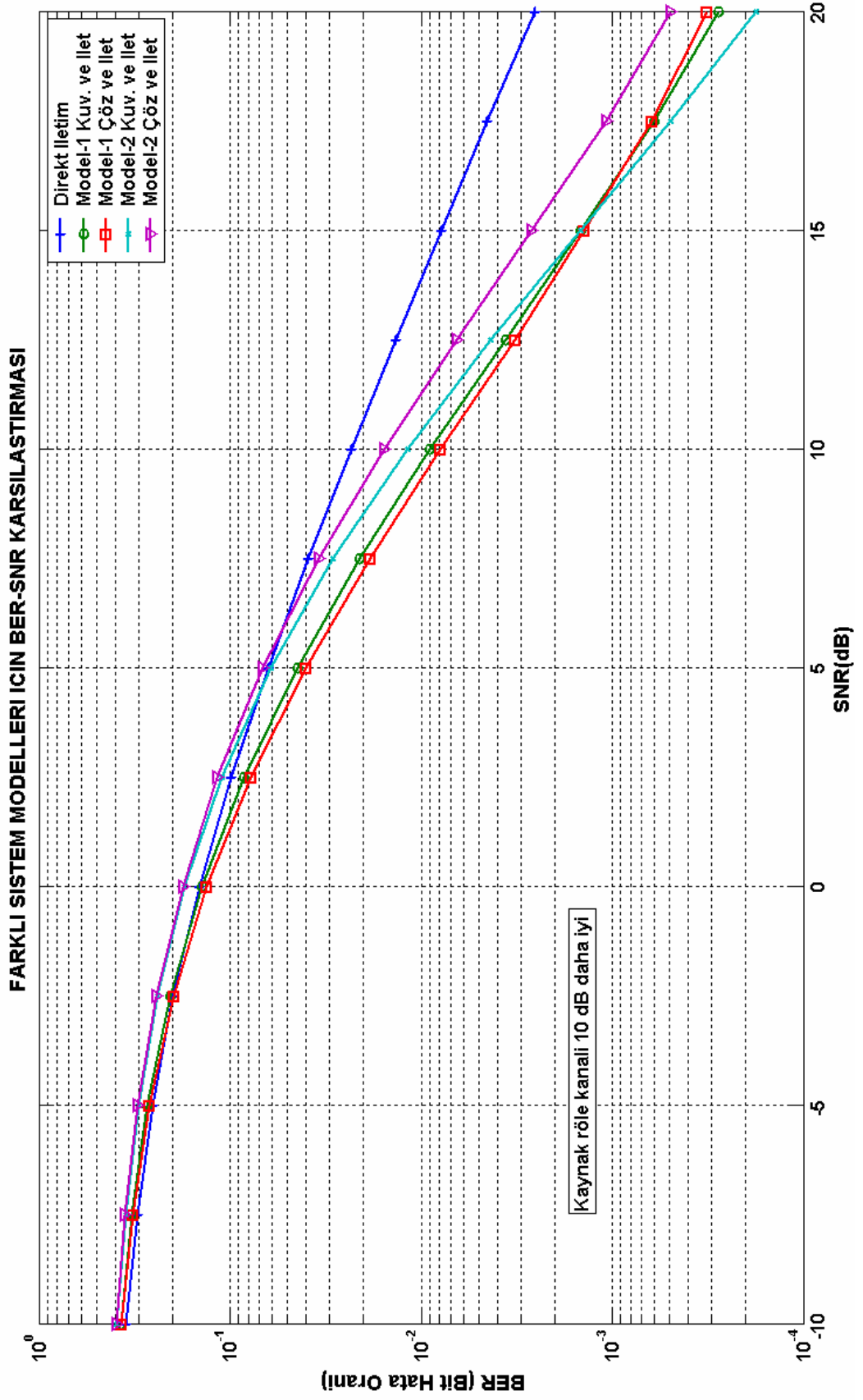
En yüksek benzeşimli sezme işlemi (6.14) denklemindeki gibi yapılabilir ve kaynaktan gönderilen işaretler alıcıda bir miktar bit hatasıyla sezilebilir.

**Not:** Model-2 ve çöz ve ilet protokolünün birlikte kullanıldığı durum için yazılmış simülasyon kodlarına ekteki simülasyon kodları bölümünden ulaşılabilir.

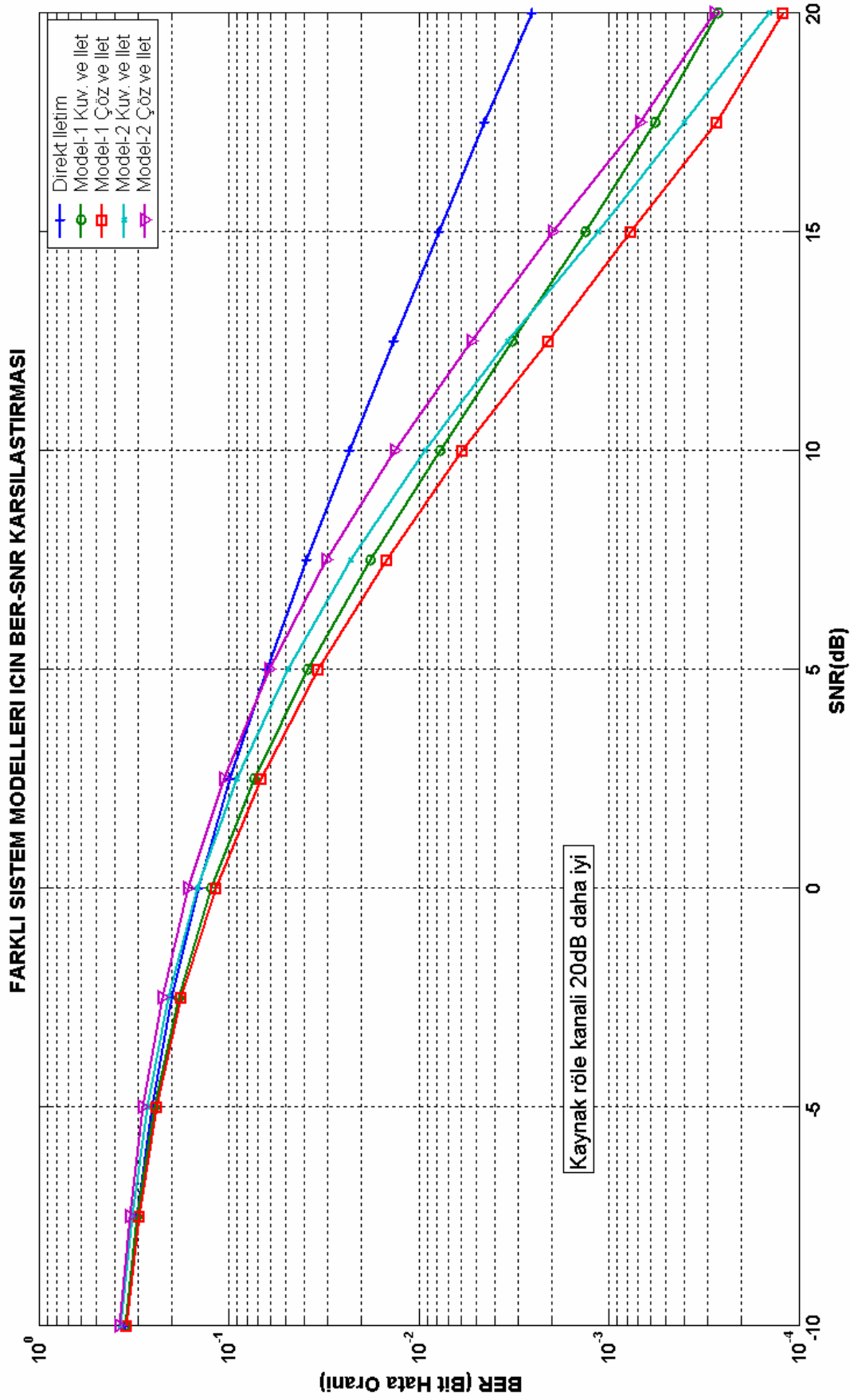
## 6.2 Farklı Sistem Modellerinin Bit Hata Performansları

Bölüm 6.1’de verilmiş olan sistem modellerinin BER performansı açısından karşılaştırmaları MATLAB programı aracılığıyla duruğumsu Rayleigh kanallar için yapılmıştır. Tüm karşılaştırmalarda Monte-Carlo boyu (kanallardan gönderilen toplam sembol sayısı) 1.000.000 olup, blok blok iletim yapıldığı ve her bloğun 100 sembolden oluştuğu varsayılmıştır. Tüm kanal katsayıları ve gürültü katsayıları istatistiksel olarak Gauss dağılımına uygun olarak oluşturulmuş olup ortalamaları 0 varyansları ise 1 olarak alınmıştır. Eşit güç tahsisinin yapıldığı düşünülmüştür. Diğer bir değişle Model-1 için  $\alpha=0.5$ , Model-2 için  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.333$  olarak alınmıştır. Geri kalan güçler de rölelere yayın yapabilmeleri için verilmiştir. Yani röle tarafındaki güç tahsis katsayıları Model-1 için  $1 - \alpha = 0.5$  ve Model-2 için  $1 - \alpha_1 - \alpha_2 = 0.334$  olarak alınmıştır. Yakın röle ve çok yakın röle durumları için farklı modeller BER-SNR değişim grafikleri Şekil 6.2 ve Şekil 6.3’de simüle edilmiştir.

**Not:** Farklı protokolleri karşılaştıran simülasyon koduna ekteki simülasyon kodları bölümünden erişilebilir. Simülasyon kodunun çalışması için kodda başvurulan diğer simülasyonların da yapılması gerekmektedir.



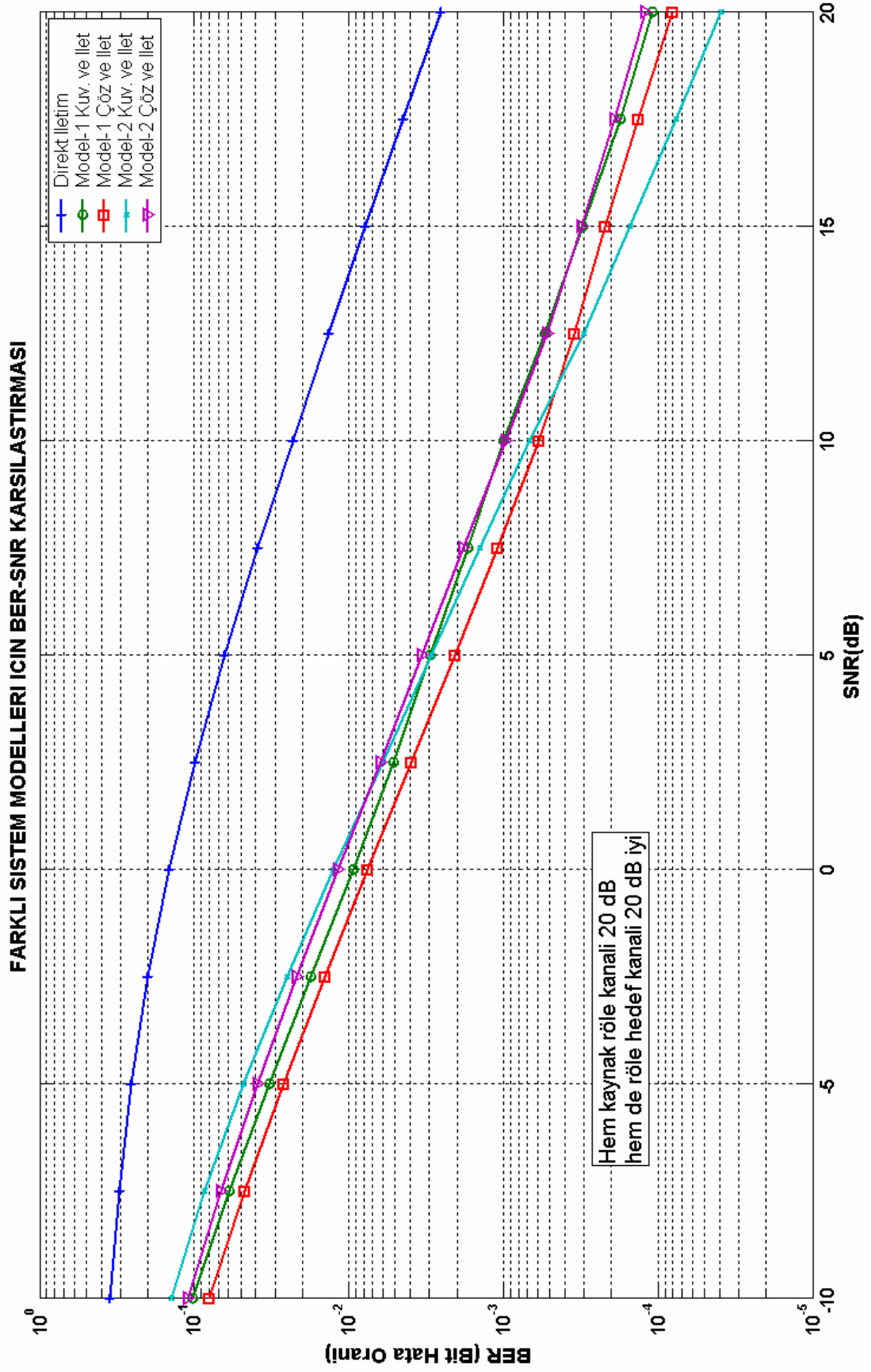
Şekil 6.2 : Yakın röle durumu için BER-SNR karşılaştırması



Şekil 6.3 : Çok yakın röle durumu için BER-SNR karşılaştırması

Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'den çıkarılabilecek sonuç, 0-20dB aralığında en iyi bit hata performansını çarpışmasız modeldeki protokollerin gösterdiği'dir. İşaret gürültü oranı 0 dB'den kötü olan durumlarda çeşitleme yapmanın anlamı kalmamaktadır, çünkü direkt iletim daha iyi bir bit hata performansı vermektedir. Yakın röle durumunda, çarpışmalı protokoller 7-8 dB'ye kadar direkt iletimden daha kötü bir performans vermektedirler. Yüksek işaret gürültü oranı değerlerinde çarpışmalı modelin daha iyi çeşitleme kazançları görülmektedir. Kaynak ile röle kanalı iyileştikçe özellikle çarpışmasız modeldeki kuvvetlendir ve ilet protokolü daha iyi performans vermeye başlamaktadır.

Bu sonuçlardan sonra, tez kapsamında röle hedef kanalındaki iyileştirmelerin sistem performansını nasıl etkilediği araştırılmıştır. Bölüm 6.1'deki tüm formüller aynen geçerliliğini koruduğu yaklaşımıyla aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir. Yapılan simülasyonda kaynak röle kanalının kaynak hedef kanalına göre 20dB daha iyi olduğu varsayılmıştır. Röle hedef kanalının da kaynak hedef arasındaki kanala göre 20dB iyi olduğu varsayılmıştır. Tüm çeşitleme yolunun iyi olduğu durum ilk bakışta anlamsız gelebilir; ancak çeşitli coğrafi durumlarda, örneğin kaynak ile alıcı arasında bir dağ olması, rölenin ise dağın tepesinde hem alıcıyı hem de vericiyi temiz sinyal alacak şekilde görmesi gibi durumlarda, bu kanal koşulları oluşabilir. Şekil 6.4'de yukarıda anlatılan kanal karakteristiklerine göre, farklı modellerin ve bu modelleri kullanan protokollerin bit hata performansları BPSK modülasyonuna göre verilmiştir.



Şekil 6.4 : Kaliteli çeşitleme yolu için BER-SNR karşılaştırması

Şekil 6.4'den çıkarılabilecek sonuç, kaliteli çeşitleme yolunun kullanıldığı durumlarda  $10^{-2}$  bit hata oranında işbirlikli çeşitleme direkt ilettime göre kullanılan model protokol çiftine göre 11 ila 15dB'lik bir kazanç sağlamaktadır. Kaliteli kanallarda düşük işaret gürültü oranı seviyelerinde model-1 çöz ve ilet protokolü daha iyi performans sağlarken, işaret gürültü oranı iyileştikçe model-2 kuvvetlendir ve ilet protokolü de çöz ve ilet protokolünün performansına yaklaşıp geçmektedir.

-10 ila 11dB işaret gürültü oranı seviyesinde model-1 ile beraber kullanılan çöz ve ilet protokolünün de diğer tüm protokollerden daha iyi olduğu görülmektedir. Bunun nedeni kanal koşullarının iyi olmasından dolayı rölede neredeyse hatasız sezme yapılmasıdır. Çarpışmalı modelle birlikte kullanılan kuvvetlendir ve ilet protokolü 11dB'lik işaret gürültü oranı seviyesinden sonra, en iyi bit hata performansını vermektedir. Yüksek işaret gürültü oranında  $10^{-4}$  bit hata oranı seviyesinde çarpışmalı çöz ve ilet, çarpışmasız kuvvetlendir ve ilet protokolüne göre yaklaşık 3 dB'lik, diğer iki modeldeki iki protokole göre de 4dB'lik daha iyi performans sergilemektedir. Çarpışmalı modelin çarpışmasız modele karşı yüksek SNR değerlerinde kuvvetlendir ve ilet protokolü için üstünlük sağlamanın nedeni ise, çarpışmalı modelde kullanılan eşit güç tahsis algoritmasının ikinci zaman kanalında toplam gücün %66'sını çok kaliteli yola verirken, çarpışmasız modelde çok kaliteli çeşitleme yoluna toplam gücün %50'sinin verilmesidir. Yani çarpışmalı modelde (model-2) sistem elemanı bazlı eşit güç tahsisi yapılmış olup, zaman kanalı bazlı güç tahsisi yapılmamıştır.

### **6.3 Eniyilenmeli Güç Tahsisi Durumu**

Daha önceki bölümlerde eşit güç tahsisi durumunda protokollerin nasıl davrandıklarının karşılaştırması verilmişti. Bu bölümde ise, eniyilenmeli güç tahsisi kullanıldığında sistemin bit hata performansında ne tür iyileşmeler olduğu incelenecektir. Yüksek işaret gürültü oranlarındaki iyi performansı nedeniyle sadece çarpışmasız modeldeki protokoller mercek altına alınacaktır.

Genel olarak üç farklı güç tahsis algoritması bu tez kapsamında önerilecektir. Bu algoritmalar aşağıda verilmiştir.

1. Kuvvetlendir ve ilet protokolünde, tüm bloklar için işaret gürültü oranını enbüyükleyen güç tahsis algoritması

2. Kuvvetlendir ve ilet protokolünde, her blok için işaret gürültü oranını ayrı ayrı enbüyükleyen güç tahsis algoritması
3. Çöz ve ilet protokolü için sadece iyi çeşitleme yollarında eşit güçle iletim yapan güç tahsis algoritması

### 6.3.1 Tüm Bloklar İçin İşaret Gürültü Oranının Enbüyüklenmesi

Bu kısımda tüm bloklar için işaret gürültü oranını enbüyükleyen diğer bir değişle bit hatasını enküçükleyen ortak bir güç tahsis katsayısı bulmak amaçtır. Model-1 kuvvetlendir ve ilet protokolü yazılacak olunursa (6.22) denklemi elde edilir.

$$SNR = \alpha P |h_{SD}|^2 + \frac{\alpha(1-\alpha)P^2 |h_{RD}|^2 |h_{SR}|^2}{(1-\alpha)P |h_{RD}|^2 + \alpha P |h_{SR}|^2 + 1} \quad (6.22)$$

Yüksek güç değerlerinde (6.22)'deki SNR ifadesinde paydadaki 1 değeri ihmal edilebilir. Bu durumda SNR'ın üst limiti (6.23) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$SNR_{\text{üst}} = \alpha P |h_{SD}|^2 + \frac{\alpha(1-\alpha)P^2 |h_{RD}|^2 |h_{SR}|^2}{(1-\alpha)P |h_{RD}|^2 + \alpha P |h_{SR}|^2} \quad (6.23)$$

Yukarıdaki ifadeyi enküçükleyen  $\alpha$  değerinin bulabilmek için türev alınıp, sıfıra eşitlenir. Çeşitli aritmetik işlemlerin ardından aşağıdaki (6.24) denklemi ortaya çıkar.

$$\frac{dSNR_{\text{üst}}}{d\alpha} = P(\alpha^2(x - y + t + z) + \alpha(-2x + 2y) + x) = 0 \quad (6.24)$$

(6.24) denklemindeki türevi oluşturan polinomdaki  $x$ ,  $y$ ,  $z$  ve  $t$  değişkenleri, (6.25a-6.25ç) denklem takımında verilmiştir.

$$x = |h_{RD}|^4 (|h_{SD}|^2 + |h_{SR}|^2) \quad (6.25a)$$

$$y = |h_{RD}|^2 |h_{SD}|^2 |h_{SR}|^2 \quad (6.25b)$$

$$z = |h_{RD}|^2 |h_{SR}|^2 (|h_{SD}|^2 + |h_{SR}|^2) \quad (6.25c)$$

$$t = |h_{SD}|^2 |h_{SR}|^4 \quad (6.25ç)$$

(6.24) ifadesindeki polinomun kökleri istenen  $\alpha$  değerlerini verir. Burada dikkat çekici nokta  $\alpha$  değerlerinin  $P$  güç değerinden bağımsız olduğudur.

(6.24) denklemini sağlayan  $\alpha$  değerleri (6.26) eşitliğinde verilmiştir.



$$\alpha_{1,2} = \left[ \frac{|h_{RD}|^2}{|h_{RD}|^2 - |h_{SR}|^2} \right] \left[ 1 \pm \frac{|h_{SR}|^2}{\sqrt{\delta}} \right] \quad (6.26)$$

Yukarıdaki denklemdeki  $\delta$  değeri (6.27) eşitliğindeki gibi tanımlanmıştır.

$$\delta = |h_{RD}|^2 |h_{SD}|^2 + |h_{SR}|^2 |h_{RD}|^2 - |h_{SD}|^2 |h_{SR}|^2 \quad (6.27)$$

(6.25) denkleminde  $\alpha$ 'nın kompleks değerler aldığı durumlarda  $\alpha = 1$  alınır. Benzer şekilde  $\alpha > 1$  durumu için de  $\alpha = 1$  alınır.  $0 < \alpha < 1$  durumu için ilgili  $\alpha$  değeri alınır. Bu durum (6.28a) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$\alpha = \begin{cases} 1 & , \quad \text{Im}\{\alpha\} \neq 0 \\ 1 & , \quad \alpha > 1 \\ \alpha & , \quad 0 < \alpha < 1 \end{cases} \quad (6.28a)$$

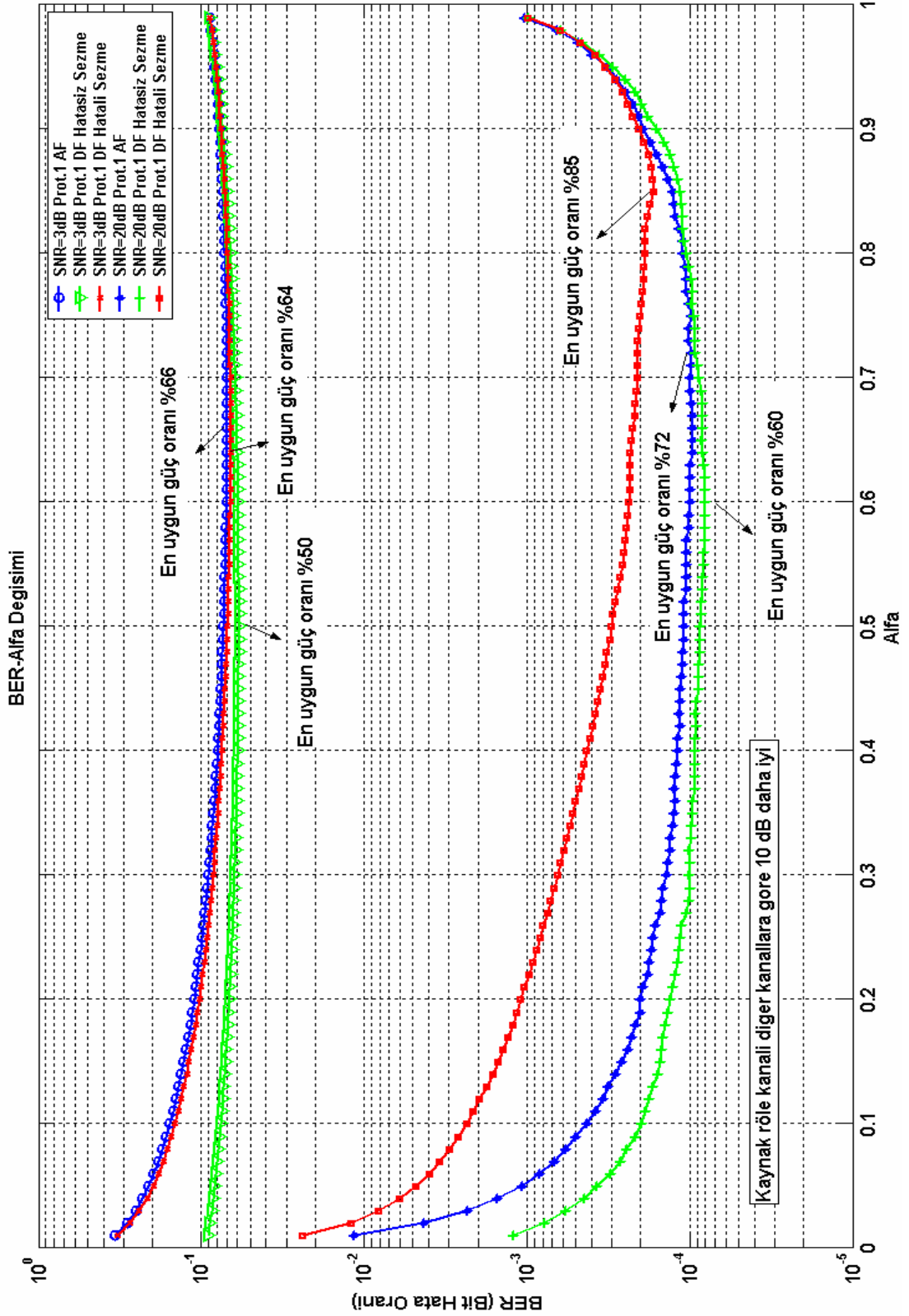
(6.26) denklemi incelendiğinde ilgili güç tahsis katsayılarının hiçbir zaman sıfırdan küçük değerler alamayacağı görülmektedir.

Yukarıda bulunan güç tahsis katsayılarının aritmetik ortalaması alınırsa tüm bloklar için kullanılacak uzun zaman enyilenmeli güç tahsis katsayısı  $\alpha_{TUM}$  bulunur. Bu katsayı (6.28b) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$\alpha_{TUM} = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i}{N} \quad (6.28b)$$

(6.28b) denkleminde  $i$  blok sayısıdır.  $N$  blok olduğu varsayılmış olup  $\alpha_i$  değerleri blok başına bulunan güç tahsis katsayılarını göstermektedir.

Teorik sonuçlarda  $\alpha_{TUM} = 0,738$  olarak bulunurken, bilgisayar simülasyonu sonunda 0,72 olarak bulunmuştur.



Şekil 6.5 : Tüm blok güç tahsis algoritması (BER-Alfa değişimi)

### 6.3.2 Blok Blok İşaret Gürültü Oranının Enbüyüklenmesi

Diğer bir güç tahsis eniyilenme tekniği, blok blok eniyilenme yapmaktır. Bu teknikte, her gönderilen blok dizisi başına farklı güç tahsis katsayıları üretilir. Bu bloklara ilişkin eniyilenme hesabı yapılırken, o blok için geçerli olan kanal katsayı değerleri kullanılır. Tüm sembol dizisi için bulunan güç tahsis katsayılarının ortalamasını almak yerine, bulunan katsayılarla her blok için ayrı ayrı güç tahsisi yapıldığı takdirde beklenen sonuç bu tekniğin daha iyi bit hata performansı vereceği yönündedir. Bu tezin incelenmesi için benzetim (simülasyon) çalışmaları yapılmıştır ve tez boyunca geçen üç güç tahsis algoritması (eşit güç tahsisi, tüm blok eniyilenmesi ve blok blok eniyilenme) karşılaştırılmıştır. Şekil 6.6'da bu karşılaştırmaya yer verilmiştir.

Şekil 6.6'dan çıkarılabilecek sonuç, blok blok yapılan eniyilenmenin tüm blokların hepsinin birden hesaba katıldığı eniyilenmeye göre -10dB ile +15dB aralığında 0,5-1dB'lik ek çeşitleme kazancı sağlamaktadır.

### 6.3.3 Sadece İyi Çeşitleme Yollarında Eşit Güçle İletim Yapılması

Çöz ve ilet protokolü için SNR ifadesi (6.9) ve (6.10) denklemleri kullanılarak (6.29)'daki gibi yazılabilir.

$$SNR_{DF} = \alpha P |h_{SD}|^2 + (1 - \alpha) P |h_{RD}|^2 \quad (6.29)$$

**Not:** (6.29) denkleminde kaynak röle arasında hatasız sezme yapıldığı varsayılmıştır.

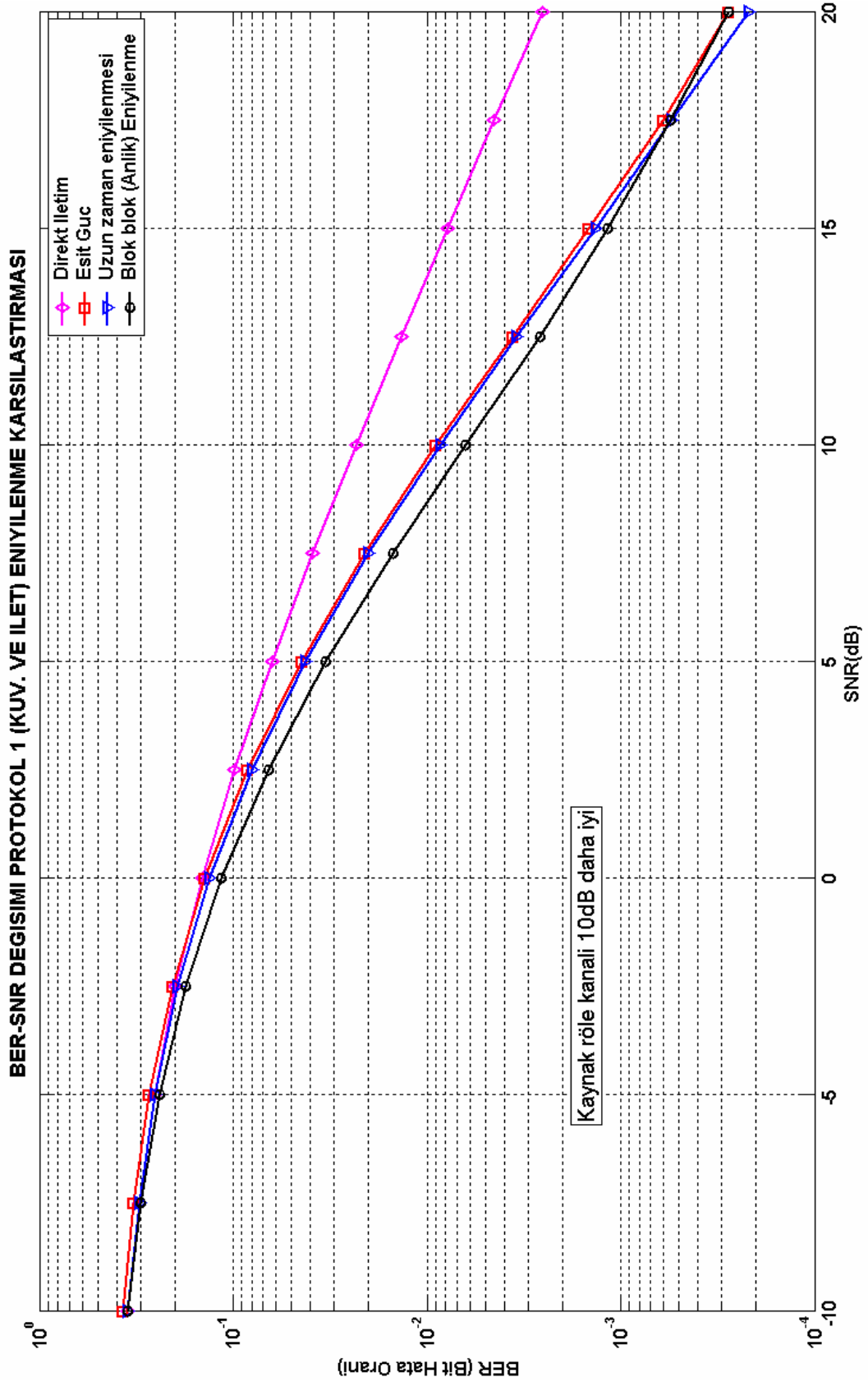
(6.29) denklemini enbüyükleyen değerler (6.30) ifadesindeki gibi verilebilir.

$$\alpha = \begin{cases} 1, & |h_{SD}|^2 > |h_{RD}|^2 \\ 0^+, & |h_{SD}|^2 \leq |h_{RD}|^2 \end{cases} \quad (6.30)$$

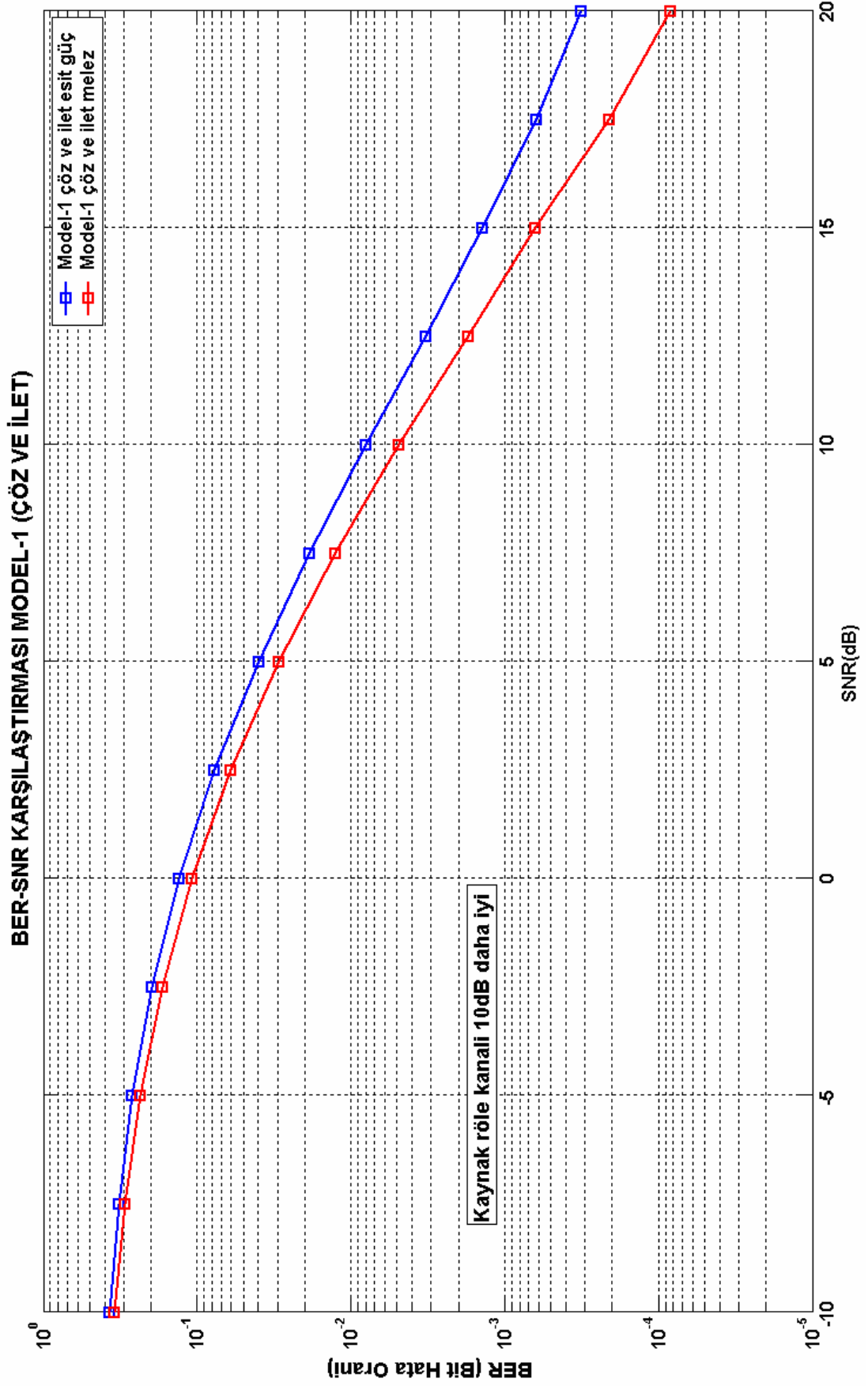
(6.30) eşitliğindeki güç tahsis katsayıları tanımına uyulacak şekilde çarpışmasız modelde çöz ve ilet protokolü için sadece iyi çeşitleme yollarında eşit güç ile yayın yapıldığı varsayalım. Bu durumda, önerilen güç tahsis algoritmasında kullanılacak güç tahsis katsayısı (6.31) eşitliğindeki gibi özetlenebilir.

$$\alpha = \begin{cases} 1 & |h_{SD}|^2 > \min(|h_{SR}|^2, |h_{RD}|^2) \\ 0,5 & \text{Diğer} \end{cases} \quad (6.31)$$

Önerilen güç tahsis algoritması için simülasyon sonuçları Şekil 6.7'de verilmiştir.



Şekil 6.6 : Güç tahsis algoritmalarının karşılaştırması

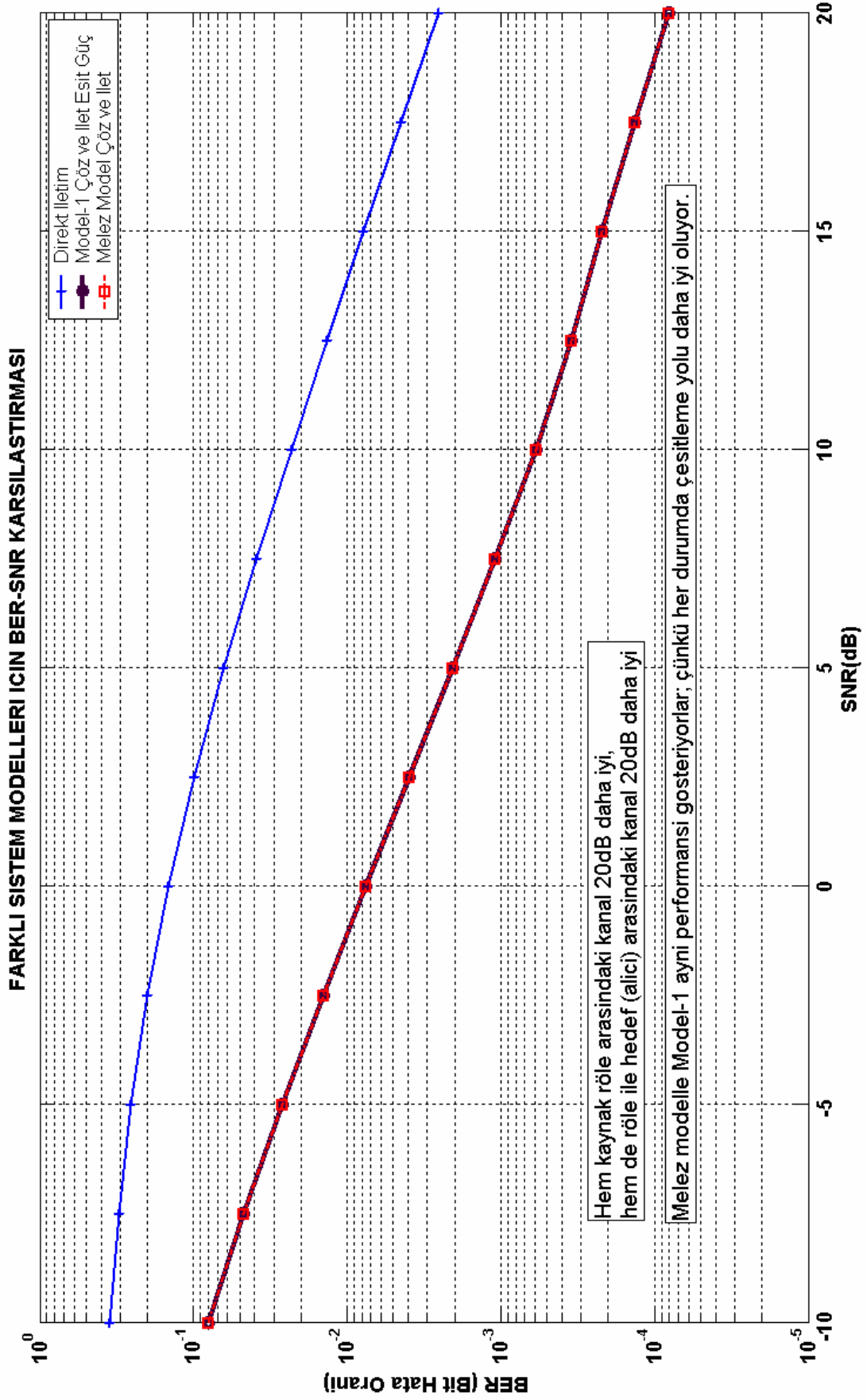


Şekil 6.7 : Melez modelin BER performansı

Şekil 6.7 incelenecek olursa, önerilen güç algoritması, eşit güç algoritmasına göre 1-3dB'lik bir çeşitleme kazancı sağlamıştır. Ayrıca kanallardaki işaret gürültü oranı yükseldikçe güç tahsis algoritması daha da yüksek çeşitleme kazançları sağlamaktadır. Bu sonuca göre, çöz ve ilet protokolü için hem kaynak röle yolu hem de röle hedef yolu iyi olduğunda eşit güç uygulamak, her zaman kaynağa ve röleye eşit güç uygulamaya göre daha iyi bit hata performansı sağlamaktadır. Diğer bir deyişle, kaynak röle kanalı veya röle hedef kanallarından birisi kaynak hedef kanalına göre daha kötü olduğunda, çeşitleme yolunu tamamen devre dışı bırakıp direkt iletme tüm gücü aktarmak, her kanal koşulunda eşit güçle çeşitleme yapmaya göre bit hata oranı açısından avantaj sağlamaktadır.

**Not:** İlgili güç tahsis katsayılarını seçen simülasyon koduna ekteki simülasyon kodları kısmındaki ulaşılabilir. Benzer şekilde kuvvetlendir ve ilet protokolü için anlık güç katsayılarını seçen simülasyon koduna da ekten ulaşılabilir. Her iki bölümde üretilen katsayılar ilgili protokolü simüle eden benzetim kodlarının içinde kullanılarak Şekil 6.6 ve Şekil 6.7'deki sonuçlara ulaşılabilir.

Aynı melez model çok iyi çeşitleme yolunun olduğu durumlarda kullanıldığında eşit güç tahsisine göre çok büyük avantaj sağlamaz. Bunun nedeni, çeşitleme yolu her zaman iyi olacağından melez modelde de sürekli olarak eşit güç tahsisi kullanılacak olmasıdır. Nitekim Şekil 6.8'de hem kaynakla röle arasındaki kanalın, hem de röleyle alıcı arasındaki kanalın, kaynakla alıcı arasındaki kanala göre 20dB daha iyi olduğu durum için yapılan simülasyon çıktısı da bu sonucu doğrulamaktadır.



**Şekil 6.8 :** Çok iyi çeşitleme yollarında melez modelin BER performansı

## 7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Yapılan çalışma sonunda işbirlikçi çeşitleme protokolleri farklı sistem modelleri için karşılaştırılmış, farklı protokollerin farklı sistem modelleriyle belirli işaret gürültü oranı seviyelerinde iyi sonuçlar ürettikleri gözlemlenmiştir.

İşaret gürültü oranı 0 dB'den kötü olan durumlarda çeşitleme yapmanın gereksiz olduğu gözlemlenmiştir, çünkü direkt iletim daha iyi bir bit hata performansı vermektedir. Yakın röle durumunda, çarpışmalı protokoller 7-8 dB'ye kadar direkt iletimden daha kötü bir performans vermektedirler. Yüksek işaret gürültü oranı değerlerinde çarpışmalı modelin daha iyi çeşitleme kazancı verdiği görülmektedir. Kaynak ile röle kanalı iyileştikçe özellikle çarpışmasız modeldeki kuvvetlendir ve ilet protokolü daha iyi performans vermeye başlamaktadır.

Kaliteli çeşitleme yolunun kullanıldığı durumlarda  $10^{-2}$  bit hata oranında işbirlikli çeşitleme direkt iletime göre kullanılan model-protokol çiftine göre 11 ila 15 dB'lik bir kazanç sağlamaktadır. Ayrıca düşük işaret gürültü oranı seviyelerinde çöz ve ilet protokolü daha iyi performans sağlarken, işaret gürültü oranı iyileştikçe kuvvetlendir ve ilet protokolü de çöz ve ilet protokolünün performansına yaklaşıp geçmektedir.

-10 ila 11dB işaret gürültü oranı seviyesinde model-1 ile beraber kullanılan çöz ve ilet protokolünün de diğer tüm protokollerden daha iyi olduğu görülmektedir. Bunun nedeni kanal koşullarının iyi olmasından dolayı rölede neredeyse hatasız sezme yapılmasıdır. Çarpışmalı modelle birlikte kullanılan kuvvetlendir ve ilet protokolü 11dB'lik işaret gürültü oranı seviyesinden sonra, en iyi bit hata performansını vermektedir. Yüksek işaret gürültü oranında  $10^{-4}$  bit hata oranı seviyesinde çarpışmalı çöz ve ilet, çarpışmasız kuvvetlendir ve ilet protokolüne göre yaklaşık 3 dB'lik, diğer iki modeldeki iki protokole göre de 4dB'lik daha iyi performans sergilemektedir. Çarpışmalı modelin çarpışmasız modele karşı yüksek SNR değerlerinde kuvvetlendir ve ilet protokolü için üstünlük sağlamanın nedeni ise, çarpışmalı modelde kullanılan eşit güç tahsis algoritmasının ikinci zaman kanalında toplam gücün %66'sını çok kaliteli yola verirken, çarpışmasız modelde çok kaliteli çeşitleme yoluna toplam gücün %50'sinin verilmesidir.



Güç tahsis algoritmaları açısından bakıldığında kuvvetlendir ve ilet protokolü ve çarpışmasız modelde blok blok yapılan eniyilenmenin tüm blokların hepsinin birden hesaba katıldığı eniyilenmeye göre 0,5-1dB'lik ek çeşitleme kazancı sağlamadığı görülmüştür. Benzer şekilde tüm blokların tek bir güç tahsis katsayısı ile modellendiği durumlar da eşit güç tahsisinden 0,5-1dB'lik ek kazanç sağlamaktadır. Genel anlamda bakıldığında, işbirlikçi çeşitleme ve blok blok güç tahsisi yapılması, direkt iletme göre işaret gürültü oranında 10-12dB'lik bir iyileşme sağlamaktadır.

Kuvvetlendir ve ilet protokolünün dışında çöz ve ilet protokolüyle birlikte kullanılması önerilen ve sadece çeşitleme yolundaki tüm kanalların daha iyi olduğunda kaynak ve rölenin eşit güçle iletim yaptığı güç tahsis algoritması da kanal koşullarına bakılmaksızın eşit güçle iletim algoritmasına göre daha iyi bit hata performansı sağladığı görülmüştür. Eşit güç algoritmasına kıyasla önerilen melez algoritma 1-3 dB civarında çeşitleme kazancı sağlamıştır. Ayrıca kanallardaki işaret-gürültü oranı değerleri yükseldikçe önerilen algoritmanın daha performanslı çalıştığı görülmüştür. Melez model sadece çok iyi çeşitleme yolunun olduğu (hem kaynak-röle hem de röle-alıcı arasındaki kanalların kaynak-alıcı kanalına göre 20dB daha iyi olduğu) durumlarda eşit güç algoritmasına göre avantaj sağlamamaktadır. Bunun nedeni, modeldeki algoritmanın sürekli olarak iyi çeşitleme yolunu seçerek eşit güç tahsisi yapmasıdır.

Güç tahsis katsayılarının çeşitli tekniklerle eniyilenmesinin sonucu olarak işbirlikçi çeşitlemenin kullanıldığı sistemlerde, mobillerin çıkış güçlerini direkt iletme göre 10'da biri güce düşürdüklerinde de aynı bit hata performansını yakalayabilmeleri, pil ömrünün 10 kata kadar uzamasının mümkün olduğu göstermiştir. Ayrıca, gönderilen işaretlerin güç seviyelerinin düşmesiyle beraber çok daha düşük girişim seviyelerine de sistemlerde ulaşmak mümkün olacaktır. Böylece sistemlerdeki haberleşme kalitesi iyileşecek, bit hata oranları azalacak ve kanal kapasitesi arttırılabilecektir.

## KAYNAKLAR

- [1] **Alamouti, S. V.**, 1998. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16, 8**, 1451-1458.
- [2] **Laneman, J. N., Tse, D. N. C. ve Wornell G. W.**, 2004. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behaviour, *IEEE Transactions on Information Theory*, *IEEE Journal*, **50, 12**, 3062-3080.
- [3] **Sendoranis, A., Erkip, E. ve Aazhang, B.**, 2003. User Cooperation Diversity – Part 1: System Description, *IEEE Transactions on Communications*, *IEEE Journal*, **50, 11**, 1927-1938.
- [4] **Ribeiro, A., Cai, X. ve Giannakis G. B.**, 2004. Opportunistic Multipath For Bandwidth-Efficient Cooperative Networking, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'04)*, *IEEE Conference Proceedings*, **4**, 549-552.
- [5] **Nabar R. U., Bolcskei, H. ve Kneubuhler, F. W.**, 2004. Fading Relay Channels: Performance Limits and Space – Time Signal Design, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *IEEE Journal*, **22, 6**, 1099-1109.
- [6] **Nosratinia, A.**, 1999. Protocols and Algorithms for Cooperative Wireless Networks, Multimedia Communications Laboratory, The University of Texas Dallas.
- [7] **Nosratinia, A. ve Hedayat, A.**, 2004. Cooperative Communication in Wireless Networks, *IEEE Communications Magazine*, 75-80.
- [8] **Nosratinia, A.**, 1999. Protocols and Algorithms for Cooperative Wireless Networks, Multimedia Communications Laboratory, The University of Texas Dallas.
- [9] **Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D. P. ve Lippnian, A.**, 2006. A Simple Cooperative Diversity Method Based on Network Path Selection, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *IEEE Journal*, **24, 3**, 659-672.
- [10] **Bletsas, A., Lippnian, A. ve Reed, D. P.**, 2005. A simple Distributed Method for Relay Selection in Cooperative Diversity Wireless Networks, based on Reciprocity and Channel Measurements, *IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC-2005 Spring)*, *IEEE Conference Proceedings*, **3**, 1484-1488.
- [11] **Bletsas, A., Shin, H. ve Win, M. Z.**, 2006. Outage Optimal Cooperative Communications with Regenerative Relays, *40th Annual Conference on Information Sciences and Systems*, *IEEE Conference Proceedings*, 632-637.
- [12] **Chou, C. T., Yang, J. ve Wang, D.**, 2007. Cooperative MAC Protocol with Automatic Relay Selection in Distributed Wireless Networks, *Fifth Annual International Conference on Pervasive Computing and*

- Communications Workshops (PerComW'07), *IEEE Conference Proceedings*, 562-531.
- [13] **Chen C., Baoyu, Z., Xianjing, Z. ve Zhenya, Y.**, 2007. A Novel Weighted Cooperative Routing Algorithm Based on Distributed Relay Selection, Second International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC'07), *IEEE Conference Proceedings*.
- [14] **Erkip E. ve Gündüz, D.**, 2007. Opportunistic Cooperation by Dynamic Resource Allocation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *IEEE Journal*, **6, 4**, 1446-1454.
- [15] **Deng X. ve Haimovich A. M.**, 2005. Power Allocation for Cooperative Relaying in Wireless Networks, *IEEE Communication Letters*, *IEEE Journal*, **9, 11**, 994-996.
- [16] **Mahinthan, V., Lin, C., Mark, J. W. ve Xuemin, S.**, 2007. Optimizing Power Allocation and Matching of Cooperative Diversity Systems, International Conference on Communications (ICC'07), *IEEE Conference Proceedings*, 4213-4218.
- [17] **Pischella, M. ve Belfiore J.-C.**, 2007. Optimal power allocation for downlink cooperative cellular networks, *IEEE 65th Vehicular Technology Conference ( VTC 2007-Spring)*, *IEEE Conference Proceedings*, 2864-2868.
- [18] **Zhao, Y. ve Adve, R.**, 2006. Improving Amplify-and-Forward Relay Networks: Optimal Power Allocation versus Selection, *IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT'06)*, *IEEE Conference Proceedings*, 1234-1238.
- [19] **Lusina P., Shober, R. ve Lampe, L.**, 2007. Power and Weight Distribution Design Criteria for Cooperative Diversity Channels, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'07)*, *IEEE Conference Proceedings*, 808-813.
- [20] **Glover, I. ve Grant, P.**, 2000. *Digital Communications*, Prentice Hall, İngiltere.
- [21] **Shannon, C. E.**, 1984. Communication in the presence of noise, *IEEE Journal*, **9**, 1197.
- [22] **Schulze, H. ve Lüders, C.**, 2005. *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley & Sons, West Sussex, İngiltere.
- [23] **Griffiths, D. J.**, 1996. *Elektromagnetik Teori*, 2.ci baskı, Prentice-Hall Inc., İstanbul, Türkiye.
- [24] **Tse, D. N. C. ve Viswanath, P.**, 2004. *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, İngiltere.
- [25] **McEliece, R. J.**, 2004. Shannon Lecture XXVI, California Institute of Technology, ABD.
- [26] **Atalay, A. H.**, 2000. Telsiz İletişim / GSM Çevre Sağlık Güvenlik, [http://www.tk.gov.tr/Yayin/telsiz\\_gsm/telsiz-gsm.pdf](http://www.tk.gov.tr/Yayin/telsiz_gsm/telsiz-gsm.pdf).
- [27] **Panayırıcı, E.**, 1993. *Modülasyon Teorisi Kısım 1: Matematik Temeller ve Lineer Modülasyon*, 4.cü Baskı, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Ofset Baskı Atölyesi, İstanbul.
- [28] **Deva, M.**, 2003. Ultra Wideband Technology Overview Report, 19-20, <http://www.mertdeva.com/download/uwb.pdf>.
- [29] **Rappaport, T.**, 2001. *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd Edition, Prentice Hall, ABD.

- [30] **Kartal, M.**, 2003. Mikrodalga Radyo Haberleşmesi Ders Notları, İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul.
- [31] **Jardine A., Thompson, J. S., McLaughlin, S. ve Grant, P. M.**, 2006. Dual antenna cooperative diversity techniques, IEE Proceedings on Communications, *IET Journal*, **153, 4**, 556-564.
- [32] **Jayaweera, S. K.**, 2006. Virtual MIMO-based cooperative communication for energy-constrained wireless sensor networks, IEEE Transactions on Wireless Communications, *IEEE Journal*, **5, 5**, 984-989.
- [33] **Jardine, A., McLaughlin, S. ve Thompson, J. S.**, 2005. Comparison of space-time diversity relaying techniques, IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC 2005-Spring), *IEEE Conference Proceedings*, **4**, 2374-2378.
- [34] **Canpolat, O. ve Uysal, M.**, 2004. Super-Orthogonal Space-Time Trellis Coded Cooperative Diversity Systems, IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2004-Fall), *IEEE Conference Proceedings*, **4**, 2429-2433.
- [35] **Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A. R.**, 1999. Space-time block codes from orthogonal designs, IEEE Transactions on Information Theory, *IEEE Journal*, **45, 5**, 1456-1467.
- [36] **Sevindik, V.**, 2007. Space-Time Polarization Diversity In Multiple Input Multiple Output Communication Systems, *Yüksek Lisans Tezi*, Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul.
- [37] **Haykin, S.**, 2000. Communications Systems, John Wiley & Sons, 480.
- [38] **Hunter, E. T. ve Nosratinia, A.**, 2003. Performance Analysis of Coded Cooperation Diversity, Multimedia Communications Laboratory, The University of Texas Dallas, 2688-2692.
- [39] **Azarian, K. ve diğerleri**, 2005. On the Achievable Diversity-Multiplexing Tradeoff in Half Duplex Cooperative Channels, IEEE Transactions on Information Theory, *IEEE Journal*, **51, 12**, 4152-4172.
- [40] **Fitzek, H. P. F. ve Katz, M. D.**, 2006. Cooperation in Wireless Networks: Principles and Applications, Springer, Hollanda.
- [41] **Şerbetli, S. ve Yener, A.**, 2005. Optimal Power Allocation for Relay Assisted F/TDMA Ad Hoc Networks, International Conference on Wireless Networks, Communications, Mobile Computing, *IEEE Conference Proceedings*, **2**, 1319-1324.
- [42] **Goldsmith, A.**, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005.
- [43] **Adeane, J., Rodrigues, M. R. D. ve Wassel, I. J.**, 2005. Optimum Power Allocation in Cooperative Networks, Department of Engineering University of Cambridge, *Laboratory for Communication Engineering Technical Report*, İngiltere.
- [44] **Laneman, N. J. ve Wornell, G. W.**, 2000. Energy – Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2000), *IEEE Conference Proceedings*, **1**, 7-12.
- [45] **Wyner, A. ve Ziv, J.**, 1976. The Rate-Distortion Function for Source Coding with Side Information at the Decoder, IEEE Transactions on Information Theory, *IEEE Journal*, **22, 1**, 1-10.
- [46] **Madsen, H. ve Zhang, J.**, 2005. Capacity Bounds and Power Allocation for Wireless Relay Channels, IEEE Transactions on Information Theory, *IEEE Journal*, **51, 6**, 2020-2040.

- [47] **Kim, N.-S. ve Lee, Y. H.**, 2006. Power Limited Cooperative Diversity in Rayleigh Fading for Wireless Ad-hoc Networks, Seoul, G. Kore.
- [48] **Goodman, D. J. ve Mandayam, N. B.**, 2000. Power Control for Wireless Data, IEEE Personal Communications, *IEEE Journal*, **7, 2**, 48-54.
- [49] **Teletar, E. İ.**, 1999. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels, AT&T Bell Labs. Teknoloji Raporu, *European Transactions on Telecommunications*, **10, 6**, 585-595.
- [50] **Gupta, D. S. ve Reynolds, D.**, 2006. Position Dependant Power Allocation Strategies in Cooperative Relay networks, Military Communications Conference (MILCOM'06), *IEEE Conference Proceedings*, 1-7.
- [51] **Hasna, M. O. ve Alouini, M. S.**, 2002. Performance Analysis of Two-Hop Relayed Transmissions over Rayleigh Fading Channels, IEEE 56<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference (VTC 2002-Fall), *IEEE Conference Proceedings*, **4**, 1992-1996.
- [52] **Ribeiro, A., Cai, X. ve Giannakis G. B.**, 2004. Symbol Error Probabilities for General Cooperative Links, IEEE International Conference on Communications, *IEEE Conference Proceedings*, **6**, 3369-3373.

## EKLER

Bu bölümde ana metinde yer almayan fakat okuyucunun bilmesi gereken basit haberleşme kavramları, matematiksel fonksiyonlar ve program kodları verilmektedir.

### EK A. İstatistiksel Kavramlar

Bu kısımda ana metinde yer almayan fakat tezin takibini kolaylaştıracak bazı temel istatistiksel kavramlara yer verilmiştir. [20]

#### A.1 Beklenen Değer

Tek rastlantı değişkeni  $X$  olasılık yoğunluk fonksiyonu  $p(x)$  ile gösterilsin. Bu durumda işaretin beklenen değeri (A.1) denklemindeki gibi verilebilir.

$$E(X) = m_x = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx \quad (A.1)$$

Bir değişkenin beklenen değeri aynı zamanda o değişkenin istatistiksel ortalamasıdır.

#### A.2 Varyans

Bir rastlantı değişkeninin dağılımının, ortalamadan ne kadar saçıldığının ölçüsüdür. (A.2) ve (A.3) eşitliklerinde varyansın hesaplaması gösterilmiştir.

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 p(x)dx \quad (A.2)$$

$$\sigma^2 = E(X^2) - m_x^2 \quad (A.3)$$

#### A.3 Korelasyon

Eğer birden çok rastlantı değişkeni varsa bu değişkenler arasındaki ilinti durumu korelasyon değeriyle verilir. Korelasyon, her iki değişkenin çarpımının beklenen değeridir. (A.4) formülündeki gibi ifade edilebilir.

$$E(X_i X_j) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_i x_j p(x_i, x_j) dx_i dx_j \quad (A.4)$$

Kovaryans da korelasyon gibi birden fazla rasgele değişken olması durumunda kullanılacak bir kavramdır.  $X_i$  ve  $X_j$  iki çok boyutlu rasgele değişkenler olsun. Bu durumda ortak olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf),  $p(x_i, x_j)$  olarak tanımlanabilir. Her iki değişkenin ortak olarak ortalamalarından saçılma miktarı da kovaryans olarak tanımlanabilir. (A.5) ve (A.6) eşitliklerindeki gibi gösterilebilir.

$$\mu_{ij} \equiv E[(X_i - m_i)(X_j - m_j)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x_i - m_i)(x_j - m_j) p(x_i, x_j) dx_i dx_j \quad (\text{A.5})$$

$$\mu_{ij} \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_i x_j p(x_i, x_j) dx_i dx_j - m_i m_j = E(X_i X_j) - m_i m_j \quad (\text{A.6})$$

Diğer bir değişle kovaryans, iki değişkenin korelasyonundan, yine bu iki değişkenin istatistiksel ortalamalarının çarpımının farkıdır.

#### A.4 İlintisizlik Kavramı

İki değişken birbiriyle “ilintisiz” ise iki değişkenin kovaryansı  $\mu=0$  olacaktır. Bu durumda (A.7) denklemi sağlanır.

$$E(X_i)E(X_j) = m_i m_j \quad (\text{A.7})$$

Ayrıca  $X_i$  ve  $X_j$  istatistiksel olarak birbirinden bağımsız ise, bu değişkenler aynı zamanda ilintisiz olurlar, ancak ilintisiz olan iki fonksiyonun birbirinden istatistiksel olarak bağımsız olması gerekmez.

#### A.5 Diklik (Ortogonalite) Kavramı

Eğer korelasyon  $E(X_i X_j)=0$  ise iki rastlantı değişkeni birbiriyle diktir (ortogondur). Bu durum her iki değişkenin birbiriyle ilintisiz ve en az birinin ortalamasının sıfır olması koşulları altında gerçekleşebilir.

### EK B. Simülasyon Kodları

Bu bölümde yapılmış bazı simülasyon sonuçları paylaşılacaktır. Kullanılan MATLAB program kodları da ekte verilen CD’de yer almaktadır. CD’nin içinde bulunan .m uzantılı dosyalar simülasyon kodlarını içerirken, .mat uzantılı dosyalar, kullanılacak değişkenleri içermektedir.

## **ÖZGEÇMİŞ**

**Ad Soyad: MERT DEVA**

**Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul, 13.9.1981**

**Adres: Sıracevizler Cad. Huzur Apt. 63/5 Şişli İstanbul, TÜRKİYE**

**Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi,**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, 1999-2004.**