

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

UZAY ZAMANLI BLOK KODLAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisi Mahmut KANDEMİR

**TEMMUZ 2006
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

UZAY ZAMANLI BLOK KODLAR

Elektrik-Elektronik Mühendisi Mahmut KANDEMİR

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"Elektronik Yüksek Mühendisi"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 09.06.2006
Tezin Savunma Tarihi : 06.07.2006**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Murat EKİNCİ**

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2006

ÖNSÖZ

21. yüzyıla girerken içinde bulunduğumuz teknolojiye her alanda olduğu gibi bilişim ve elektronikte de sınırları zorlamak ve gelişime açık olmak gereklidir. Bu amaçla tüm dünyada iletişim sektöründeki hızlı gelişime ayak uydurmamız gerekmektedir. Türkiye'deki elektronik sektörünün son dönemde dünya standartlarına ulaşma gayreti ve bu yolda bilişim sektörümüze yapılan yatırımlar her ne kadar artmış olsa da, iletişimdeki bilgi ve araştırmaya yönelik yapılan çalışmalar yetersiz kalmaktadır. Bu çalışma ve araştırmaların güncel ve değişime açık olması, daha geniş çapta sınırlı olması ve bilgi ve araştırma merkezlerimizin genel anlamda canlandırılması gerekmektedir.

Bu çalışmada telsiz haberleşme sektöründeki yeniliklere daha yakın olmak ve iletişimin performansını artıracak nitelikteki bazı tekniklerden bahsedilecektir, ayrıca telsiz haberleşmedeki kanalların kayıplarını azaltmak, telsiz haberleşme verimini artırmak ve iletişimde kullanılan teknikleri biraz daha geliştirmek amaçlanmıştır. Genel olarak telsiz haberleşmede kullanılan kodlardan farklı olarak “**Uzay Zamanlı Blok Kodlar (Space Time Block Codes)**” üzerine yapılan bu araştırmada uzay zamanlı blok kodların kodlanması algoritması ve dekodlanması görülecektir. Bu çalışma doğrultusunda elde ettiğimiz bulgular ve sonuçlar, haberleşmenin daha verimli ve güvenli olduğunu göstererek, telsiz haberleşmedeki kanal etkisini en aza indirme olanağını sağlamıştır.

Yaptığım bu çalışma süresince bana daima bir yol gösterici olan ve iyi bir çalışma imkanı sağlayan ve hiçbir yardımını esirgemeyen hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA'ya, çalışmam boyunca sevgisini yanımda hissettiğim ve imkânlar dâhilinde her zaman desteğini esirgemeyen ve manevi olarak her zaman yanımda olan aileme, yanlarında geçirdiğim ve geçireceğim güzel günlerin adına manevi olarak desteklerini esirgemeyen dostlarım Çağrı, Yüksel ve iş arkadaşlarıma, çalışmamda çok büyük emeği geçen okul arkadaşlarım ve dostlarım Engin ve Tuncay'a, Trabzon'da yalnız bırakmayan ve sıcak bir aile ortamı sağlayan dostlarım Onur ve Uğur'a sonsuz teşekkür ederim.

Mahmut KANDEMİR

Trabzon 2006

İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VII
TABLOLARDİZİNİ.....	VIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Çeşitleme (Diversity).....	1
1.2.1. Seçmeli Çeşitleme	2
1.2.2. Geri Beslemeli Çeşitleme.....	5
1.3. Çeşitleme Kazancı	6
1.4. Çeşitleme Teknikleri.....	6
1.4.1. Frekans eşitlemesi.....	7
1.4.2. Anten Çeşitlemesi.....	7
1.4.3. Uzay Zaman Çeşitlemesi.....	9
1.4.3.1. Uzay Zamanlı Sistemlerde Toplama Biçimi.....	9
1.4.3.1.1. En Büyük Oranlı Toplama Şekli (MRC).....	10
1.4.3.1.2. Eşit Kazançlı Toplama Biçimi (EGC).....	15
1.4.3.2. En Büyük (Maksimum) Olasılık Dedektörü (MLD).....	17
1.4.3.2.1. En Büyük Olasılık Dedeksiyon Şartı.....	17
1.4.3.2.2. Maksimum Olasılık Dedektörün Çalışması.....	17
1.4.3.3. Karesel Oklid Mesafesi.....	18
1.4.3.4. Uzay Zamanlı Blok Kodlar.....	18
1.4.3.4.1. Uzay Zamanlı Blok Kodların Oranı.....	19
1.4.3.4.2. Karesel Kod Matrisine Dayalı Tüm Doğrusal Uzay Zamanlı Blok Kodların Çeşitliliği İçin Maksimum Oranlar.....	20
1.4.3.4.3. Teorem.....	21
1.4.3.5. Telsiz Haberleşmedeki Uzay Zamanlı Blok Kodlar.....	21
1.4.3.5.1. İletim Modeli.....	22

1. 4. 3. 5. 2.	Algoritmanın Kodlanması.....	23
1. 4. 3. 5. 3.	Algoritmanın Dekodlanması.....	25
1. 4. 3. 6.	Uzay Zaman Kodlarının Genelleştirilmiş Matematik İfadesi.....	27
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR.....	30
2. 1.	Giriş.....	30
2. 2.	İki Verici Antenli Temel Uzay Zamanlı Blok Kodu.....	30
2. 3.	Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_2	31
2. 4.	İki Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_2	35
2. 5.	Dört Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_4	37
2. 6.	İki Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması.....	39
2. 7.	İki Verici İki Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması.....	40
2. 8.	Dört Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması.....	41
2. 9.	Kutuplama Güç Dengesizliğini Kullanarak Uzay Paylaşılmış Çoğullama (SDM) İçin En Büyük Olasılık Dedeksiyon (MLD) Çoğaltımı ve Pre-Faz Distorsiyon Şekli.....	42
2. 9. 1.	Tanımlanan Sistem.....	44
2. 10.	Uygulanma Esnasında Karşılaşılabilecek Sorunlar.....	46
2. 10. 1.	Güç Gereksinimleri	46
2. 10. 2.	Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık	46
2. 10. 3.	Gecikme Etkileri	47
2. 10. 4.	Anten Yerleşim Biçimleri	47
2. 10. 5.	Güç Dengesizliği	48
2. 10. 6.	Girişim Etkisi	48
3.	SONUÇLAR.....	49
4.	ÖNERİLER.....	50
5.	KAYNAKLAR.....	51
	ÖZGEÇMİŞ.....	53

ÖZET

Uzay, zaman ve frekans çeşitlemesini de içeren çeşitleme tekniklerinin amacı iletim ortamında bağımsız kanallar ortaya çıkarak aynı bilgiye ilişkin çeşitli işaretlerin alıcıya ulaşmasını sağlamaktır. Böylece kullanılan bağımsız kanallardan biri üzerinden iletilen bilgi derin sönmüleme etkisi sonucunda alıcıya çok zayıf olarak ulaşsa bile diğer kanaldan alıcıya ulaşabilecek daha az zayıflamış kopya alıcının hata başarımını artıracaktır.

Bu çalışmada birden çok anten kullanılarak Rayleigh bayımlı kanallarında iletim için yeni teknikler sağlayan Uzay Zamanlı Blok kodların performansı incelenmiştir. Data uzay zamanlı blok kod kullanılarak kodlanır, ve kodlanmış data birden çok verici anten kullanılarak eş zamanlı iletilen birden çok sembollerden ayrıştırılır. Bu sembollere alıcı antenlerinde her zaman periyodunda gürültülü örnekler toplanır ve uzay zamanlı blok kodları (iletim matrisleri) kullanılarak en büyük oranlı toplama algoritmasıyla alıcı antenlerindeki işaretler (semboller) elde edilir. Gelen bu işaretler en büyük olasılık detektöründe iletilen işaretlerin kanalların etkisini yok edilerek, olası bütün kopya işaretleriyle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma karesel oklid mesafesi esasına göre yapılır. Dolayısıyla karşılaştırma sonucu yani karesel oklid mesafesi en küçük olan ve alınan işaretler iletilen işaretlere en yakın olan işaretler olur ve iletim daha az hata ile tamamlanmış olur

Burada değişik kodlar için dekodlama algoritmalarını, kodlanmasını ve bunların performanslarının simülasyon sonuçları görülecektir. Birden fazla anten kullanılarak gösterilen sistemler ve uzay zamanlı blok kodlar herhangi bir ekstra işlem gerekmeden ve daha ekonomik dikkate değer performanslar sağlar.

Anahtar Kelimeler: Uzay Zamanlı Blok Kodlar, En Büyük Olasılıklı Dekodlama, En Büyük Olasılık Dedektörü, Uzay Çeşitleme(Diversity), En Büyük Oranlı Toplama(MRC)

SUMMARY

Space Time Blok Codes

It is examined the performance of space–time block codes which provide a new paradigm for transmission over Rayleigh fading channels using multiple transmit antennas in this study. Data is encoded using a space–time block code, and the encoded data is split into n streams which are simultaneously transmitted using n transmit antennas.

The received signal at each receive antenna is a linear superposition of the n transmitted signals perturbed by noise. Maximum likelihood decoding is achieved in a simple way through decoupling of the signals transmitted from different antennas rather than joint detection. This uses the orthogonal structure of the space–time block code and gives a maximum likelihood decoding algorithm which is based only on linear processing at the receiver.

We review the encoding and decoding algorithms for various codes and provide simulation results demonstrating their performance. System that is shown that using multiple transmit antennas and space–time block coding provides remarkable performance at the expense of almost no extra processing.

Key Words: Space Time Blok Codes, Space Time Blok Coding, Maximum Likelihood Decoding, Maximum likelihood dedector(MLD), Sapce Time Diversity

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 1. Seçmeli Çeşitleme	2
Şekil 2. Geri Beslemeli (Taramalı) Çeşitleme.....	6
Şekil 3. Anten Çeşitlemesi İçin İletim Yolları	8
Şekil 4. Baz İstasyonu Kutuplama Çeşitleme Teorik Şekli.....	8
Şekil 5. En Büyük Oranlı Toplama (MRC) Genel Şekli	10
Şekil 6. İki Dallı MRC.....	10
Şekil 7. İki Alıcı Antenli Temel MRC Gösterimi	13
Şekil 8. İki Dallı Eşit Kazançlı Toplama.....	15
Şekil 9. En Büyük (Maksimum) Olasılık Dedektörü (MLD) Kullanım Şekli	17
Şekil 10. Telsiz Haberleşmesindeki Uzay Zamanlı Kodlama Sistemi Blok Diyagramı	26
Şekil 11. Tek Alıcı Antenli Ve İki Verici Antenli G_2 Uzay Zamanlı Blok Kodu İle Yapılan İletişim Sistemi	33
Şekil 12. Verici 1 Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı.....	34
Şekil 13. İki Verici İki Alıcı Antenli G_2 Olarak Adlandırılan Uzay Zamanlı Blok Kodu Kullanılarak Yapılan İletişim Sistemi	35
Şekil 14. İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı.....	38
Şekil 15. Dört Verici Tek Alıcı Anten ve İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı	38
Şekil 16. İki Verici Bir Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması	39
Şekil 17. İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması	40
Şekil 18. Dört Verici Bir Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması.....	41
Şekil 19. MLD için kopya işaret takımı	43
Şekil 20. MLD'yi Çoğaltmak İçin Önerilen SDM Sistemi	44
Şekil 21. İki Verici Bir Alıcı Anten, İki Verici İki Alıcı Anten Ve Dört Verici Bir Alıcı Antenli STBC ve Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması	49

TABLULAR DİZİNİ

	Sayfa No
Tablo 1. Karesel Kod Matrisine Dayalı Tüm Doğrusal Uzay Zamanlı Blok Kodların Çeşitliliği İçin En Büyük Oranlar	20
Tablo 2. Bazı Farklı Uzay Zamanlı Blok Kodlar.....	27
Tablo 3. Uzay Zaman Kodlamaya İlişkin En Büyük Hızlar.....	29
Tablo 4. G_2 Uzay Zamanlı Blok Kodu İçin Kodlama ve İletim İşlemi.....	31

1.GENEL BİLGİLER

1. 1. Giriş

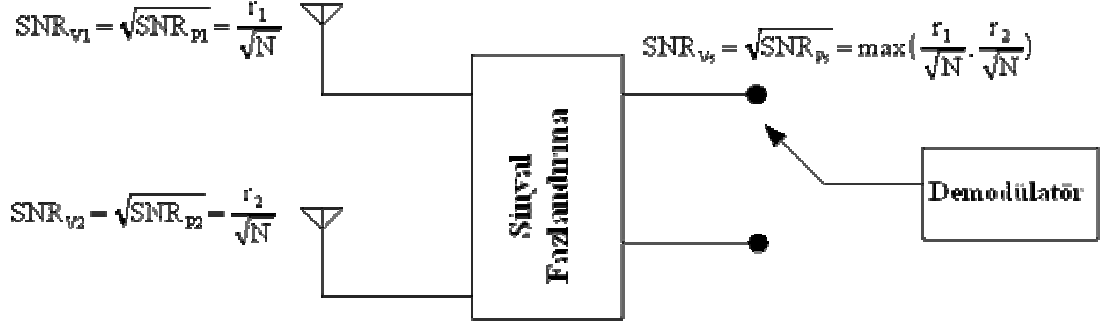
Günümüzde telsiz haberleşmede veya gezgin iletişim sistemlerindeki en büyük sorun kanallardaki sönümlemedir. Sönümlenmenin gezgin iletişim sistemleri üzerindeki etkisini azaltmanın en iyi yolu Çeşitleme (diversity) tekniklerinden yararlanmaktır. Uzay, zaman ve frekans çeşitlemesini de içeren çeşitleme tekniklerinin amacı iletim ortamında bağımsız kanallar ortaya çıkarak aynı bilgiye ilişkin çeşitli işaretlerin alıcıya ulaşmasını sağlamaktır. Böylece kullanılan bağımsız kanallardan biri üzerinden iletilen bilgi derin sönümleme etkisi sonucunda alıcıya çok zayıf olarak ulaşsa bile diğer kanaldan alıcıya ulaşabilecek daha az zayıflamış kopya alıcının hata başarımını artıracaktır. [10]

Verici anten çeşitlemesi son yıllarda giderek artan bir öneme sahip olmuş ve dikkatleri üzerine çekmiştir. Çok verici/Çok alıcı antenli yapılarla kanal kapasitesinin arttığının gösterilmesi ile başlayan bu süreç Tarokh ve Alamouti çalışmalarında birden çok verici/alıcı anten kullanılması ile Uzay Zamanlı kodlama tekniğini ortaya atmaları ile literatürde önemli bir kısmın çoklu anten çeşitlemesine ayrıldığı bir dönem olmuştur.

1. 2. Çeşitleme (Diversity)

Kanal kodlama teknikleri anten çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanılarak haberleşme sisteminin performansı artırılabilir. Bu teknikler daha çok kullanılan verici ve alıcı anten sayısı, iletimdeki işaretlerin dizini yani iletilen sembollerin iletim sırası ve kullanılan evrelerin biçimi ile tanımlanabilir. Bu kodlama tekniği genel olarak anten çeşitleme tekniği olarak adlandırılır. Çeşitleme tekniklerinde özellikle verici anten sayısı ve iletilen sembollerin sırası çok önemlidir. Burada çeşitleme biçimine göre kullanılan verici anten sayısına göre aynı zaman periyodunda eş zamanlı olarak semboller iletilerek iletim gerçekleşir. Her çeşitleme biçiminde kullanılan algoritmalarda iletim matrisi kullanılmaktadır. Bu iletim matrisinin boyutları kullanılan verici anten sayısı ve zaman periyodunun sayısı ile belirlenir. Çeşitleme, seçmeli çeşitleme ve geri beslemeli çeşitleme olarak iki şekilde incelenebilir. [1,2,11,13]

1. 2. 1. Seçmeli Çeşitleme



Şekil 1. Seçmeli Çeşitleme [2]

Şekil 1'deki dalların girişleri S_1 ve S_2 Rayleigh işaretleridir. S_1 ve S_2 işaretleri r_1 ve r_2 genliği, θ_1 ve θ_2 fazı ile alınırlar. S_1 ve S_2 işaretlerinin senkronizasyonu yapılmış olduğu ve de aynı iletim bilgisini içerdikleri yalnızca farklı güç ve fazlarla alındıkları varsayılmaktadır. Dallarda n_1, n_2 gürültülerinin bulunduğu ve bu gürültülerin beyaz Gaussian gürültüleri oldukları birbirlerinden ve S_1, S_2 'den bağımsız oldukları varsayılmaktadır. Gürültü gücü gürültü işaretinin karesinin ortalaması alınmasıyla bulunabilir. [2]

$$P_N = E[n_1^2] = E[n_2^2] = \int_{-\infty}^{\infty} n_{1,2}^2 f_{N1,2}(n_{1,2}) dn_{1,2} = N \quad (1)$$

$$f_{N1,2}(n_{1,2}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} e^{-n_{1,2}^2/2N}$$

Olasılık dağılım fonksiyonunun birinci momenti ortalama işaret seviyesini verir ve şu şekilde belirtilmiştir.

$$E[n_1] = E[n_2] = \int_{-\infty}^{\infty} n_{1,2} f_{N1,2}(n_{1,2}) dn_{1,2} = 0 \quad (2)$$

Burada $f_{N_{1,2}}(n_{1,2})$ dalların herhangi birindeki gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonudur. Dallardaki işaretlerin genlikleri olan r_1 ve r_2 gürültüden çok daha yavaş bir şekilde değişiyor olarak kabul edilmektedir. Zamanın çok küçük bir diliminde gürültü rastlantısal olarak değişiyor iken bu iki alış işareti sabit olarak kabul edilebilir.

Bir t_0 anında ve bir alıcı konumunda alıcı işareti $r_1(t_0)$ ve $r_2(t_0)$ genlikleri ile iki daldan alır. Alış işaretinin gücü gürültü gücü ile birlikte belli bir anda alınan bilginin kalitesini belirler. Modülasyon ve demodülasyon tekniği de haberleşme sisteminin performansını etkilemektedir ve performans genellikle alış işaretinin işaret gürültü oranından yararlanarak belirlenir. Gürültü ve semboller arası girişim yoksa ideal bir alıcı işaretden her zaman doğru bir şekilde bilgiyi elde eder. Bir düz bayımlı (fading) kanalda alış bilgisinin kalitesi demodülatördeki SNR'nin önceden öngörülmesi ile belirlenir. Haberleşme sistemlerinde herhangi bir an için alış işareti gücü sıkça zarfın karesi ile ya da $1/\Omega$ 'luk dirençten işaretin geçtiğini düşünerek hesaplanır. Her bir daldaki işaret gürültü oranı bir t_0 anı için, ani işaret gücünün gürültü gücüne oranıdır;

$$SNR_{p_{1,2}}(t_0) = \frac{\text{isaretgücü}(t_0)}{\text{gürültü gücü}(t_0)} = \frac{r_{1,2}(t_0)^2}{E[n_{1,2}^2]} = \frac{r_{1,2}(t_0)^2}{N} \quad (3)$$

Yukarıdaki sonuç t_0 anı civarında bir periyot üstünde ani işaret-gürültü gücü oranıdır. Yukarıda alış işareti zarfı sabit kabul edilmiştir. Oysa dinamik bir çevrede alış işareti zarfı sabit olarak kalmaz rastlantısal olarak salınım yapar. $SNR_{p_{1,2}}$ de bundan dolayı r_1 ve r_2 değişkenlerine ve kanalın karakteristiklerinin bir fonksiyonu olan tüm olaylara bağlı olan rastlantısal bir değişkendir. Gürültü gücü, N , sabit olarak kabul edildiğinden $SNR_{p_{1,2}}$ doğrudan zarfların karesinin dağılımına bağlıdır. N değeri zaman ve konuma bağlı olarak değişmediğinden $SNR_{p_{1,2}}$ 'ye ilişkin olasılık dağılımı fonksiyonunun şeklini değiştirmez; sadece varyansı ve fonksiyonun genişliğini değiştirir. Pratikte r_1 ve r_2 dağılımları çok kapsamlı ölçümler sonucu elde edilir.

Çeşitleme performansını test etmede işaret zarfları r_1 ve r_2 ölçümlerle belirlenir. Haberleşme bağlantısının başarısı zarf istatistiklerinin dağılımına bağlıdır. Bundan dolayı

özellikle teoriyi ölçülen data ile karşılaştırırken voltaj işaret gürültü oranını ($SNR_{v,1,2}$) belirlemek kullanışlı olacaktır. Giriş işaret gürültü oranı yâda $SNR_{v,1,2}$ işaret-gürültü gerilimleri oranı ya da güç SNR' sinin kareköküdür.

$$SNR_{v,1,2} = \sqrt{SNR_{p,1,2}} = \frac{r_{1,2}}{\sqrt{N}} \quad (4)$$

$SNR_{v,1,2}$ 'yi kullanmanın avantajı bu değişkenin dağılımının alış işaretleri zarfı ile orantılı olmasıdır.

Seçmeli çeşitleme sisteminde alıcı dallardaki işaret gürültü oranını kontrol eder ve en büyük SNR'ye sahip olan dalı zamanın herhangi bir anında demodülatöre bağlar. Voltaj ve güç işaret gürültü oranı seçmeli çeşitleme sonucu dalların en güçlü olanının değerini alır. İki dallı seçmeli çeşitleme sistemi için aşağıdaki ifadeler yazılabilir;

$$SNR_{PS} = \max(SNR_{p1}, SNR_{p2}) = \max\left(\frac{r_1^2}{N}, \frac{r_2^2}{N}\right) = \frac{1}{N} \max(r_1^2, r_2^2) \quad (5)$$

$$SNR_{VS} = \sqrt{SNR_{PS}} = \max\left(\frac{r_1}{\sqrt{N}}, \frac{r_2}{\sqrt{N}}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \max(r_1, r_2)$$

SNR_{VS} ve SNR_{PS} Seçmeli çeşitleme kullanıldığında, çıkışta elde edilecek olan işaret gürültü oranıdır.

Rayleigh bayımlı kanaldaki ideal bir çeşitleme sisteminin kazancını belirlemek için çeşitleme kullanılmamış bir sistemdeki işaret gürültü oranı ile karşılaştırma yapmak gerekir. Burada N gürültü gücü olmak üzere, gürültü varyansını belirten $\frac{1}{N}$ faktörü (voltaj SNR' de $\frac{1}{\sqrt{N}}$) hem tek dallı bir sistemde hem çok dallı bir sistemde çarpımsal bir faktördür. Kazanç N değerinden bağımsız olarak düşünülebilir. Seçmeli çeşitlemedeki kazanç iki daldaki gürültü birbirine eşit olarak kabul edildiğinden sadece r_1 ve r_2 dağılımlarına bağlıdır.

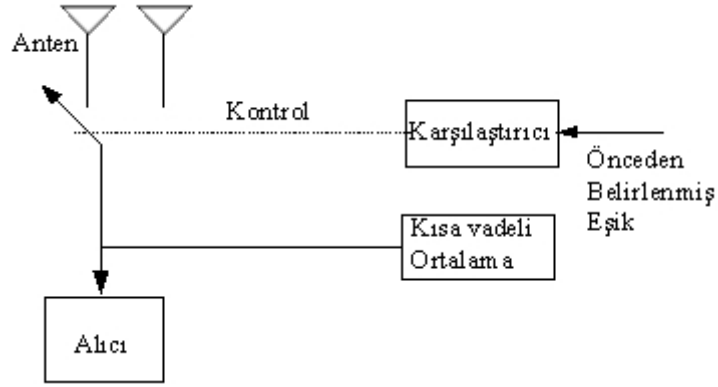
Pratik bir sistemde kazanç ölçümü yapılacağında r_1 ve r_2 işaret zarfları çeşitleme toplayıcısının girişleri olarak kullanılır ve çıkış iki işaret seviyesinin en büyüğünü seçerek bulunur. Bu işlemde gürültü hesaba katılmamıştır. Gürültü gücü $N=1$ olarak kabul edilirse aşağıdaki şekilde ifadeler yazmak mümkün olur.

$$\begin{aligned} SNR_{V1,2} |_{N=1} &= r_{1,2} \\ SNR_{VS} |_{N=1} &= \sqrt{SNR_P |_{N=1}} = \max(r_1, r_2) \end{aligned} \quad (6)$$

Kazanç parametresi tek bir dala göre çeşitleme sisteminin sağladığı iyileşmeyi belirlemede kullanılır. İşlemleri kolaylaştırmak adına $N=1$ olarak alınmıştır. Bu kabul ölçümlerde sıkça kullanılır. Ortalama gürültü gücünün 1 olarak kabul edilmesi ile hiçbir bilgi kaybına uğramış olmayız. Bu durumda ($N=1$) giriş işareti r_1 yada r_2 sadece işaretin genliğinin dağılımını değil dallardaki SNR_V 'nin dağılımını da belirtir.

1. 2. 2. Geri Beslemeli Çeşitleme

Seçmeli çeşitlemenin değişik bir uygulaması da geri beslemeli yada taramalı çeşitlemesidir. Bu çeşitleme biçiminde dallardan en iyi SNR' ye sahip olan dalı seçmek yerine dallar belli bir sıra ile taranır ve daha önce belirlenmiş olan bir eşğin üstünde SNR' ye sahip olan dal bulunduğu tarama işlemine son verilir ve o dal kullanılır. Seçilmiş olan dal eşğin altına düşünceye kadar o dal kullanılmaya devam edilir. Eşğin altına düşüldüğünde ise tarama işlemi yeniden başlar. Bu çeşitleme biçiminin kullanılması sonucu elde edilecek olan bayımlı istatistiği diğer metotlarla elde edilecek olan bayımlı istatistiklerinden kötü olabilir ancak bu çeşitleme biçimini kullanmak oldukça basittir ve sadece bir alıcı gerektirir.



Şekil 2. Geri Beslemeli (Taramalı) Çeşitleme [2]

1. 3. Çeşitleme Kazancı

Çeşitleme kazancı G_D , bir çeşitleme sistemi ile elde edilen kazancı gösteren bir niceliktir. Çeşitleme kazancı zarf ilişkisinin, dalların işaret gürültü oranının, güvenilirliğin yada CDF yüzdesinin ve toplama tekniğinin bir fonksiyonudur. Kazanç genelde en güçlü daldaki işaret gürültü oranında meydana gelen iyileşme olarak nitelendirilir. Tek dallı bir sistemde işaret seviyesinin zamanın belli bir dilimindeki büyüklük değeri yada güvenilirlik değeri toplamsal dağılım fonksiyonundan (CDF) elde edilebilir.

Yüzde 90'lık bir güvenilirliğe sahip bir işaret zamanın yüzde doksanlık bir diliminde eşik değerinin üstünde bir seviyeye sahiptir. Çeşitleme işleminden sonra aynı güvenilirlik için en güçlü SNR' ye sahip daldaki işaret seviyesinde meydana gelen artış çeşitleme kazancıdır. Çeşitleme kazancı güvenilirlik yada CDF ile birlikte anılmadıkça çok fazla bir şey ifade etmez. [1,2,3]

1. 4. Çeşitleme Teknikleri

Genel olarak 3 çeşit çeşitleme tanımlanabilir;

- Frekans Çeşitlemesi
- Anten Çeşitlemesi
- Uzay Zaman Çeşitlemesi

1. 4. 1. Frekans eşitlemesi

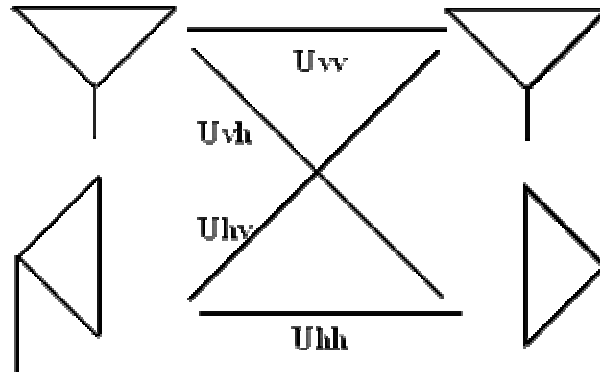
Frekans eşitleme kullanıldığında bilgi birden fazla taşıyıcı frekansı ile gönderilir. Bu teknikteki temel frekansların aynı bayılmayı vermeyecek şekilde kanalın evre uyumlu (coherence) band genişliğinden daha büyük şekilde ayrılmış olmalarıdır.

Frekans eşitleme genelde birçok kanalı bir frekans paylaşımı çoğullama (FDM) ile birlikte kullanan mikro dalga (line-of-sight) bağlantılarında kullanılır. Torosferik yayınının sonucu olan kırılmadan dolayı bazen derin bayılmayla karşılaşılabilir. Pratikte N adet taşıyıcıda 1 koruma boşluğu ayrılması zorunludur. Bu teknik band genişliğinin paylaşılıyor olmasından başka; frekans çeşitleme için kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektiriyor olması sakıncasına da sahiptir.

1. 4. 2. Anten eşitlemesi

Baz istasyonu için uzay çeşitleme kullanmak zordur. Alanlara ilişkin dar açılar geniş anten aralıkları gerektirmektedir. Baz istasyonlarında uzay çeşitleme kullanılmasının maliyetinin kutuplama çeşitlemeye göre yüksek oluşu, kutuplama çeşitlemenin kullanılmasının düşünülmesine neden olmuştur. Kutuplama eşitleme sadece iki dal kullanmaya olanak verirken antenlerin aynı yerde konumlanmalarına olanak sağlar.

Günümüzde cep telefonu kullanıcılarının birçoğu telefonu kullanmaları esnasında ellerindeki eğiklikten dolayı dikey kutuplama kullanmamaktadırlar. Mobil ve baz istasyonu arasındaki ölçülen yatay ve dikey kutuplama yollarının ilişkisiz olduğu kabul edilebilir. Kutuplama eşitleme bu ilişkisizlikten faydalanılarak kullanılan bir yöntemdir.

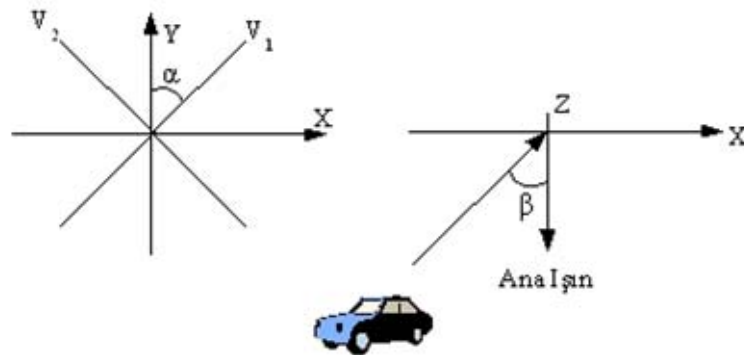


Şekil 3. Anten Çeşitlemesi için İletim Yolları

Anten çeşitleme biçiminde yatay ve dikey polarize olmuş antenlerin arasındaki mesafe için herhangi bir kısıtlama yoktur.

Yatay ve dikey olarak polarize olmuş antenler hem iletim hem de alış kısmında aynı konumda bulunabilirler.

Çeşitlemeyi verimli bir şekilde kullanabilmek için sistemin yapısının işaretlerin mümkün olduğu kadar ilişkisiz olabilmelerini sağlayacak şekilde tasarlanmış olması gerekir.



Şekil 4. Baz İstasyonu Kutuplama Çeşitleme Teorik Şekli

Şekilde-4'te gösterilen iki antenden oluşan baz istasyonu kutuplama çeşitleme biçimini incelersek V_1 ve V_2 ile gösterilen antenler kullanılmaktadır bu antenler Y eksenine $\pm \alpha$ kadar olan açılara sahiptirler. Mobil istasyon da ana ışınla arasında β kadar açı olacak bir konumdadır.

1. 4. 3. Uzay Zaman Çeşitlemesi

En yaygın olarak kullanılan çeşitleme tekniklerinden biridir. Genel olarak hücrel radyo sistemlerinde bir baz istasyonu anteni ve yere yakın bir mobil anten bulunduğunu varsayarsak; verici ile alıcı arasında her zaman doğrudan bir yol bulunmayabilir ve çevredeki olası saçılımlar da bir Rayleigh bayımalı'ne neden olabilir. Jakes modelinde uzaysal olarak aralarında yarım dalga boyu yada daha fazla mesafe bulunan antenlerin birbirleriyle ilişkisiz zarflara sahip olacağını ileri sürmüştür.[1,7,9]

Anten çeşitlemesi baz istasyonunda da uygulanabilir. Bir çok baz istasyonu alıcı anteni kullanarak bu işlem gerçekleştirilebilir. Saçılımların önemli bir kısmının mobilin yakın bulunduğu yüzeyden kaynaklandığı göz önüne alınırsa baz istasyonundaki antenlerin ilişkisiz işaretler alabilmeyi gerçekleştirebilmeleri için birbirlerinden bir kaç 10 kat yarım dalga boyu uzaklıkta olmaları gerekmektedir.

1. 4. 3. 1. Uzay Zamanlı Sistemlerde Toplama Biçimi

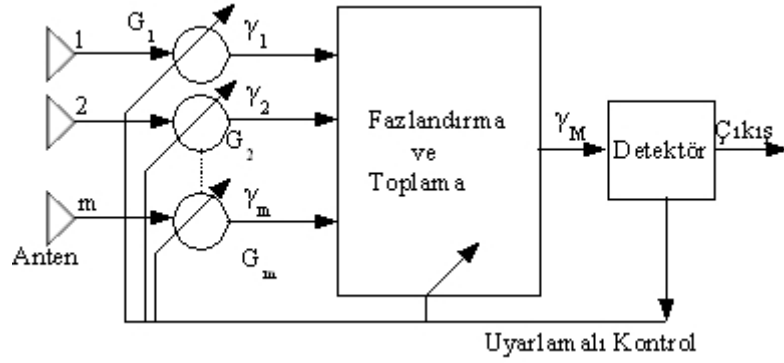
Genel olarak iletim sistemleri tek verici ve bilgileri tanımlayacak tek alıcı anten kullanılarak tasarlanılmıştır. Rayleigh kanal kayıplarında iletilen sembollerin fazı ve genliklerinde değişme meydana gelmektedir. Bu problemleri azaltmak için, iletilen sembolleri aynen almak üzere birden çok verici anten kullanarak iletim yapılır. Eğer bu iletim yollarından biri çok fazla kayba sahipse iletim diğer yolları kullanarak gerçekleşir. Böylece iletim daha verimli ve hızlı gerçekleşir. Merkezde farklı yollardan alınan sembolleri toplamak zorundayız ve bu işlemler karmaşık toplama durumlarını içermektedir.[1]

Uzay zamanlı sistemlerde toplama biçimi yaygın olarak kullanılan iki tür şekli vardır;

- En Büyük Oranlı Toplama Şekli (MRC)
- Eşit Kazançlı Toplama Biçimi (EGC)

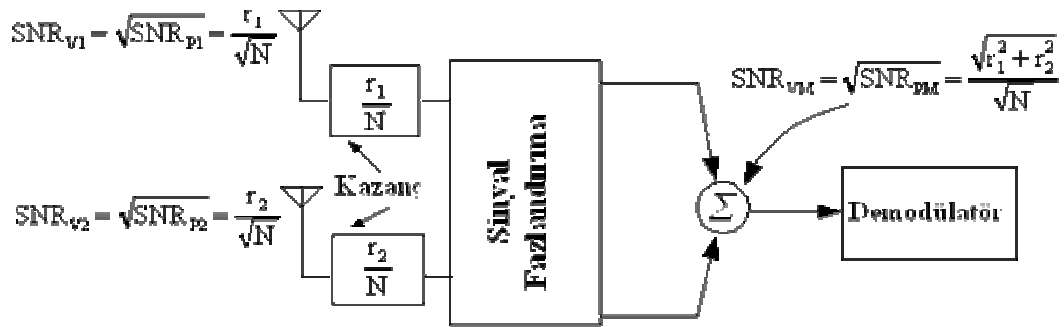
1. 4. 3. 1. 1. En Büyük Oranlı Toplama Şekli (MRC)

En büyük oranda toplama yönteminde sistemdeki tüm dallar daha avantajlı bir şekilde kullanılmaya çalışılır.



Şekil 5. En Büyük Oranlı Toplama (MRC) Genel Şekli .[1,7,9]

En büyük oranda toplama yönteminde bütün çeşitleme dallarındaki işaretler, işaret gürültü oranlarına göre toplanır. İşaretlerin fazları ayrı ayrı düzeltildikten başka bir deyişle aynı yapıldıktan sonra toplanırlar. Bundan dolayı her bir anten için bir alıcı ve fazlandırma devresi gerekmektedir. Bu toplama işleminin sonucunda elde edilen toplama ilişkin SNR her bir daldaki SNR'nin toplamına eşittir. Bu nedenle de dalların hepsi birden kabul edilebilir seviyenin altında bir SNR ye sahip olsa bile çıkışta kabul edilebilir seviyede SNR oluşabilir. Bu teknik bayımlı üstünde bilinen tüm doğrusal toplayıcılardan daha iyi biri istatistiksel azalma sağlar.[9]



Şekil 6. İki Dalli MRC [9]

Şekil 6’da iki dallı bir MRC’nin şekli gösterilmektedir. İki dalda kendi ani işaret gürültü oranı ile ağırlıklandırılır. Dallar daha sonra ortak bir faza tabi tutulup toplanırlar. Toplam sonucu elde edilen işaret alışı işareti gibi kullanılıp demodülatöre bağlanır. MRC’nin sağladığı iyileşme kanalları tamamen ilişkili iken de gerçekleşebilir. MRC’nin kötü tarafı karmaşık bir yapıya sahip olması ve de ani işaret seviyesi ve ortalama gürültü gücünün doğru kestirimlerine ihtiyaç duymasıdır.

Şekli gösterilen iki dallı MRC’nin girişleri r_1 ve r_2 zarflarına sahip Rayleigh dağılımlı işaretlerdir ve bunlara n_1, n_2 beyaz gürültüsü eklenmiştir. MRC sonrasındaki SNR’yi bulmak için ani işaret ve gürültü güçlerine bakılır. Bir t_0 anında MRC çıkışındaki işaretin genliği $V_{S,M}(t_0)$, t_0 anındaki r_1, r_2 zarfları ile bunların ani voltaj-gürültü gücü oranlarının çarpımı ile bulunur.

$$V_{S,M}(t_0) = r_1(t_0)\left(\frac{r_1(t_0)}{N}\right) + r_2(t_0)\left(\frac{r_2(t_0)}{N}\right) = \frac{r_1^2(t_0) + r_2^2(t_0)}{N} \quad (7)$$

MRC sonrasındaki ani güç $P_{S,M}(t_0)$ ’da şu şekilde bulunabilir.

$$P_{S,M}(t_0) = V_{S,M}(t_0)^2 = \left(\frac{r_1^2(t_0) + r_2^2(t_0)}{N}\right)^2 \quad (8)$$

MRC sonrasındaki gürültü $V_{N,M}(t_0)$ ’da yine benzer şekilde bulunabilir.

$$V_{N,M}(t_0) = n_1\left(\frac{r_1(t_0)}{N}\right) + n_2\left(\frac{r_2(t_0)}{N}\right) = \frac{n_1 r_1(t_0) + n_2 r_2(t_0)}{N} \quad (9)$$

MRC çıkışındaki gürültü gücü aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$P_{N,M}(t_0) = E[V_{N,M}^2(t_0)] = E\left[\frac{n_1^2 r_1(t_0)^2}{N^2}\right] + E\left[\frac{2n_1 n_2 r_1(t_0) r_2(t_0)}{N^2}\right] + E\left[\frac{n_2^2 r_2(t_0)^2}{N^2}\right] \quad (10)$$

Yukarıdaki denklemin ortasındaki terim, gürültü kaynakları birbirinden bağımsız olarak kabul edildiğinden sıfır değerini alacaktır. Bu terimi sıfır olarak kabul edip ifadeyi basitleştirirsek;

$$\begin{aligned} P_{N,M}(t_0) &= E\left[\frac{n_1^2 r_1(t_0)^2}{N^2}\right] + E\left[\frac{n_2^2 r_2(t_0)^2}{N^2}\right] \\ &= \frac{r_1(t_0)^2}{N^2} E[n_1^2] + \frac{r_2(t_0)^2}{N^2} E[n_2^2] \end{aligned} \quad (11)$$

MRC çıkışındaki işaret gürültü oranı SNR_{PM} bir t_0 anı için hesaplanırsa.

$$\begin{aligned} SNR_{PM}(t_0) &= \frac{\text{sin yal gücü}}{\text{gürültü gücü}} = \frac{P_{S,M}(t_0)}{P_{N,M}(t_0)} = \frac{V_{S,M}(t_0)^2}{E[V_{N,M}(t_0)^2]} \\ SNR_{PM}(t_0) &= \frac{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2}{N} = \frac{1}{N} (r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2) \end{aligned} \quad (12)$$

MRC çıkışındaki voltaj işaret-gürültü oranı teorik veri ile ölçülen veri arasında doğrudan bir karşılaştırma yapmaya olanak sağlar. SNR_{VM} değeri SNR_{PM} değerinin karekökü olarak tanımlanmıştır.

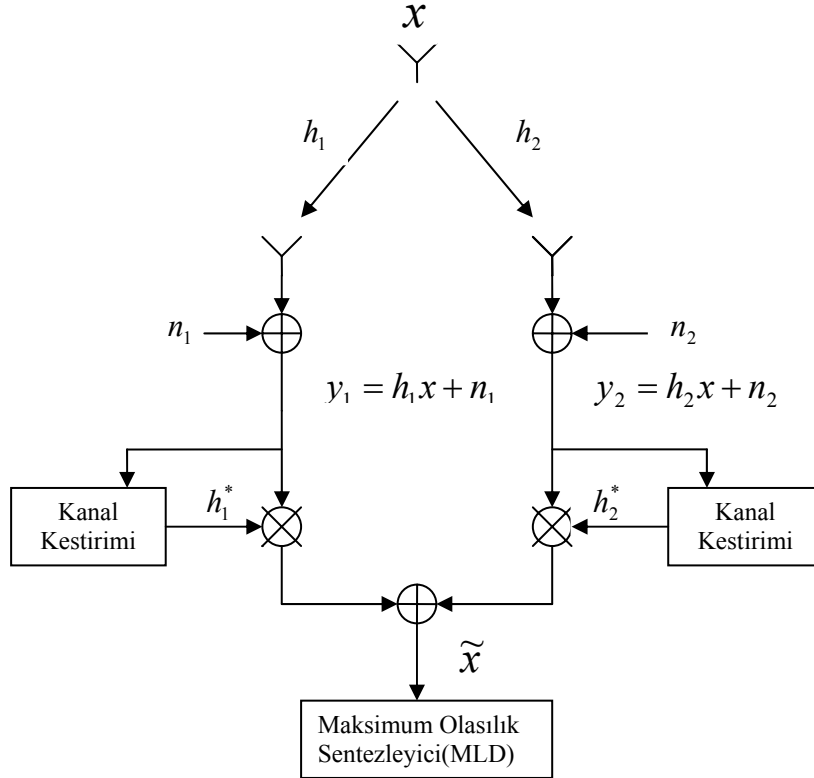
$$SNR_{VM}(t_0) = \sqrt{SNR_{PM}(t_0)} = \sqrt{\frac{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2} \quad (13)$$

MRC sonrasındaki SNR ile tek dallı bir sistemdeki SNR karşılaştırarak çeşitlemenin sağladığı iyileşmeyi bulabiliriz. MRC sonrasındaki SNR ve tek dallı bir sistemdeki SNR'yi birbirine oranlarsak; tüm dallardaki gürültüyü birbirine eşit olarak kabul ettiğimizden, çeşitleme'nin sağladığı kazancın gürültüden bağımsız olduğunu görürüz.

İki dallı bir MRC sonrasındaki işaret gürültü oranı $N=1$ kabul ederek tekrar yazılırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\begin{aligned} SNR_{PM} |_{N=1} &= r_1^2 + r_2^2 \\ SNR_{VM} |_{N=1} &= \sqrt{r_1^2 + r_2^2} \end{aligned} \quad (14)$$

Bu durum için pratik ve çok sık kullanılan klasik **en büyük oranlı toplam (MRC)** şekli kullanılır. [1]



Şekil 7. İki Alıcı Antenli Temel MRC Gösterimi [1,2]

Şekil 7’de iki alıcılı klasik MRC tekniği gösterilmektedir. Herhangi bir anda x sembolü iletilir. Şekilde de görüldüğü gibi iletilen x sembolü h_1 ve h_2 olarak adlandırılan iki farklı kanala doğru yayılır. Özel olarak tüm kanallar tek bir yayılım yoluna sahip olarak varsayılmıştır. [1,2]

Ve aşağıdaki gibi verilen genlik ve fazdan oluşan karmaşık bileşen olarak modellenebilir;

$$h_1 = |h_1| e^{j\theta_1} \quad (15)$$

$$h_2 = |h_2| e^{j\theta_2}$$

Burada $|h_1|$ ve $|h_2|$ kanal kayıplarının genlikleri, θ_1 ve θ_2 ise kanal kaybının faz değerleridir. Gürültü ise şekilde görüldüğü gibi her alıcıda eklenir. Ve sonuçta alıcıdaki işaret;

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x + n_1 \\ y_2 &= h_2 x + n_2 \end{aligned} \quad (16)$$

Buradaki n_1 ve n_2 karmaşık gürültü örnekleridir. Matrisel olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir;

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = x \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (17)$$

Mükemmel kanallara sahip olduğumuzu Farz edelim, kanal kestiriminde kanalların etkisini yok etmek için alınan işaretler sırasıyla h_1 ve h_2 kanallarının karmaşık eşleniği (\tilde{h}_1 ve \tilde{h}_2) ile çarpılırsa kanal etkileri yok edebiliriz. Kanal kestiriminde çarpılan işaret şekilde görüldüğü gibi MLD' ye gönderilir.

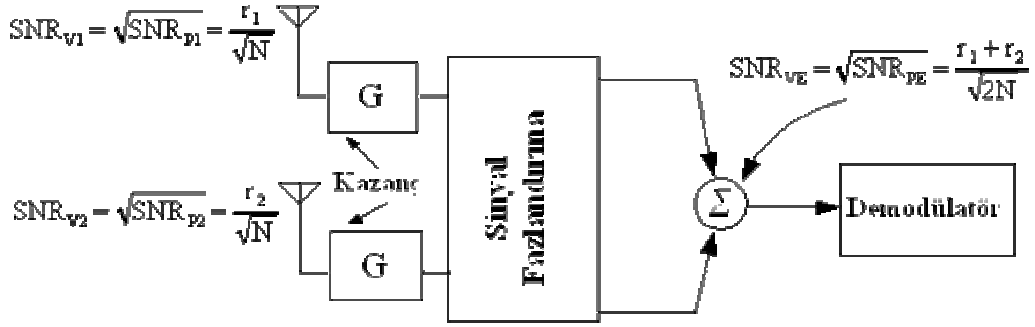
Kanal kestiriminde çarpılan işaret;

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= h_1^* y_1 + h_2^* y_2 \\ \tilde{x} &= h_1^* h_1 x + h_1^* n_1 + h_2^* h_2 x + h_2^* n_2 \\ \tilde{x} &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) x + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \end{aligned} \quad (18)$$

Olarak elde edilir ve MLD' ye gönderilir.

1. 4. 3. 1. 2. Eşit Kazançlı Toplama Biçimi (EGC)

Eşit kazançlı toplama (EGC) en büyük oranda toplamının özel bir durumu olarak düşünülebilir. Bu toplama biçiminde dalların kazançları önceden belirlenmiş bir değere ayarlanır ve değişmez. Aynı kazançla çarpılan işaretlerin fazları eşitlenir ve işaretler toplanır. Toplama sonucunda elde edilen işaret demodülatöre gönderilir.



Şekil 8. İki Dalli Eşit Kazançlı Toplama [2]

Eşit kazançlı toplama sonunda bir t_0 anı için elde edilecek olan işaret zarfı şu şekilde olur.

$$V_{SE}(t_0) = r_1(t_0)G + r_2(t_0)G = G(r_1(t_0) + r_2(t_0)) \quad (19)$$

Ani işaret gücü $P_{SE}(t_0)$ da buradan şu şekilde elde edilir.

$$P_{SE}(t_0) = V_{SE}(t_0)^2 = G^2(r_1(t_0) + r_2(t_0))^2 \quad (20)$$

EGC çıkışındaki gürültü elemanı da tüm t anları için G kazancı ile çarpılmıştır ve faz birleştirme işleminden sonra gürültü şu şekilde yazılabilir;

$$V_{NE}(t) = n_1G + n_2G = G(n_1 + n_2) \quad (21)$$

Gürültü gücü, gürültünün olasılık dağılım fonksiyonunun ikinci momenti olarak hesaplanırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir;

$$\begin{aligned} P_{NE}(t) &= E[V_{NE}(t)^2] = E[G^2(n_1^2 + 2n_1n_2 + n_2^2)] \\ P_{NE}(t) &= E[V_{NE}(t)^2] = G^2 E[n_1^2] + 2G^2 E[n_1n_2] + G^2 E[n_2^2] \end{aligned} \quad (22)$$

n_1 ve n_2 Birbiri ile ilişkili olmadığından buna ilişkin gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra $P_{NE}(t)$ ifadesi tekrar yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P_{NE}(t) = E[V_{NE}(t)^2] = G^2 E[n_1^2] + G^2 E[n_2^2] = 2G^2 N \quad (23)$$

Bir t_0 anı için ani işaret gürültü oranı yukarıdaki ifadelerden faydalanılarak şu şekilde yazılabilir;

$$\begin{aligned} SNR_{PE}(t_0) &= \frac{\text{sin yal gücü}}{\text{gürültü gücü}} = \frac{P_{SE}(t_0)}{P_{NE}(t_0)} = \frac{V_{SE}(t_0)^2}{E[V_{NE}(t_0)^2]} \\ SNR_{PE}(t_0) &= \frac{G^2(r_1(t_0) + r_2(t_0))^2}{2G^2 N} = \frac{1}{2N}(r_1(t_0) + r_2(t_0))^2 \end{aligned} \quad (24)$$

Voltaj işaret gürültü oranı da buradan elde edilir.

$$SNR_{VE}(t_0) = \sqrt{SNR_{PE}(t_0)} = \frac{1}{\sqrt{2N}}(r_1(t_0) + r_2(t_0)) \quad (25)$$

G değeri çıkıştaki işaret gürültü oranını etkilemediğinden bu değer pratik uygulamalarda genellikle 1 olarak alınır. Bu çeşitleme biçiminde en büyük işaret gürültü oranına sahip dallar kullanıldığında, seçmeli çeşitleme ve MRC'nin tersine toplama sonucu daha kötü işaret gürültü oranı elde edilebilmektedir. SNR_{VE} ifadesinden; bir t_0 anında r_2 genliği için aşağıdaki ifadenin geçerli olması durumunda, EGC çıkışındaki SNR_{VE} 'nin dal 1'deki SNR_{V1} 'den daha küçük olacağı sonucu elde edilir.

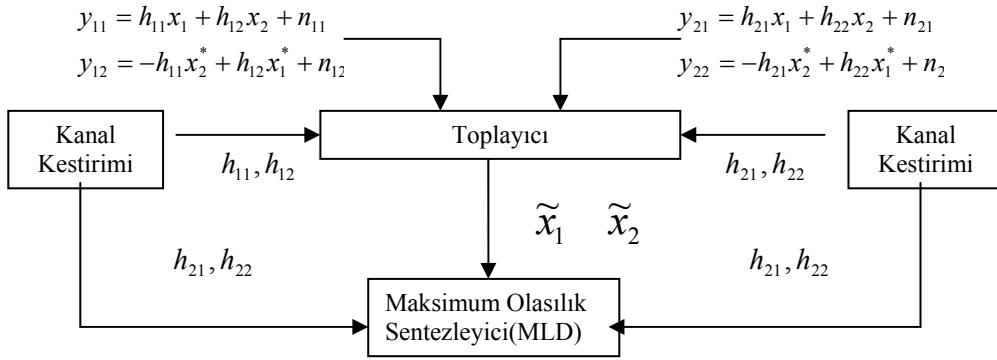
$$r_2(t_0) < (\sqrt{2} - 1)r_1(t_0) \approx 0.414r_1(t_0) \quad (N = 1) \quad (26)$$

1. 4. 3. 2. En Büyük (Maksimum) Olasılık Dedektörü (MLD)

1. 4. 3. 2. 1. En Büyük Olasılık Dedeksiyon Şartı

Toplanan işaretler maksimum likelihood detektörüne gönderilir. PSK işaretler için belirtilen şart x_1, x_2 işaretlerinin her biri için kullanılır. Elde edilen toplam işaretleri iki dallı MRC'de elde edilen işaretlerle aynıdır. Tek fark gürültü ifadeleri üstündeki faz dönmesidir ve bu etkin SNR üstünde etkili değildir. Bundan dolayı tek alıcılı çeşitleme iki dallı MRC ile eşdeğerdir.

1. 4. 3. 2. 2. Maksimum Olasılık Dedektörün Çalışması



Şekil 9. En Büyük (Maksimum) Olasılık Dedektörü Kullanım Şekli

Gelen \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 işaretleri maksimum olasılık detektöründe iletilen x_1 ve x_2 işaretlerin kanalların etkisini yok sayarak olası bütün kopya işaretleriyle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma Karesel Oklid Mesafesi'ne dayanarak yapılır. Ve karşılaştırma sonucu yani karesel oklid mesafesi en küçük olan ve alınan semboller x_1 ve x_2 sembollerine en yakın olan semboller olur ve iletim daha az hata ile tamamlanmış olur.

1. 4. 3. 3. Karesel Oklid Mesafesi:

Karesel oklid mesafesi genel olarak;

$$d^2(x_A, x_B) = (x_A - x_B)(x_A^* - x_B^*) \quad (27)$$

olarak tanımlanır. [1] Burada x_A ve x_B işaretleri karesel oklid mesafesi alınacak herhangi iki işareti temsil eder.

Bizim işlemimizde gelen olası işaretler x_i ve x_j ile MRC'den alınan işaret olan \tilde{x}_i işaretleri arasındaki mesafe en küçük olan alınır.

$$d^2(\tilde{x}, x_i) \leq d^2(\tilde{x}, x_j) \quad (28)$$

Ve karesel oklid mesafesi en küçük olan semboller alınır. İşlem sona erer.

1. 4. 3. 4. Uzay Zamanlı Blok Kodlar

Burada uzay zamanlı blok kodların temel prensiplerini görmeye çalışalım. MRC' de elde edilen ve matrissel olarak düzeltilen aşağıdaki bağıntıda; [3,6]

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = x \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (29)$$

Uzay zamanlı blok kodlar değişik çeşitleme iletim kanalları için vericide yapay olarak kopyalanan işaretler ve orijinal iletilen x işareti arasındaki ilişkiyi tanımlar ve burada $n \times p$ boyutlu iletim matrisi olarak tanımlanır. Bu matrisin içeriği giriş sembolleri $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ ve bunların karmaşık eşleniklerinin doğrusal kombinasyonlarından oluşmuştur. Giriş sembolleri x_i $i = 1, 2, 3, \dots, k$, iletim çeşitleme kanallarından iletilmesi için bilgilerin içeriği ikilik (binary) sistemde göstererek kullanılır. İşaret takımı 2^b nokta

takımına sahiptir, b sembol x_i gösterimi için kullanılan ikilik bit sayısıdır. Burada $k \times b$ ikilik bitlerin bloğu aynı zamanda uzay zamanlı blok kodlayıcıya girer ve bu yüzden bunlara uzay zamanlı blok kodlar denmektedir.

Verici anten sayısı p ve n ise k giriş sembolünün iletimi için kullanılan zaman periyodu sayısıdır. Burada uzay zamanlı blok kodların iletim matrisinin genel formu aşağıdaki gibidir;

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{31} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{p1} \\ g_{12} & g_{22} & g_{32} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{p2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{1n} & g_{2n} & g_{3n} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{pn} \end{pmatrix} \quad (30)$$

Burada matristeki g_{ij} içeriği giriş sembolleri $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ ve bunların karmaşık eşleniklerinin doğrusal kombinasyonlarını göstermektedir. Daha özel olarak g_{ij} içerikleri, burada $i = 1, 2, 3, \dots, p$, her $j = 1, 2, 3, \dots, n$ zaman periyodunda $i = 1, 2, 3, \dots, p$ verici antenlerinden eş zamanlı iletilmesini gösterir. Örneğin $j = 2$ zaman periyodunda, $g_{12}, g_{22}, g_{32}, g_{42}, \dots, g_{p2}$ işaretleri eş zamanlı olarak $T_{x1}, T_{x2}, T_{x3}, \dots, T_{xp}$ verici antenlerinden iletilir. Yukarıdaki iletim matrisinde daha geniş olarak gösterilmesi mümkündür.

1. 4. 3. 4. 1. Uzay Zamanlı Blok Kodların Oranı

Uzay zamanlı blok kod olarak tanımlanan $n \times p$ boyutlu bir iletim matrisinde genelde dikey olarak tasarlanır. Burada n zaman periyodunda k adet sembol iletilir ve bu uzay zamanlı blok kodun oranı aşağıdaki gibi verilebilir; [1,2,4]

$$R = k / n \quad (31)$$

1. 4. 3. 4. 2. Karesel Kod Matrisine Dayalı Tüm Doğrusal Uzay Zamanlı Blok Kodların Çeşitliliği İçin Maksimum Oranlar

Tablo 1 ile karmaşık doğrusal uzay zamanlı blok kodların tüm çeşitliliği ve K/N oranına sahip oluruz. Verilen oranlar için minimal boyutlu kodlar gecikmeli en uygun kodlardır. [4]

Tablo 1. Karesel Kod Matrisine Dayalı Tüm Doğrusal Uzay Zamanlı Blok Kodların Çeşitliliği İçin En Büyük Oranlar [4]

Tx Antenler	Gecikme(Delay)	Semboller	Oran
1	1	1	1
2	2	2	1
3 ile 4	4	3	$\frac{3}{4}$
5 ile 8	8	4	$\frac{1}{2}$
9 ile 16	16	5	5/16
$2^{K-1} + 1$ ile 2^{K-1}	2^{K-1}	K	K/2^{K-1}

Birimsel olarak, merkezle orantılı simgelerin genliklerinin olduğu karelerinin toplamı aşağıdaki gibi formülize edilebilir;

$$C^h . C = \sum_k |z_k|^2 \gamma_N \quad (32)$$

Burada γ_N NxN'lik özdeşlik matrisi ve C^h ise C matrisinin Hermitian conjügeyt (kompleks conjügeyt transpoz) 'dir. Burada karesel olmayan matrisler için T>N gerekmektedir. z_k sembolleri doğrusaldır ve kod matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$C = \sum_{k=1}^K (z_k \beta_k^- + z_k^* \beta_k^+) = \sum_{k=1}^K (x_k \beta_{2k-1} + y_k \beta_{2k-1}) \quad (33)$$

Burada $\{\beta_k\}_{k=0}^{2K-1}$ karmaşık içerikli 2K değerli TxN boyutlu matris setidir.

Yukarıdaki bağıntıda oranı 1 olan çok katlı karmaşık blok kod bulundu; bunlar sadece $N=2$ için geçerlidir. Benzer olarak seçmeli K/N oranlı çok sıkı durumları verilen Clifford Algoritması teorisi verilmiştir. Herhangi iletilen K sembol sayısı için, blok kod matrisi için uygun N boyutu vardır. Aşağıdaki teoremlerle sonuç karşımıza çıkar.

1. 4. 3. 4. 3. Teorem

N verici antenini uyum uzay zamanlı blok kodlu karesel matrisin maksimum ulaşabilecek oran;

$$\frac{[\log_2 N] + 1}{2^{[\log_2 N]}} \quad (34)$$

olarak verilir. [4]

1. 4. 3. 5. Telsiz Haberleşmedeki Uzay Zamanlı Blok Kodlar

Bu çalışmanın maksadı, uzay–zaman kodlarının oluşturduğu engellerin performansını değerlendirmek ve kodlamayı ve dekodlamayı sağlayan prosedürlerin ayrıntılarını incelemektir.

Bu kodların bir kısmı için kodlama ve dekodlama algoritmalarını düşünmekle başlanır.

Daha verimli ve doğru sonuçları STBC ve çok antenli sistem kullanıldığı zaman alınır ve önemli performans kazancı neredeyse hiç masraf yapmadan başarılabilir.

Bu bölümde çok antenli iletişim sistemleri için matematiksel modellemeyi sağlayıp, STBC'nin kurduğu algoritmaları ve onların kodlanmasını çözen kısımları tanımlanacaktır.

Daha sonra STBC'nin performansı analiz edilecek ve alıcıdaki MRC şekli gibi benzer performansın başarılması görülecektir. Ve daha sonra elde edilen sonuçları simülasyonla gösterilecektir. [2]

1. 4. 3. 5. 1. İletim Modeli

Uzaktaki m tane antenli ve baz istasyonundaki n tane antenli teslis iletişim sistemini düşünelim. Her t zamanında, işaretler n verici anteninden eş zamanlı olarak c_t^i , $i=1,2,\dots,n$ şeklinde iletilir. Kanal sabit kayıplı kanal olduğunu düşünelim ve yol kazancı ise i verici anteninden j alıcı antenine $\alpha_{i,j}$ olarak tanımlayalım. Kazanç her gerçek boyutta 0,5 değişkenli bağımsız rastgele değişkenli Karmaşık Gaussian örnekleri şeklinde modellenmiştir. Bu yaklaşım kodlama ve dekodlama metotları için değişimsiz genişletilebilir. [2]

Tesis kanal her çerçeveden diğerine değişimli ve uzunluğu l olan sabit çerçeveli yol kazancı olan quasi-statik olarak varsayılmıştır.

t zamanda j anteninden alınan r_t^j işareti aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i + \eta_t^j \quad (35)$$

Burada gürültü örneği olan η_t^j her karmaşık (kompleks) boyutta $n/2$ SNR) değişimli bağımsız rastgele değişkenli sıfır anlamlı kompleks Gaussian örnekleridir. Her antenden iletilen sembollerin enerji değeri 1'e normalize edilmiştir, her alıcı antendeki alınan işaretin ortalama gücü n dir, ve işaret gürültü oranı SNR'dir. Mükemmel kanal durum bilgileri alındığını farz edelim,

$$\sum_{t=1}^{\ell} \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i \right|^2 \quad (36)$$

$$c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_\ell^1 c_\ell^2 \dots c_\ell^n$$

ve kod kelimeleri minimum toplam olarak sonuçlandırılmıştır.

1. 4. 3. 5. 2. Algoritmanın Kodlanması

Uzay zamanlı blok kodlar, $p \times n$ boyutlu G iletim matrisi ile tanımlanmıştır. G matrisi içeriği $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k$ değişkenlerinin kombinasyonları ve bunların konjugeytları ile oluşmuştur. Verici anten sayısı n , ve genellikle farklı kodları diğerlerinden ayırmak için kullanılır. Örneğin, iki antenden yararlanılan kod G_2 ile gösterilir ve aşağıdaki gibi tanımlanır. [2]

$$G_2 = \begin{pmatrix} \chi_1 & \chi_2 \\ -\chi_2^* & \chi_1^* \end{pmatrix} \quad (37)$$

Burada temel bantta 2^b elemanlı işaret takımı iletildiğini farz edelim. 1 zaman periyodunda kodlayıcıda kb bit yetişir ve s_1, s_2, \dots, s_k takım işaretleri ve bunların konjugeytları seçilir. G matrisi belirsiz $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k$ işaretlerini içerirken C matrisi her kb bit için n tane antenden iletilen özel takım sembollerini içerir. c_t^i C 'nin i .ci sütunu ve t .ci satırındaki elemanı gösterirken, c_t^i $i=1,2,3,\dots,n$ her $t=1,2,3,\dots,p$ zaman periyodunda verici anten $1,2,3,\dots,n$ 'den eş zamanlı iletilen işaretleri içerir. C 'nin i .ci sütunu i .ci antenden iletilen sembollerini gösterirken C 'nin t .ci satırı t zaman periyodunda iletilen sembollerini gösterir.

Temel olarak C matrisi G matrisini kullanarak tanımlanır. P zaman periyodu k sembollerini iletmek için kullanılır, $R=k/p$ olan kodun oranını tanımlar. Örneğin G_2 matrisinin oranı 1'dir ($R=1$).

Burada, aşağıdaki yarım oranlı uzay zaman blok kodların performansını göz önünde bulunduralım;

$$G_3 = \begin{pmatrix} \chi_1 & \chi_2 & \chi_3 \\ -\chi_2 & \chi_1 & -\chi_4 \\ -\chi_3 & \chi_4 & \chi_1 \\ -\chi_4 & -\chi_3 & \chi_2 \\ -\chi_1^* & \chi_2^* & \chi_3^* \\ -\chi_2^* & \chi_1^* & -\chi_4^* \\ -\chi_3^* & \chi_4^* & \chi_1^* \\ -\chi_4^* & -\chi_3^* & \chi_2^* \end{pmatrix} \quad (38)$$

ve

$$G_4 = \begin{pmatrix} \chi_1 & \chi_2 & \chi_3 & \chi_4 \\ -\chi_2 & \chi_1 & -\chi_4 & \chi_3 \\ -\chi_3 & \chi_4 & \chi_1 & -\chi_2 \\ -\chi_4 & -\chi_3 & \chi_2 & \chi_1 \\ -\chi_1^* & \chi_2^* & \chi_3^* & \chi_4^* \\ -\chi_2^* & \chi_1^* & -\chi_4^* & \chi_3^* \\ -\chi_3^* & \chi_4^* & \chi_1^* & -\chi_2^* \\ -\chi_4^* & -\chi_3^* & \chi_2^* & \chi_1^* \end{pmatrix} \quad (39)$$

Bunlara ek olarak üç veya dört verici anten için $\frac{3}{4}$ oranlı kodlar (bu kodları ayırt etmek için G'nin yerine H kullanalım) aşağıdaki şekilde gösterilebilir. [2]

$$H_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_2^* + x_1 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (40)$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & \frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (41)$$

1. 4. 3. 5. 3. Algoritmanın Dekodlanması

Herhangi bir uzay zaman blok kodunun maksimum olasılık dekodlanması (MLD) alıcıda tek bir doğrusal işlemle gösterilebilir ve bunları bazı örneklerle açıklarız. İşaret takımında 2^b kadar işaret olduğunu farz edelim, ilk zaman periyodunda $2b$ kadar bit kodlayıcıya ulaşır ve iki karmaşık sembol x_1 ve x_2 'yi seçer. [2]

Bu semboller sırasıyla 1. anten ve 2. antenden eş zamanlı olarak iletilir. İkinci zaman periyodunda $-x_2^*$ ve x_1^* işaretleri sırasıyla 1. anten ve 2. antenden eş zamanlı olarak iletilir. Daha sonra MLD miktarı;

$$\sum_{j=1}^m \left(\left| r_1^j - \alpha_{1,j} x_1 - \alpha_{2,j} x_2 \right|^2 + \left| r_2^j + \alpha_{1,j} x_2^* - \alpha_{2,j} x_1^* \right|^2 \right) \quad (42)$$

Kanalın quasi-static doğallığı için kazanç iki itlim içinde sabittir. Minimum değer x_1 ve x_2 işaretlerinin sırasıyla alınan değeridir. Yukarıdaki bağıntıyı kod kelimelerine bağlı terimleri çıkararak (silerek) aşağıdaki şekilde genişletebiliriz. [2]

$$\begin{aligned} & - \sum_{j=1}^m \left[r_1^j \alpha_{1,j}^* x_1^* + (r_1^j)^* \alpha_{1,j} x_1 + r_1^j \alpha_{2,j}^* x_2^* + (r_1^j)^* \alpha_{2,j} x_2 - r_2^j \alpha_{1,j}^* x_2^* \right. \\ & \left. - (r_2^j)^* \alpha_{1,j} x_2 + r_2^j \alpha_{2,j}^* x_1 + (r_2^j)^* \alpha_{2,j} x_2^* \right] \\ & + \left(|x_1|^2 + |x_2|^2 \right) \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \end{aligned} \quad (43)$$

Üsteki bağıntıyı iki kısma ayırırsak, bunlardan biri;

$$\begin{aligned} & - \sum_{j=1}^m \left[r_1^j \alpha_{1,j}^* x_1^* + (r_1^j)^* \alpha_{1,j} x_1 + r_2^j \alpha_{2,j}^* x_1 + (r_2^j)^* \alpha_{2,j} x_2^* \right] \\ & + |x_1|^2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \end{aligned} \quad (44)$$

Bu bağıntıda sadece x_1 işaretine bağlıdır.

Diğer bağıntı ise;

$$\begin{aligned}
 & - \sum_{j=1}^m \left[r_2^j \alpha_{2,j}^* x_2^* + (r_1^j)^* \alpha_{2,j} x_2 - r_2^j \alpha_{1,j}^* x_2 - (r_2^j)^* \alpha_{1,j} x_2^* \right] \\
 & + \left(|x_1|^2 + |x_2|^2 \right) \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2
 \end{aligned} \tag{45}$$

Bu bağıntı ise sadece x_2 işaretine bağlıdır.

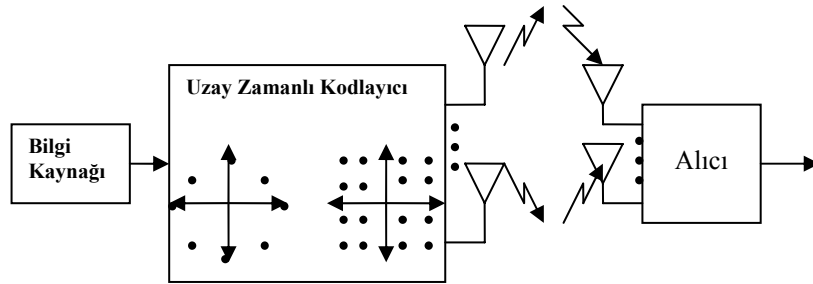
(43) bağıntısının bu iki bağıntıdan bağımsız olarak kısaltılmış bağıntısındaki sapma aşağıda ki gibidir. [2]

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{1,j}^* + (r_2^j)^* \alpha_{2,j} \right) \right] - s_1 \left| -1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right| |x_1|^2 \tag{46}$$

Bu bağıntı x_1 işaretinin sezmesi için,

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{2,j}^* + (r_2^j)^* \alpha_{1,j} \right) \right] - s_2 \left| -1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right| |x_2|^2 \tag{47}$$

Bu bağıntı ise işaretinin dekodlanması için gereklidir. Bu şekil 10'da tanımlanan basit dekodlama şeklidir ve onu kullanmak için herhangi bir performansa ihtiyaç yoktur.



Şekil 10. Telsiz Haberleşmesindeki Uzay Zamanlı Kodlama Sistemi Blok Diyagramı [2]

Benzer olarak G_3, G_4, H_3 ve H_4 için dekodlama elde edilebilir. Ve bunları Tablo-2’de şu şekilde gösterebiliriz.

Tablo 2. Bazı Farklı Uzay Zamanlı Blok Kodlar

Uzay Zamanlı Blok Kodu	Oran	Verici Anten Sayısı	Giriş Sembolleri Sayısı	Kod Aralığı
G_2	1	2	2	2
G_3	$\frac{1}{2}$	3	4	8
G_4	$\frac{1}{2}$	4	4	8
H_3	$\frac{3}{4}$	3	3	4
H_4	$\frac{3}{4}$	4	3	4

1. 4. 3. 6. Uzay Zaman Kodlarının Genelleştirilmiş Matematik İfadesi

Bir uzay zaman kodu’nun $P \times M$ ’lik bir iletim matrisi olan G_M ile tanımlandığını varsayalım. P blok kodun zaman boyutu ve M iletim antenlerinin sayısı olsun. İletim matrisinin elemanları x_1, x_2, \dots, x_Q şeklindeki Q mesaj sembolleri ve bunların eşlenikleridir. Basit bir 2×2 ’lik iletim matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir. [1,2,3]

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (48)$$

G_M ’in p ’inci satırı p ’inci zaman diliminde iletilecek olan sembolleri belirtirken m ’inci sütun m ’inci iletim anteninden iletilecek olan sembolleri belirtir. Uzay zaman blok kodlarına ilişkin diğer örnekler ise aşağıda gösterilmiştir.

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 - x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 - x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* - x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* - x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 - x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 - x_2 \\ -x_4 - x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* - x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* - x_2^* \\ -x_4^* - x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (49)$$

Uzay zaman blok kodlarına ilişkin yukarıda örnekleri verilen iletim matrislerinin sütunlarının dikgen olduğu görülmektedir. G_M matrisindeki dikgenlik yada farklı iletim antenlerinden iletilecek olan iletim sembolleri arasındaki dikgenlik uzay zaman kodlarının maksimum likelihood kod çözme işlemini alıcıda sadece basit bir doğrusal işlem ile gerçekleştirmeyi sağlar. Uzay zaman kodlarını tasarlama esnasında dikkat edilmesi gereken önemli noktalar çeşitlemenin mertebesi yada iletim antenleri sayısı M 'nin ne olduğu, kod hızı R ve kod çözme gecikmesi P 'dir. Q sembolleri P zaman dilimleri içinde iletildiğinden kodun hızı $R=Q/P$ şeklinde bulunabilir. G_2 'ye ilişkin hız 1 'dir G_3, G_4 'e ilişkin hız ise $1/2$ 'dir.

Uzay zaman kodlamaya ilişkin en büyük hızlar aşağıdaki Tablo-3'te gösterilmiştir.

Tablo 3. Uzay Zaman Kodlamaya İlişkin En Büyük Hızlar

M	En Küçük P	En Büyük Q	En Büyük Hız
1	1	1	1
2	2	2	1
3'ten 4'e kadar	4	3	3/4
5'ten 8'e kadar	a	4	1/2
9'dan 16'ya kadar	16	5	5/16
$2^{Q-2} + 1$ 'den 2^{Q-1} 'ye kadar	2^{Q-1}	Q	$Q/2^{Q-1}$

İki antenden oluşan uzay zaman blok kodu G_2 Alamouti kodu olarak ta bilinir. Alamouti kodu hızının, karmaşık işaret dizileri için de sadece bir olması önemli bir özelliktir.

2.YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR

2. 1. Giriş

Bu çalışmada çeşitleme tekniklerinden Uzay Zaman Çeşitlemesi tekniğini ele alındı. Uygulamalarda Uzay Zaman Kodları Olarak bilinen bu çeşitleme tekniğinde, kullanılan uzay zamanlı blok kodların performansını ve kullanım alanlarını inceledik. Uzay zaman blok kodlar genel olarak iletim matrisi ve bunların algoritmasının işleyişinden oluşmaktadır. Uzay zaman kodları birden çok verici ve/veya alıcı anten kullanımının beraberinde getirdiği kanal kapasite artışından yararlanarak sönmülemeli kanallarda yüksek hata başarımına ulaşırlar. Günümüzde kullanılan iletişim teknikleri çoğunlukla tek verici anten kullanılarak yapılır. Burada verici anten sayısı artırılarak yapılan iletişim tekniği olan uzay zaman çeşitleme, uzay zaman blok kodlarını kullanan iletişim tekniklerinden biridir. Öncelikle blok kodların tanımı ve yapısı daha sonra ise bu uzay zamanlı blok kodların kullanım şeklini ve performanslarını görmeye çalışalım.

2. 2. İki Verici Antenli Temel Uzay Zamanlı Blok Kodu

Bu uzay zamanlı blok kodu Alamouti tarafından önerilmiştir. İki verici anten kullanılarak ($p = 2$) temel şekil birleştirilmiştir. İletim matrisi aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$G_2 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (50)$$

İletim matrisi G_2 'de $p = 2$ verici anten olduğunu görebiliriz. $k = 2$ olması x_1 ve x_2 olarak adlandırılan ikişer giriş sembolünün kullanıldığını gösterir ve kod aralığı veya oranını, $n = 2$ (G_2 iletim matrisinin veya uzay zamanlı blok kodun satır sayısı) zaman periyodu için (73) bağıntısından bulunabilir. Kodlanma ve iletim işlemlerini birleştirerek

tablodaki gibi gösterilebilir. Herhangi bir T zamanında eş zamanlı olarak iki işaret T_{x1} ve T_{x2} verici anteninden iletilmiştir.

Tablo 4. G_2 Uzay Zamanlı Blok Kodu İçin Kodlama Ve İletim İşlemi

Zaman Periyodu (T)	Anten	
	T_{x1}	T_{x2}
1	x_1	x_2
2	$-x_2^*$	x_1^*

Örnek olarak ilk zaman periyodunda yani T=1'de verici anten T_{x1} 'den x_1 işareti iletilir ve eş zamanlı olarak verici anten T_{x2} 'den x_2 işareti iletilir. Bir sonraki zaman periyodunda yani T=2'de yine eş zamanlı olarak verici anten T_{x1} ve verici anten T_{x2} 'den sırasıyla $-x_2^*$ ve x_1^* işaretleri (x_1 ve x_2 işaretlerin karmaşık eşlenikleri) iletilir ve böylece datanın tamamı gönderilmiş olur.

2. 3. Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_2

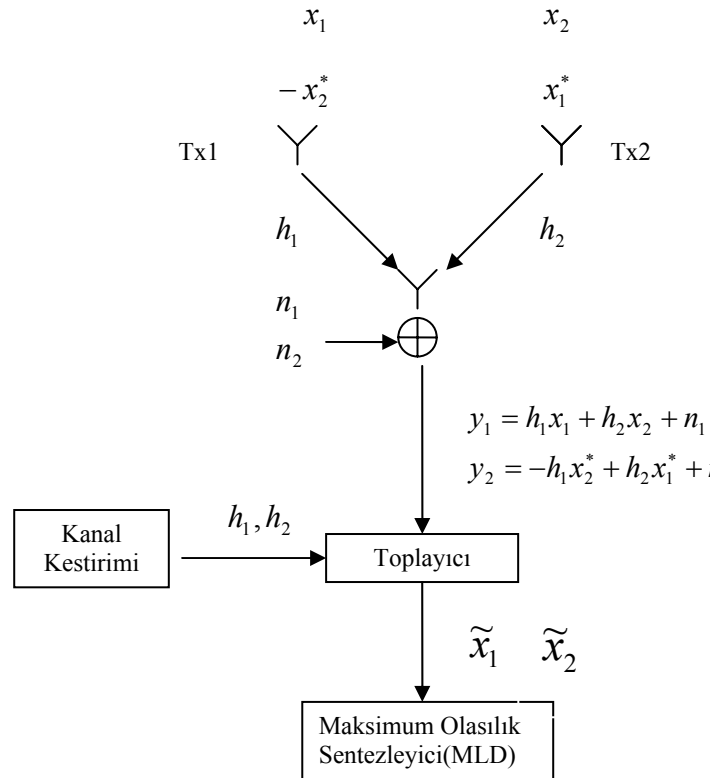
Burada (50) eşitliğindeki G_2 uzay zamanlı blok kodunun tek alıcı kullanarak kodlanması ve dekodlanması tanımlanacaktır. Bu örneği rahatlıkla istenilen kadar alıcı anten kullanılarak genişletebiliriz. Şekil-16'da tek alıcı antenli ve iki verici antenli G_2 olarak adlandırılan uzay zamanlı blok kodu kullanılarak yapılan iletişim sisteminin şekli görülmektedir. Şekilde de görüleceği gibi Tx1 ve Tx2 ile isimlendirilmiş verici antenler kullanılmış ve bunlar iki işareti eş zamanlı olarak iletmektedirler. Kısaca kanal kaybından bahsedilmek gerekirse iki ardışık zaman periyodunda kanalların etkisi tamamen aynı olarak kabul edilmiş olup her iki verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal farklı alınmıştır. Bu kanalları h_1 ve h_2 olarak alınırsa şu şekilde yazabiliriz;

$$\begin{aligned} h_1 &= h_1(T = 1) = h_1(T = 2) \\ h_2 &= h_2(T = 1) = h_2(T = 2) \end{aligned} \quad (51)$$

Alıcı antende her zaman periyodunda gürültü örnekleri toplanır ve G_2 iletim matrisini de kullanarak alıcı antendeki işaret yani semboller aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1x_1 + h_2x_2 + n_1 \\ y_2 &= -h_1x_2^* + h_2x_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (52)$$

burada y_1 alıcı antende alınan ilk işaret, y_2 ise alıcı antendeki alınan ikinci işarettir. Alınan işaretlerde y_2 işareti iletilen x_1 ve x_2 işaretlerin karmaşık eşleniklerinden oluşurken alınan y_1 işareti de iletilen x_1 ve x_2 işaretlerinden oluşmaktadır.



Şekil 11. Tek alıcı antenli ve iki verici antenli G_2 olarak adlandırılan uzay zamanlı blok kodu kullanılarak yapılan iletişim sistemi [1, 2, 3].

İletilen sembolleri belirlemek için alınan y_1 y_2 işaretlerinden iletilen x_1 ve x_2 işaretlerini çekmek zorundayız. Bu yüzden hem y_1 işareti hem de y_2 işareti Şekil 11'de görüldüğü gibi toplayıcıdan geçirilir. Toplayıcıda bu örnekte ideal çeşitleme kanalları sağlayan kanal kestirici yardımıyla x_1 ve x_2 işaretleri ayırmak için temel işaretler işlenir.

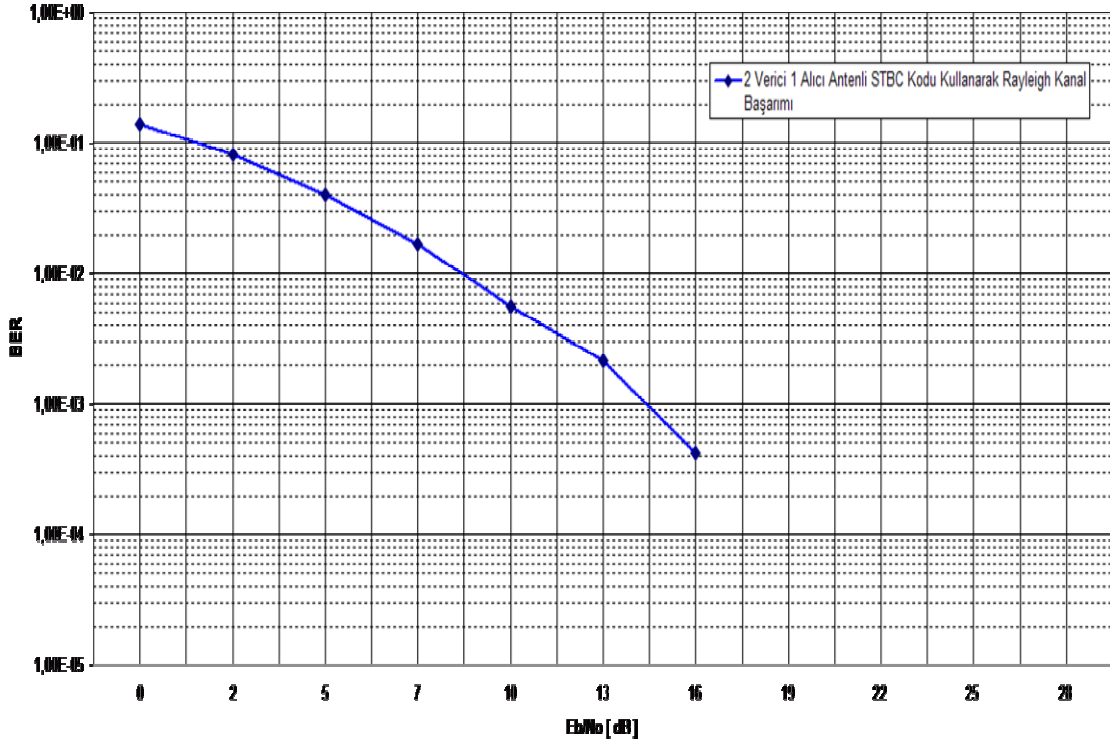
Özel olarak x_1 işaretini çekmek için alınan y_1 ve y_2 işaretlerini aşağıdaki gibi toplarız;

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \tilde{x}_1 &= h_1^* h_1 x_1 + h_1^* h_2 x_2 + h_1^* n_1 - h_2 h_1^* x_2 + h_2^* h_2 x_1^* + h_2 n_2^* \\ \tilde{x}_1 &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*\end{aligned}\tag{53}$$

Benzer olarak x_2 işareti için;

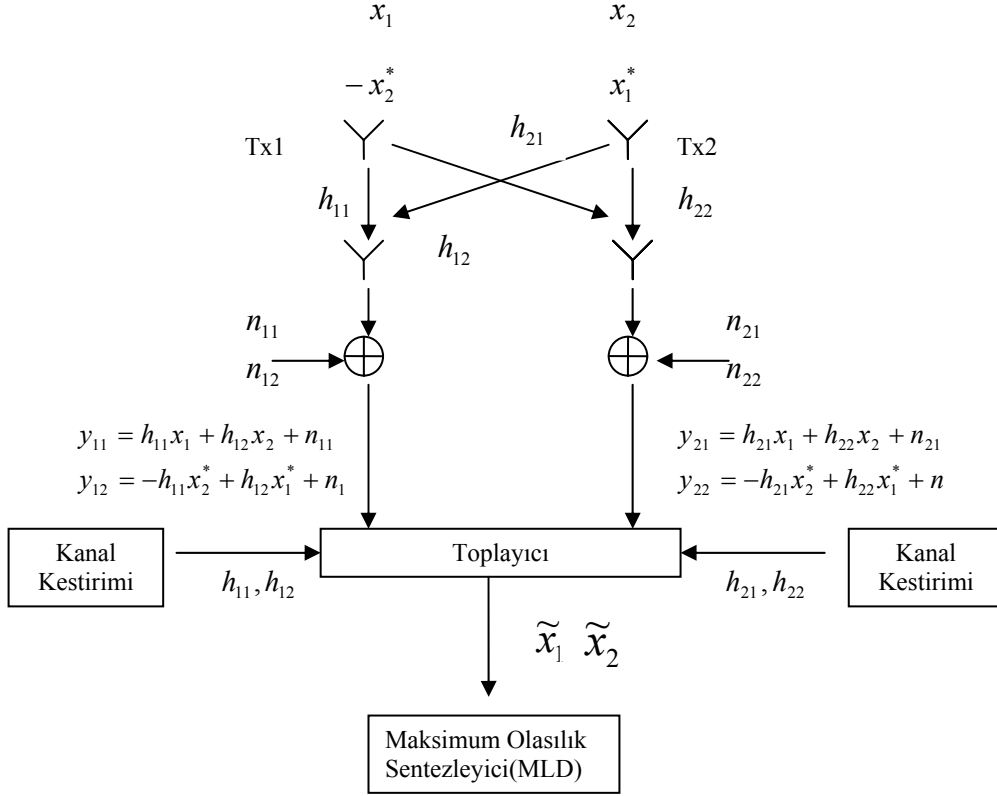
$$\begin{aligned}\tilde{x}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \\ \tilde{x}_2 &= h_2^* h_1 x_1 + h_2^* h_2 x_2 + h_2^* n_1 + h_1 h_1^* x_2 - h_2^* h_1 x_1 - h_1 n_2^* \\ \tilde{x}_2 &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) x_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*\end{aligned}\tag{54}$$

Daha açık olarak eşitlik (53) ve (54)'de görüldüğü gibi iletilen x_1 ve x_2 işaretlerin toplamları ve çarpımından oluşan x_1^* ve x_2^* elde edildi. Alınan bu işaretler En Büyük Olasılık Dedektörü yardımıyla iletilen (Bkz: Maksimum Olasılık Detektörü (MLD)) x_1 ve x_2 işaretleri elde edilir. Alınan işaretlerin hata başarımı Şekil 12'te gösterildiği gibidir.



Şekil 12. 2 Verici 1 Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı [1, 2, 3].

2. 4. İki Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_2



Şekil 13. İki Verici İki Alıcı Antenli G_2 Olarak Adlandırılan Uzay Zamanlı Blok Kodu Kullanılarak Yapılan İletişim Sistemi [1, 2, 3].

Şekil 13'te tek alıcı antenli ve iki verici antenli G_2 olarak adlandırılan uzay zamanlı blok kodu kullanılarak yapılan iletişim sistem görülmektedir. Burada rahatlıkla alıcı anten sayısına bağlı olarak sistemdeki bağıntıların farklılıklarını görülebilir ve bu eşitlikleri alıcı anten sayısına göre geliştirilebilir. Kodlama ve iletim serisi tek alıcılı sistemde olduğu gibi ikişer semboller olarak gönderilmektedir. Burada özel olarak iki alıcı anten kullanılarak bağıntıları elde etmeye çalışılacaktır. Şekil 12'da görüleceği gibi iki verici iki alıcı anten kullanılmaktadır. Ve durumlardan sonra alıcı anten sayısını geliştirilerek alıcı anten sayısına q denilecektir. Burada olası kanal sayısı 4'tür. Verici anten Tx1 ile alıcı anten Rx1 arasındaki kanal h_{11} , verici anten Tx1 ile alıcı anten Rx2 arasındaki kanal h_{21} , verici anten Tx2 ile alıcı anten Rx1 arasındaki kanal h_{12} ve verici anten Tx2 ile alıcı anten Rx2 arasındaki kanal h_{22} olarak alınmaktadır. (h_{ij} ifadesinde i =verici anten numarası, j =alıcı anten numarası) Olası gürültülerde 4 çeşittir. Alıcı anten

Rx1'de aynı zaman periyodunda iletilen ilk sembole eklenen gürültü n_{11} , alıcı anten Rx1'de aynı zaman periyodunda iletilen ikinci sembole eklenen gürültü n_{12} , alıcı anten Rx2'de aynı zaman periyodunda iletilen ilk sembole eklenen gürültü n_{21} ve alıcı anten Rx2'de aynı zaman periyodunda iletilen ikinci sembole eklenen gürültü n_{22} olarak alınmaktadır. (n_{ij} ifadesinde i= eklenildiği alıcı anten numarası, j=aynı zaman periyodunda iletilen sembollerin sırası) Son olarak buradaki y_{ij} ifadesinde i=alıcı anten numarası, j= aynı zaman periyodunda iletilen sembollerin sırası olarak ifade edilmektedir. [13,14]

Alıcı Rx1 ve Rx2 antenlerinde her zaman periyodunda gürültü örnekleri toplanır ve G_2 iletim matrisini de kullanarak alıcı Rx1 ve Rx2 antenlerindeki işaretler yani ikişer ikişer semboller elde edilir.

Alıcı Rx1 anteninde;

$$\begin{aligned} y_{11} &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_{11} \\ y_{12} &= -h_{11}x_2^* + h_{12}x_1^* + n_{12} \end{aligned} \quad (55)$$

ve alıcı Rx2 anteninde ise;

$$\begin{aligned} y_{21} &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_{21} \\ y_{22} &= -h_{21}x_2^* + h_{22}x_1^* + n_{22} \end{aligned} \quad (56)$$

elde edilir.

Bu eşitlikleri aşağıdaki gibi genelleştirebiliriz;

$$\begin{aligned} y_{i1} &= h_{i1}x_1 + h_{i2}x_2 + n_{i1} \\ y_{i2} &= -h_{i1}x_2^* + h_{i2}x_1^* + n_{i2} \end{aligned} \quad (57)$$

Burada $i=1,2,3,\dots,q$ alıcı anten numarasını göstermektedir. Buradaki alıcı anten sayısı 2'dir ($i=1,2$) Şekil-17'deki toplayıcıda x_1 ve x_2 işaretlerini alınan y_{11}, y_{12}, y_{21} ve y_{22} işaretlerinden çekmek için y_{11}, y_{12}, y_{21} ve y_{22} işaretleri toplanır. Şöyle ki;

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_{11}^*y_{11} + h_{12}^*y_{12} + h_{21}^*y_{21} + h_{22}^*y_{22} \\ \tilde{x}_2 &= h_{12}^*y_{11} - h_{11}^*y_{12} + h_{22}^*y_{21} - h_{21}^*y_{22} \end{aligned} \quad (58)$$

Buradaki ifadeyi de tekrar genelleştirirsek;

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{i=1}^q (h_{i1}^* y_{i1} + h_{i2}^* y_{i2}) \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{i=1}^q (h_{i2}^* y_{i1} - h_{i1}^* y_{i2})\end{aligned}\quad (59)$$

Burada $i=1,2,3,\dots,q$ alıcı anten sayısını göstermektedir.

İşlemlerin sonunda (59) eşitliklerini y_{11}, y_{12}, y_{21} ve y_{22} işaretlerin değerlerini yerine yazıp düzenlersek;

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)x_1 + h_{11}^* n_{11} + h_{12}^* n_{12} + h_{21}^* n_{21} + h_{22}^* n_{22} \\ \tilde{x}_2 &= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)x_1 + h_{12}^* n_{11} - h_{11}^* n_{12} + h_{22}^* n_{21} - h_{21}^* n_{22}\end{aligned}\quad (60)$$

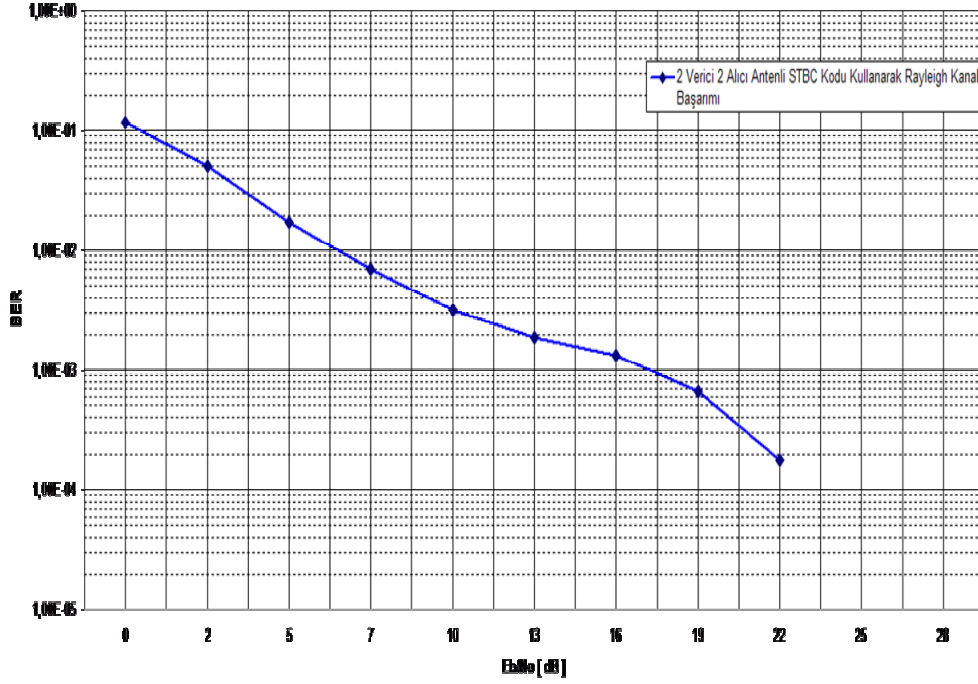
$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{i=1}^q [(|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2)x_1 + h_{i1}^* n_{i1} + h_{i2}^* n_{i2}] \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{i=1}^q [(|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2)x_2 + h_{i2}^* n_{i1} - h_{i1}^* n_{i2}]\end{aligned}\quad (61)$$

şeklinde yazılabilir.

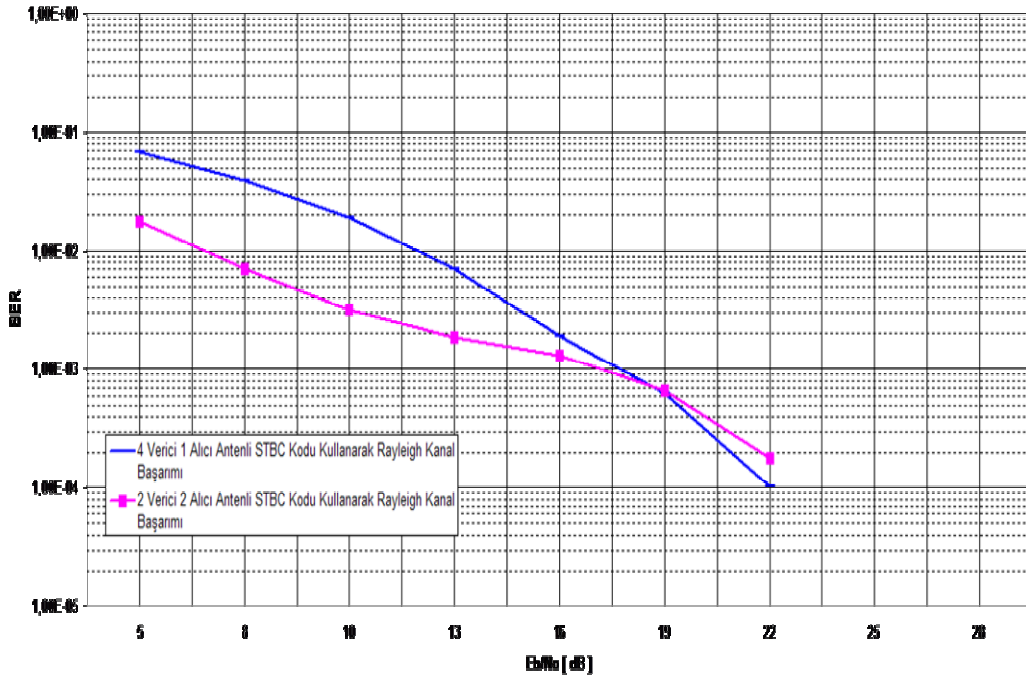
Elde edilen bu semboller maksimum olasılık detektörüne (Bkz Maksimum Olasılık Detektörü (MLD)) gönderilerek verici antenler T_{x1} ve T_{x2} 'den iletilen x_1 ve x_2 işaretleri elde edilir. Şekil-14'de 2 verici 2 alıcı anten kullanarak uzay zamanlı blok kodlama ile Rayleigh kanal hata başarımını gösterilmektedir.

2. 5. Dört Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kod G_4

(39)'deki G_4 iletim matrisini kullanıp, 4 verici 1 alıcı anten kullanarak uzay zamanlı blok kodlama ile Rayleigh kanal hata başarımını Şekil 15'te gösterildiği gibidir.

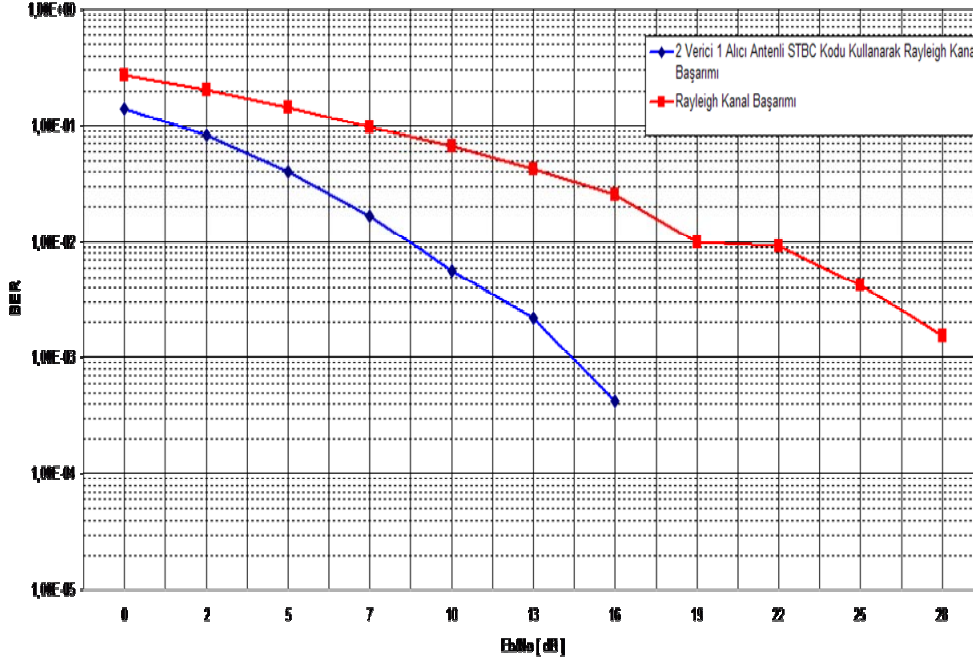


Şekil 14. İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı.



Şekil 15. Dört Verici Tek Alıcı Anten Ve İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı

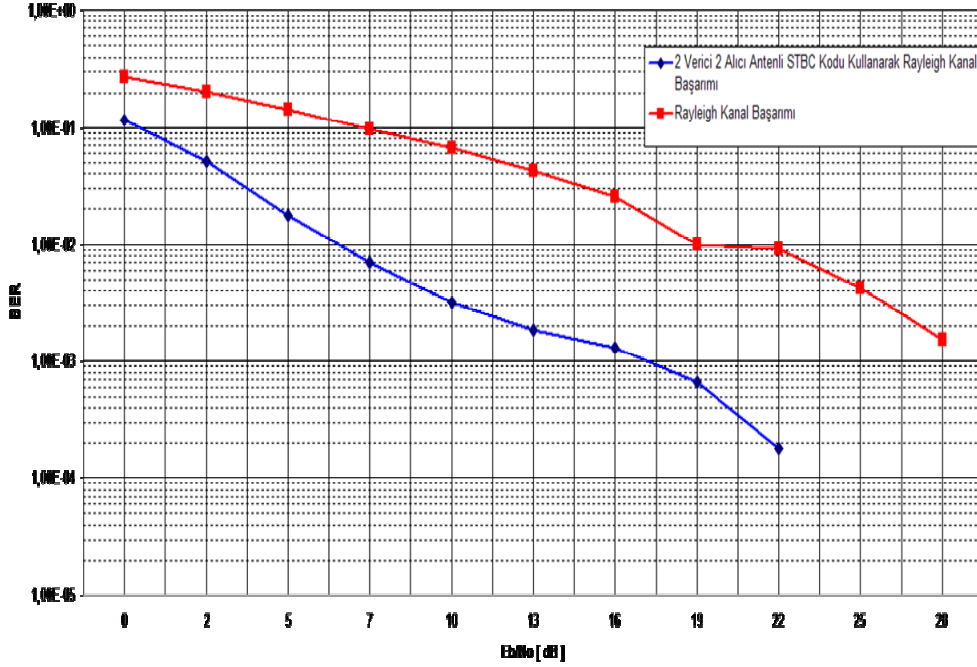
2. 6. İki Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması



Şekil 16. İki Verici Bir Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması

Şekil 16’da gösterilen grafikte 10^{-2} BER’de normal Rayleigh kanal haberleşmesinde 19 dB hata görülmektedir. Bunun yanında iki verici bir alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 9 dB hata görülmektedir. 10^{-2} BER’deki 10 dB’lik bu fark haberleşmede büyük bir farktır. Burada ortalama 10 dB’lik kazanç elde edilmiştir.

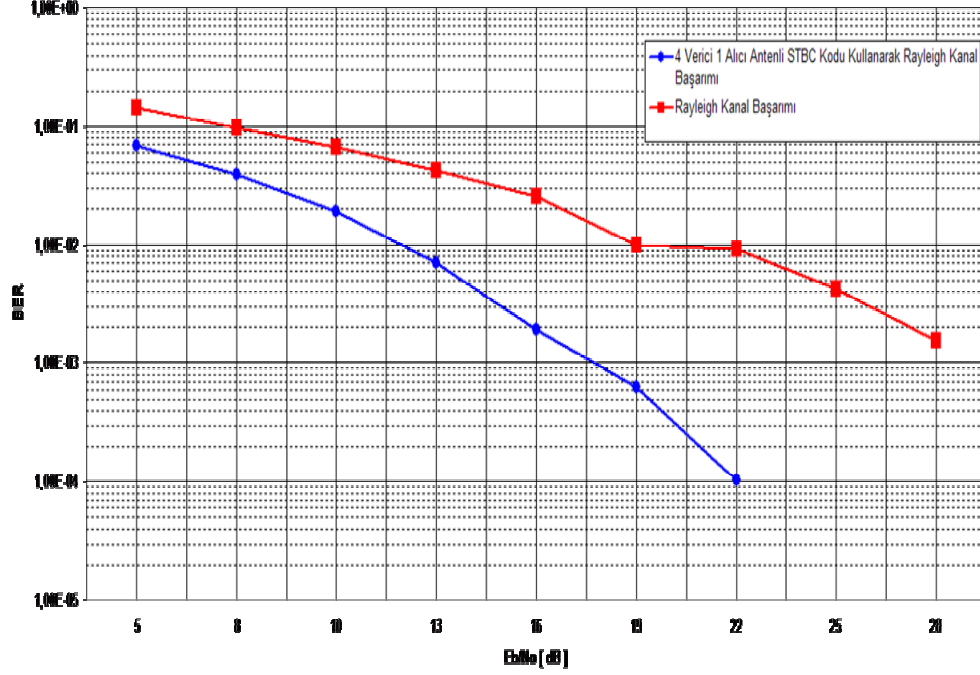
2. 7. İki Verici İki Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması



Şekil 17. İki Verici İki Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması

Şekil 17’de gösterilen grafikte 10^{-2} BER’de normal Rayleigh kanal haberleşmesinde 19 dB hata görülmektedir. Burada da iki verici iki alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 6,2 dB hata görülmektedir. Burada yaklaşık 13 dB’lik kazanç elde edilmiştir.

2. 8. Dört Verici Tek Alıcı Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Rayleigh Kanal Kodlama Başarım Karşılaştırılması



Şekil 18. Dört Verici Bir Alıcı Anten Kullanarak Uzay Zamanlı Blok Kodlama İle Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması

Şekil-18’de ise gösterilen grafik dört verici bir alıcı anten kullanarak yapılan uzay zamanlı blok kodlama tekniği ile görüleceği 10^{-2} BER’de normal Rayleigh kanal haberleşmesinde 19 dB hata görülmektedir. Burada da iki verici iki alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 12 dB hata görülmektedir. Burada ise yaklaşık 7 dB’lik kazanç elde edilmiştir.

2. 9. Kutuplama Güç Dengesizliğini Kullanarak Uzay Paylaşılmış Çoğullama (SDM) İçin En Büyük Olasılık Dedeksiyon (MLD) Çoğaltımı ve Pre-Faz Distorsiyon Şekli

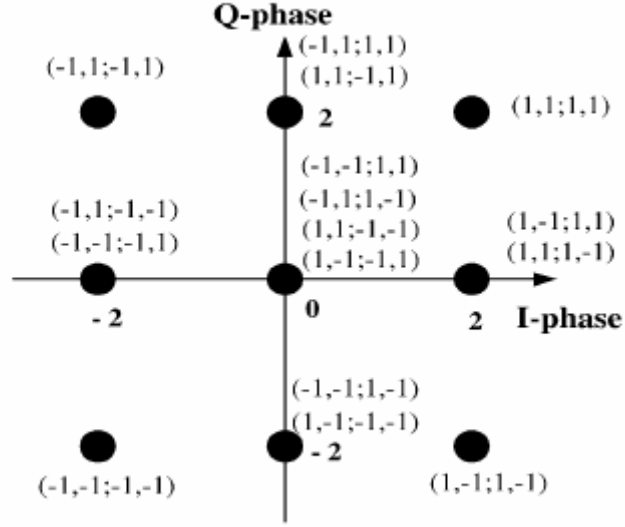
Burada telsiz haberleşmede yüksek data oranını geliştirilmek istenmektedir. Bunlardan umut verici bir cevap ise iletim oranını yükseltmek için uzay paylaşılmış çoğullamanın (SDM) kullanımudur. SDM sistemleri benzer frekansları kullanarak farklı dataları iletirken, benzer olarak alınan işaretleri ayırmak için komşu kanal girişimini azaltmak için gereklidir. Önceki çalışmalar en büyük olasılıklı karar verici (MLD)'nin en iyi BER başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. Alınan işaret $r(t)$, optimum alıcı algoritmanın kullanılması durumunda bir MLD'de muhtemel verici işaretleri $x(t)$ olasılıkların tümü değerlendirilmektedir. Alınan işaret doğru algılamayı en iyi yapacak şekilde belirlenmiştir;[5]

$$r^*(t) = \arg \min \left| r(t) - \sum_{m=v,h} H^* \cdot \chi(t) \right| \quad (62)$$

Buradaki H kestirilmiş kanal parametreleridir. İstenen işaret en düşük Eucledian (oklid) mesafesinden $r^*(t)$ seçilmiştir. Eğer farklı antenlerden gelen işaretler benzer ise MLD zayıf başarımlı gösterir. Bunun nedeni vericideki gönderilen işaretler farklı kombinasyonlarda olsa dahi hemen hemen aynı tepkeler üretilmiştir. [5]

Şekil-19, iki farklı vericiden gönderilen aynı faz ve genlikli işarete karşılık birleştirilmiş işaretin yerleştirme planını göstermektedir.

Alınan işaretler farklı faz ve genliğe sahip olduğunda, birleştirilmiş yerleşim $4 \times 4 = 16$ noktalı olmaktadır. Ancak alınan aynı faz ve genliğe sahip olduğundan birleştirilmiş yerleştirme sadece 9 noktaya sahiptir. [5]



Şekil 19. MLD için kopya işaret takımı [5].

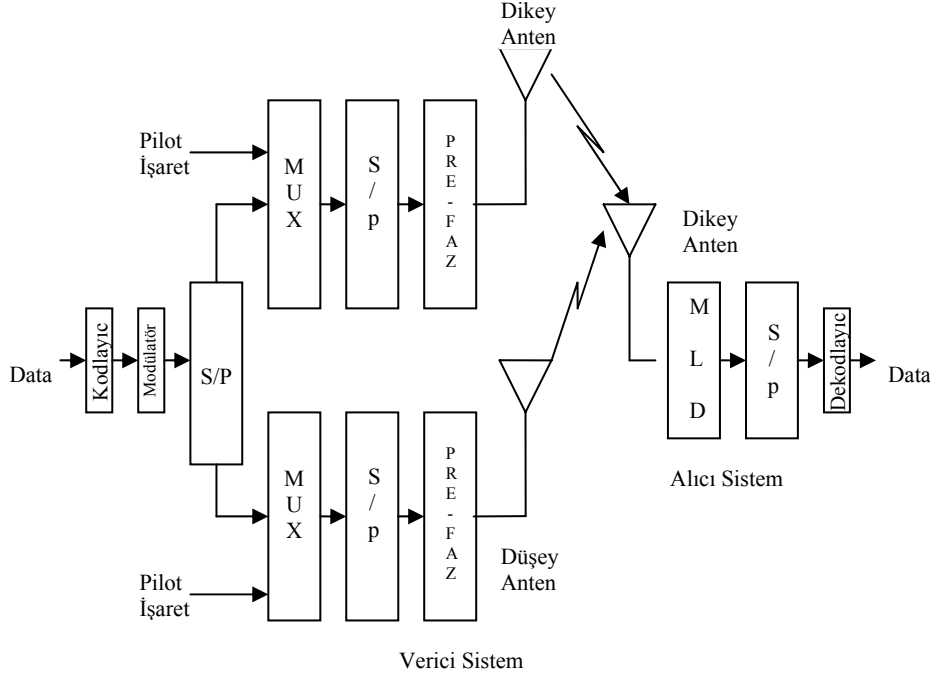
Son dönemde yaymalı kodlayıcı ve serpiştirme ile komşu kanal girişimini ayrıştıran ve tek alıcıya yönelik SDM alıcılar yukarıdaki problemleri azaltmak için tasarlanmışlardır.[5]

Tabi ki, bu işlemler büyük karmaşık tasarımlar gerektirir. Eğer aynı genlik ve faz cevabının oluşumu engellenebilirse bu MLD alıcının farklı işaretleri ayrıştırmadaki başarımını artıracaktır.

Her bir çeşitleme yolunda bezerlik göstermeyen farklı kanal karakteristikleri elde edilebilen kutuplama son döneme kadar ele alınmamış önemli bir çeşitleme yöntemidir. Ancak güç dengesizliği SDM için kullanılan bir MLD için başarım artışı sağlayabilmektedir. Çünkü farklı kaynaklardan gelen farklı güçlerdeki işaret yerleşim nokta sayısını 16' ya yükseltebilmektedir. SDM için kullanılan bir MLD'nin başarım artışı için güç dengesizliğine odaklanmak ve önceden faz dengesizliği oluşturmak, alınan işaretlerdeki benzeşmeyi azaltacak önemli bir yöntem olarak ele alınabilir.

2. 9. 1. Tanımlanan Sistem

Şekil–20, karşılanan işaretlerin güç ve faz olay olasılığını azaltmak için kutuplama güç dengesizliğine ve pre-faz distorsiyon şeklini kullanarak MLD yi çoğaltmak için SDM sistemlerinin önerilmesi gösterilecektir. [5]



Şekil 20. MLD'yi Çoğaltmak İçin Önerilen SDM Sistemi [5].

Dikey ve yatay olarak polarize edilmiş antenlerde çapraz kutuplama farkı (XPD) değeri çevreye bağlı olarak 5 ile 15 dB arasında değişir ve onun benzerlik ve karşılık katsayısı 0,7'den daha azdır. XPD farklı polarizeli antenlerden alınan güçlerin oranının ölçümüdür. İdealde en büyük çeşitlilik kazancına ulaşmak için alıcılar alınan güçleri eşitlemelidir. Alınan güçteki geniş dengesizlik çeşitliliğin toplanım şekillerinde önemsiz olabilecek zayıf kanalların katkısı için kötü çeşitlilik sistemini sunmaktadır.

SDM için kutuplama güç dengesizliğini düşünürsek MLD' de farklı alınan güçler yüzünden farklı kopyası üretilebilir. Farklı güçler birbirini tamamlamamakla iletilen iki işaretlin karma işaret takımı için MLD' de farklı kopyası üretilebilir. Bu yüzden MLD'nin sezme yeteneği artırılabilir.

Aşağıdaki gibi alıcıda MLD tarafından sezme istenir;

$$r^*(t) = \arg \min \left| r(t) - \sum_{m=v,h} H_m^* \cdot \chi_m(t) \right| \quad (63)$$

Burada gösterilen $\sum_{m=v,h} H_m^*$ yatay ve dikey olarak polarize edilmiş antenlerin kanala karşı cevap matrisidir. Üstelik MLD benzer kopyalar üretmiyor ayrıca iletim fazı kanal durumlarına uydurmak için vericide kontrol edilmiştir. Bu pre-faz distorsiyon şekli aşağıdaki gibi çalışır.[5]

Öncelikle, alıcıda kestirilen geri besleme bilgilerini kullanmakla verici kanal durumlarını bilebilir ve vericiye iletir. Daha sonra, kanal cevabını kestirmeyi kullanarak kopya işaretler oluşturur. En son olarak alıcıdaki optimum faz farkı kopya işaretler kullanarak seçilir. Pre-faz distorsiyon şeklinde iletilen semboller gibi $\chi_m^*(t)$ tanımlandığı zaman $\chi_m^*(t)$ aşağıdaki gibi verilir;

$$\chi_m^*(t) = \chi_m(t) \cdot e^{j\theta_m} \quad (64)$$

Burada θ_m pre-faz distorsiyon şeklinde seçilen fazdır. Alıcı tarafta işaretler MLD tarafından sezmesi istenir.

İstenilen işaret aşağıdaki gibi verilir;

$$r^*(t) = \arg \min \left| r(t) - \sum_{m=v,h} H_m^* \cdot \chi_m^*(t) \right| \quad (65)$$

2. 10. Uygulanma Esnasında Karşılaşılacak Sorunlar

Anlatılan çeşitleme biçimi uygulanırken aşağıdaki mevzulara dikkat etmek gerekir;

- Güç Gereksinimleri
- Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık
- Gecikme Etkileri
- Anten Yerleşim Biçimleri
- Güç Dengesizliği (Soft Failure)
- Girişim Etkisi

2. 10. 1. Güç Gereksinimleri

Bu çeşitleme biçimi için iki farklı sembolün aynı anda iki anten tarafından gönderilmesi gerekmektedir. Sistemin iletim gücü kısıtlı ise aynı iletim gücü ile göndermek amacıyla her bir iletim antenindeki sembollerin gücü yarıya düşürülmelidir. Bu da hata performansında 3dB'lik azalmaya neden olur. Her bir verici düzeneğinde gelen bu 3dB'lik güç azalması dezavantajından başka daha ucuz daha küçük ve daha az doğrusal yükselteçler kullanılması avantajı da sağlar. Yükselteç işleme gücünde meydana gelen 3 dB'lik azalma oldukça önemlidir ve bazen bazı nedenlerden ötürü istenen bir durumdur. Genelde iki yarı güç yükselteci kullanmak bir tam güç yükselteci kullanmaktan daha ucuza mal olur ve intermodülasyon etkilerinden dolayı da istenen bir durum olabilir. Üstelik kısıtlama sadece RF güç işlenmesinden kaynaklanıyorsa toplam radyasyon gücü iki katına çıkarılabilir ve performansta bir azalma olmaz. [1,15,16]

2. 10. 2. Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık

Kanal bilgisi bir pilot sembolün yerleştirilmesi ve buna alıcı tarafta bakılması suretiyle yapılıyor olabilir. Bilinen semboller periyodik olarak vericiden alıcıya gönderilir. Alıcı her iletilen data sembolü ile bu örnekleri kullanarak kanal kestirimi yapıyor olabilir.

Kestirim hatalarının başlıca sebebi dar bantlı sistemler için kanalın zamandaki değişimidir. Kanal kestirim hatası pilot yerleştirme frekansının kanalın Nyquist örnekleme hızına (en büyük Doppler frekansının iki katı) eşit yada büyük olması ile en aza indirilebilir. Alıcı çeşitleme M adet antenle yapılıyor ise M adet kanalın M adet bağımsız sembolü elde edilmiştir. M adet verici ve tek bir alıcı kullanılıyor ise M adet kanal için yapılacak olan kestirim tek bir alış işareti ile yapılmalıdır . Bundan dolayı kanal kestirim işlemi farklıdır. Bir verici anten ile alıcı anten arasındaki kanalı kestirmek için pilot sembolleri sadece o verici antenden gönderilmelidir. Tüm kanalları kestirmek için pilotlar antenler arasında değişmelidir ya da birbirine dik (orthogonal) pilot sembolleri antenlerden gönderilmelidir. Diğer bir deyişle M kat kadar pilota ihtiyaç vardır. Bu iki dallı verici ve tek dallı alıcılı çeşitlemenin iki dallı alıcı tek dallı verici çeşitleme için gerekenin iki katı kadar pilot gerektirmesi anlamına gelir. [1]

2. 10. 3. Gecikme Etkileri

N adet dala sahip iletim çeşitleme ile işaretin iletilen kopyalarının N adet ayrı uzayla tüm antenlerden iletilmesi durumunda kod çözme gecikmesi N sembol periyodudur. İki dallı iletim çeşitleme için gecikme iki sembol periyodudur. Birçok taşıyıcılı sistem için kopyalar aynı anda farklı taşıyıcı frekansları ile gönderilmişse kod çözme gecikmesi sadece bir sembol periyodudur. [1]

2. 10. 4. Anten Yerleşim Biçimleri

Çeşitleme için gereken öncelikli şart işaretleri farklı antenlerden göndererek yeterince ilişkisiz olmalarını sağlamaktır (0.7 'den küçük korelasyon) ve işaretler yaklaşık olarak eşit ortalama güce sahip olmalıdır (3dB 'den daha az farklı olmalıdırlar).Telsiz ortamı karşılıklı olduğundan verici ve alıcı antenlerinin yerleşim yapıları benzer olmalıdır. Bir çok ölçüm ve deney sonuçları şunu göstermektedir ki eğer baz istasyonunda iki alıcı anten kullanılarak çeşitleme yapılmakta ise yeterli ilişkisizliği sağlamaları için araların 10 dalga boyu kadar mesafe olmalıdır. Benzer şekilde ölçümler aynı çeşitleme iyileşmesini uzak ünitelerde de sağlayabilmek için bu ünitelerdeki antenlerin arasındaki mesafenin yaklaşık 3 dalga boyu olması gerektiğini göstermektedir. [1]

2. 10. 5. Güç Dengesizliği

Alış çeşitleme toplama biçimlerinin avantajlarından biri de eğer alış zincirinden biri kötü iken diğeri kullanılabilir durumda olabilir. Bu durumda çeşitleme kazancında bir düşme olur. Diğer bir deyişle işaret dedekte edilmeye devam edilecektir ancak kalitede düşme olacaktır. Bu duruma genelde softfailure denilmektedir. MRC yerine kullanılabilen olan yukarıda anlatılan çeşitleme biçimi aynı softfailure'ye sahiptir. Bu durumu açıklamak için $h_1 = 0$ alalım.

Alış işaretleri bu durumda daha önce de belirtildiği gibi aşağıdaki biçimde olur.

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_1 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 x_2^* + n_2 \end{aligned} \quad (66)$$

Toplayıcı aşağıdaki iki toplam işaretlerini aşağıdaki gibi elde eder.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_1^* r_1 = h_1^* (h_1 x_1 + n_1) = \alpha_1^2 x_1 + h_1^* n_1 \\ \tilde{x}_2 &= -h_1 r_2^* = -h_1 (-h_1^* x_2 + n_2^*) = \alpha_1^2 x_2 - h_1 n_2^* \end{aligned} \quad (67)$$

Bu toplam işaretler çeşitleme olmadan elde edilecek işaretlerle aynıdır. Bu nedenle çeşitleme kazancında kayıp olmuştur ancak işaret hala dedekte edilebilir. [1]

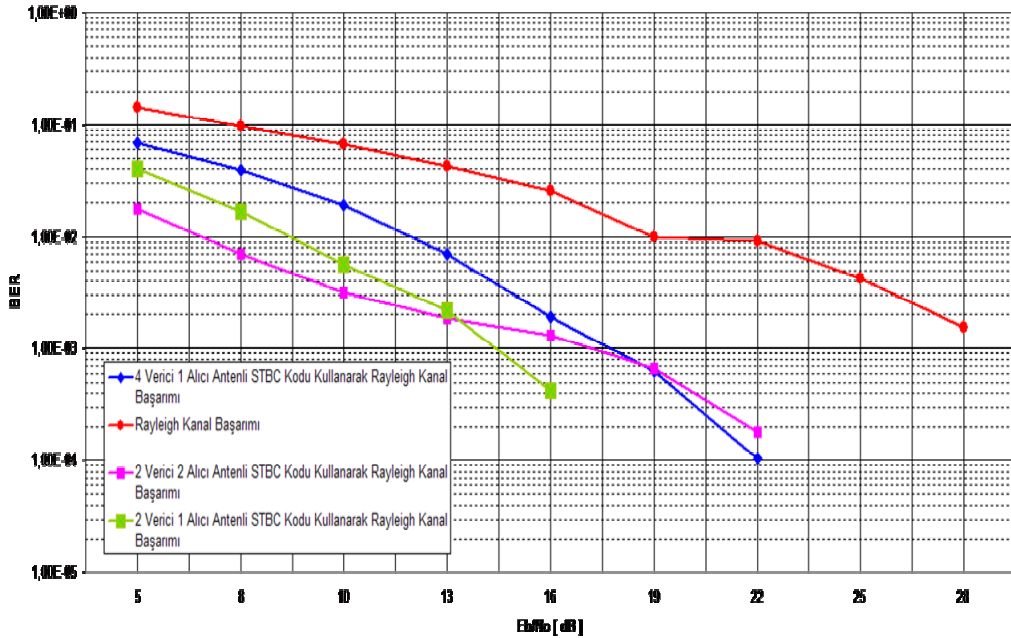
2. 10. 6. Girişim Etkisi

Yukarıda anlatılan verici çeşitleme biçiminde iki antenden aynı anda işaret göndermek gerekmektedir. Her bir antenden gücün yarısı gönderiliyor olsa da olası girişim sayısı ikiye katlanmıştır. İki kat fazla girişim yapacak eleman mevcuttur ve her birinin gücü yarıya düşmüştür. Girişim yapılan çalışmalarla Gaussian dağılımına sahip olduğu kabul edilmiştir. Bu sebeple bu kabule göre iki antenli verici çeşitlemede aynı girişim güç dağılımına sahip olacaktır. Ancak girişim; girişim önleme sistemlerinin etkin olarak kullandığı özelliklere sahip ise bu iki antenli verici çeşitleme biçimi sistem dizaynını etkileyebilir. [1]

3. SONUÇLAR

Bu çalışma doğrultusunda elde ettiğimiz bulgular ve sonuçlar, haberleşmenin daha verimli ve güvenli olduğunu göstererek, telsiz haberleşmedeki kanal etkisini en aza indirme olanağını sağlamıştır. Bunun yanında alıcı antenlerde elde edilen işaretler gönderilen işaretlerin kanal katsayılarının karesinin toplamının katları şeklinde iletildiğinden dolayı yapılan iletişimin güçlü bir iletişim tekniği olduğu görülmüştür.

Sonuç olarak, 10^{-2} BER’de normal Rayleigh kanal haberleşmesine göre, iki verici bir alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 10 dB’lik kazanç, iki verici iki alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 13 dB’lik kazanç ve dört verici bir alıcı antenli uzay zamanlı blok kodlama tekniği kullanarak yapılan Rayleigh kanal haberleşmesinde yaklaşık 7 dB’lik kazanç elde edilmektedir. Bu çalışmada gösterilen STBC kodlama tekniklerinden en ideal olan iki verici iki alıcı anten kullanarak yapılan kodlama tekniği olduğu görülmektedir.



Şekil 23. İki Verici Bir Alıcı Anten, İki Verici İki Alıcı Anten Ve Dört Verici Bir Alıcı Antenli STBC ve Rayleigh Kanal Hata Başarımı Karşılaştırılması

4. ÖNERİLER

Bu çalışmada, uygulamalarda Uzay Zaman Kodlaması Olarak bilinen bu çeşitleme tekniğinde kullanılan Uzay Zamanlı Blok Kodların (STBC) uygulanmasını, çalışma prensiplerini, performansını ve kullanım alanları incelendi. Ayrıca telsiz haberleşmedeki kanalların kayıplarını azaltmak, telsiz haberleşme verimini artırmak ve iletişimde kullanılan teknikleri biraz daha geliştirmek amaçlandı.

Bu çalışmanın sonucunda elde edilen veriler doğrultusunda kanal kodlama teknikleri anten çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanılarak haberleşme sisteminin performansı artırılabilir. Bu teknikler daha çok kullanılan verici ve alıcı anten sayısına bağlı olduğundan dolayı haberleşme yapılırken kanala ve kullanılacak algoritma sisteme en verimli şekilde uydurulmalıdır. Ayrıca iletimdeki işaretlerin dizini yani iletilen sembollerin iletim sırası ve kullanılan evrelerin biçimi ile tanımlanmalıdır. Özellikle verici anten sayısı ve iletilen sembollerin sırası çok önemlidir. Tasarım yapılırken kullanılacak olan algoritma ve haberleşme biçimine göre semboller uygun zaman ve sıraya göre iletilmelidir. Bu iletim şekli iletim matrisini oluşturacağı için bu iletim matrisinin boyutları kullanılan verici anten sayısı ve zaman periyodunun sayısı ile belirlenmelidir.

5. KAYNAKLAR

1. Alamouti S.M., "Simple transmit diversity technique for wireless communications" IEEE Journal on Select Areas in Communications, 16 (1998) 1451-1458.
2. Tarokh V., Jafarkhani H., and Calderbank A.R., "Space-time block coding for wireless communications: Performance results" IEEE Journal on Select Areas in Communications, 17 (1999) 451-460.
3. Tarokh V., Jafarkhani H., and Calderbank A.R., "Space-time block coding from orthogonal designs" IEEE Trans. Inform. Theory, 45 (1999) 1456-1467.
4. Tirkkonen O., "Square-Matrix Embeddable Space-Time Block Codes for Complex Signal Constellations" IEEE Transactions On Information Theory, 48 (2002).
5. AHN C.-J., "Enhancement of MLD for SDM/OFDM using Power Inbalance of Polarization and Pre-phase Distortion Scheme" IEE Electronics Letters ELL-2004-5606, National Institute of Information and Communications Technology, 2004.
6. Poo L., "Space-Time Coding for Wireless Communication: A Survey" Stanford University. May (2002).
7. Gou H., "Space-Time Block Coding" ENEE 724 Term Project May (2003).
8. Giovaneli C. L., Farrell P. and Honary B., "Space-Time Block Codes with Rate ≥ 1 for Power Line Channels" Department of Communication Systems, Lancaster University, Bailrigg, Lancaster, 2004.
9. Shin H. and Lee J. H., "Exact Symbol Error Probability of Orthogonal Space-Time Block Codes" School of Electrical Engineering, Seoul National University 2001.
10. Jakes W. C., Ed., Microwave Mobile Communications. New York: Wiley, 1974.
11. Wittneben A., "Base station modulation diversity for digital SIMULCAST," in Proc. 1991 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 41st), May (1991) 848-853.
12. Wittneben A., "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," in Proc. 1993 IEEE International Conf. Communications (ICC'93), (May 1993) 1630-1634.
13. Seshadri N. and Winters J. H., "Two signaling schemes for improving the error performance of FDD transmission systems using transmitter antenna diversity," in Proc. 1993 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 43rd), May (1993) 508-511.

14. Winters J. H., "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," in Proc. 1994 ICC/SUPERCOMM, New Orleans, LA, May (1994) 1121–1125.
15. Cavers J. K., "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., 40 (1991) 686–693.
16. Sampei S. and Sunaga T., "Rayleigh fading compensation method for 16 QAM in digital land mobile radio channels," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., San Francisco, CA, (1989) 640–646.

ÖZGEÇMİŞ

Mahmut KANDEMİR 25.06.1981'de Siverek'te doğdu. İlk öğrenimini Siverek İsmet Paşa İlkokulu'nda, orta öğrenimini Siverek Ortaokulu'nda ve lise öğrenimini Şanlıurfa Lisesi'nde yaptı. 1997 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Lisans Programı'na başladı ve 2003 yılında bu bölümden mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans Programı'na başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.