

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLŞÜMLÜ
ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE UZAY-ZAMAN VE
UZAY-FREKANS ESASLI ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ**

DOKTORA TEZİ

Elektronik Yüksek Mühendisi Gökçe HACIOĞLU

**ŞUBAT 2011
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLÜŞÜMLÜ
ÇOĞULLAMA SİSTEMLERİNDE UZAY-ZAMAN VE
UZAY-FREKANS ESASLI ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ**

Elektronik Yüksek Mühendisi Gökçe HACIOĞLU

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“Doktor (Elektronik Mühendisliği)”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 27.12.2010
Tezin Savunma Tarihi : 04.02.2011**

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ali GANGAL
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU
Jüri Üyesi : Doç. Dr. Murat EKİNCİ
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Adnan CORA
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR**

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Trabzon 2011

ÖNSÖZ

Doktora tezi olarak hazırladığım bu çalışmada kablosuz haberleşme sistemleri üzerinde önemli bir bozucu etkiye sahip olan sönümlenmenin etkilerini azaltmak amacıyla kullanılan çeşitleme yöntemleri incelenmiş ve verici çeşitlemesi olarak kullanılacak yöntemler önerilmiştir. Tez sunulma aşamasına gelinceye dek yapılan çalışmalar bilgisayar benzetimi ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada; mevcut yöntemlerin eksikliklerine sahip olmayan verici çeşitlemesi yöntemleri önerilebilmesi ve önerilen yöntemlerin üstünlüklerinin ortaya konulması hedeflenmiştir. Bir sonuca ulaşmaya dek farklı birçok yöntem denenmiş ancak denenilen bu yöntemlerin büyük çoğunluğundan olumlu bir netice alınamamıştır. Bu deneme yanılma sürecinde benzetim ile çalışmış olmanın sağladığı esneklik avantajından faydalanılmıştır. Sonuç olarak elde edilen yöntemler; kanalın birkaç sembol periyodu değişmiyor kabul edilemeyeceği durumlarda, mevcut yöntemlere göre önemli bir kazanç sağlamıştır. Öte yandan önerilen yöntemlerin *OFDM* sistemleri için kullanılabilmeye mevcut yöntemlere göre daha uygun olması ve bu sistemlerde mevcut yöntemlerden daha iyi bir başarıyı göstermesi bu çalışmada elde edilen sonuçlardandır.

Tez çalışmasında somut sonuçlar elde edilmesi süreci sonunda geçen zaman ile tezi teslim etmek için verilen sürenin sonuna gelinmiştir. Ancak tezi sunmuş olmakla bu konuda yapmış olduğumuz çalışmalar neticelenmiş de olmayacaktır. Doktora süresince; araştırma yapma, araştırmalardan bir sonuç çıkarıp bir eksikliği giderme adına öğrenilenler, bundan sonra da hocalarımla yardım ve destekleri ile geliştirilip kullanılmaya devam edecektir.

Tez çalışmasına başladığımdan beri, tez danışmanım olan hocam Doç. Dr. Ali GANGAL'ın yapıcı eleştirileri sayesinde motivasyonum bozulmadı ve çalışmamı neticelendirebildim. Doç. Dr. Ali GANGAL'a vermiş olduğu destekten ötürü teşekkür ederim. Yaptığım bu çalışmayı aileme ithaf ediyorum.

Gökçe HACIOĞLU
Trabzon 2010

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	VI
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VIII
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Kanal Modeli.....	3
1.3. Çok Yollu Kanal Modeli.....	4
1.3.1. Kanalın İstatistiksel Olarak Nitelenmesi	7
1.3.2. Güç Gecikme Profili	9
1.3.3. Frekans İlinti Fonksiyonu	11
1.3.4. Zamanla Değişen Kanal.....	12
1.3.5. Dar Bant Kanal Modeli.....	13
1.3.5.1. Öz İlinti, Çapraz İlinti ve Güç Spektral Yoğunluğu	15
1.3.6. Geniş Bant Kanal Modeli	19
1.4. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM)	20
1.5. Alıcı Anten Çeşitlemesi	27
1.5.1. Seçmeli Toplama.....	29
1.5.2. En Büyük Oranda Toplama (MRC).....	31
1.5.3. Eşit Kazançlı Toplama.....	35
1.5.4. Anahtarlamalı Çeşitleme.....	37
1.6. Verici Tarafıta Çok Sayıda Anten Kullanılması	40
1.6.1. Kanal Bilgisinin Vericide Bilinmesi Durumundaki Verici Anten Çeşitlemesi.....	41
1.6.2. Kanal Bilgisinin Vericide Bilinmediği Durumdaki Verici Anten Çeşitlemesi.....	42
1.6.2.1. Uzay-Zaman Çeşitlemesi.....	42
1.6.2.2. Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodlama.....	43

1.6.2.2.1.	Gerçel STBC Kod Matrisi Tasarımı	45
1.6.2.2.2.	Karmaşık STBC Kod Matrisi Tasarımı	48
1.6.2.2.3.	STBC’de Sezimleme.....	50
1.6.2.2.4.	Diferansiyel Kodlama ve Kod çözme	51
1.6.2.2.5.	STBC İçin Diferansiyel Kodlama ve Kod Çözme	52
1.6.2.3.	Sözde Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodlama	54
1.6.2.3.1.	Dört Verici Antenli QOSTBC.....	55
1.6.2.3.2.	Sekiz Verici Antenli QOSTBC	57
1.6.2.3.3.	QOSTBC’de Rotasyon İşlemi	58
1.6.2.4.	Uzay-Zaman Kodların Hata Olasılıkları.....	62
1.7.	OFDM’de Çeşitleme ve Uzay-Frekans Kodlama	67
1.7.1.	Yayma Matrisi ile Çeşitleme	69
1.7.2.	Uzay Frekans Kodlama.....	71
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	78
2.1.	Rayleigh Kanalın Benzetiminin Gerçekleştirilmesi.....	78
2.1.1.	İlintili Rayleigh Kanal Katsayılarının Elde Edilmesi	95
2.2.	1 Hızlı Uzay-Zaman ve Uzay-Frekans Çeşitleme.....	97
2.3.	Rotasyonlu Çeşitleme	102
2.3.1.	Rotasyon, Alamouti Kodu ve Yayma Matrisinin Bir Arada Kullanılması.....	104
2.4.	Zamanla Değişen Kanallar İçin İlinti Matrisinin Elde Edilişi.....	107
2.5.	OFDM Alt Taşıyıcılarına İlişkin Kanalların Üretilmesi.....	108
3.	BULGULAR	111
3.1.	Önerilen Yöntemlerin Uzay-Zaman Çeşitleme Olarak Başarımları ...	111
3.1.1.	Kanalın Sözde Durağan Olması Durumundaki Başarım	112
3.1.2.	Önerilen Yöntemlerin Zamanla Değişen Kanallardaki Başarımları ...	119
3.2.	Önerilen Yöntemlerin Uzay-Frekans Çeşitleme Olarak Başarımları .	129
3.2.1.	Önerilen Yöntemler ile Frekans Çeşitlemesi Elde Edilmesi	139
3.2.1.1.	$\frac{1}{2}$ İletim Hızı ile Sağlanan Frekans Çeşitlemesi için Önerilen Yöntemler ve QOSTBC’nin Başarımlarının Karşılaştırılması	141
3.2.1.2.	İki Verici Anten, Komşu ve Uzak Taşıyıcılar Kullanılarak Elde Edilen 1 Hızlı Verici Çeşitlemesinde Önerilen Yöntemlerin Başarımları	145
4.	TARTIŞMA.....	155
5.	SONUÇLAR.....	159
6.	ÖNERİLER	164

7.	KAYNAKLAR.....	166
ÖZGEÇMİŞ		

ÖZET

Gezgin kablosuz haberleşme sistemleri üzerindeki en önemli bozucu etkilerden biri, sinyalin alıcıya farklı uzunluktaki birçok yoldan geçerek ulaşması sonucu oluşan sönümlemedir. Çeşitleme, sönümlemenin bozucu etkileri azaltmak için kullanılan en etkili yöntemlerden biridir. Çeşitleme ile sağlanan kazanç sayesinde, hata kodlama seviyesi ve alıcıdaki işlem yükü de azaltılabilmektedir.

Çeşitleme; verici ve alıcı arasındaki iletim kanallarının sayısını arttırarak iletim sinyalinin alıcıya birçok kanaldan ulaşmasını sağlar. İletim sinyalinin alıcıya ulaştığı birçok kanaldan herhangi birinde ya da bir kaçında sönümleme olsa bile toplam işaret gürültü oranı, çeşitleme sayesinde kabul edilebilir bir seviyeye çıkarılabilir.

Çeşitleme hem verici tarafta hem de alıcı tarafta gerçekleştirilebilmektedir ancak güç tüketimi ve fiziksel boyutları arttırdığından ötürü gezgin cihazlarda alıcı çeşitlemesi pek fazla tercih edilememektedir. Bu çalışmada; iletim hızında düşüşe sebep olmadan 4, 8 ve daha yüksek mertebeli çeşitleme elde edebilen yeni verici çeşitlemesi yöntemleri önerilmektedir. Önerilen yöntemlerin; *DVB-H* ve *IEEE 802.20* gibi *OFDM* sistemleri için olası kullanım biçimleri gösterilmektedir. Önerilen ve mevcut yöntemlerin başarımları bilgisayar benzetimi ile elde edilmiş ve farklı uygulama biçimleri için karşılaştırılmıştır.

Önerilen yöntemlerin sistematik olarak tasarlanabilen kod matrislerine ve daha düşük sezimleme karmaşıklığına sahip olmaları tasarım açısından sağladıkları üstünlüklerdir. Öte yandan önerilen yöntemler; elde edilen benzetim sonuçlarına göre diğer yöntemlerden, daha iyi bir başarımlar göstermekte hatta bazı koşullarda $11dB$ 'yi aşan kazanç sağlayabilmektedirler.

Anahtar Kelimeler: Verici Çeşitlemesi, Uzay-Zaman Kodlama, Uzay-Frekans Kodlama, *OFDM*, Sönümleme, Çoklu Yol, Taşıyıcı Yaymalı Çeşitleme

SUMMARY

Space-Time and Space-Frequency Diversity Methods for MIMO OFDM Systems

Multipath fading affects the mobile wireless systems destructively. Diversity is a powerful tool to combat multipath fading. Diversity allows using less redundant data for forward error correcting codes and allows reducing complexity of the decoding algorithm.

The transmitted signal arrives the receiver through many different channels by means of diversity. Diversity allows the total signal to noise ratio to stay at an acceptable level even if some of the channels have deep fading.

Diversity can be applied at transmitter, receiver or both side. Receiver diversity is not suitable for the mobile stations because of size and power limits. In this study we proposed new transmit diversity methods that allow utilizing four, eight or more transmit diversity order without reducing transmission rate. We also proposed the applications of the proposed methods for *OFDM* systems such as *DVB-H* and *IEEE 802.20*. We obtained and compared *BER* performances of the proposed methods and the other methods for the different applications and the parameters by computer simulations.

Having systematicallay designable coding matrices is one of the advantages of the proposed techniques. On the other hand the proposed techniques can have lower detection complexity than *OSTBC*, *QOSTBC* and spreading diversity techniques. According to simulation results the proposed technique can perform better than the other techniques. The propsoed techniques can provide 11dB or more gain than compared transmitter techniques under some conditons.

Key Words: Transmitter Diversity, Space-Time Coding, Space-Frequency Coding, OFDM, Fading, Multipath, Carrier Spreading Diversity

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Tek yansıtıcı ve grup halindeki yansıtıcı.....	4
Şekil 2. Ricean Kanal Benzetimi.....	6
Şekil 3. Saçılım fonksiyonu ile kanalın nitelendirilmesi.....	10
Şekil 4. $f_D \tau - J_0(2\pi f_D \tau)$ ilişkisi.....	18
Şekil 5. Geniş ve dar bantlı kanalda iletim.....	20
Şekil 6. OFDM bloğuna ön ek yerleştirilmesi.....	23
Şekil 7. Kanal çıkışındaki bloklar arasındaki girişim.....	24
Şekil 8. OFDM verici ve alıcısı.....	24
Şekil 9. Sezimleme sonrası çeşitleme.....	28
Şekil 10. MRC için metrik hesaplayıcı.....	33
Şekil 11. Alamouti Kodlaması.....	44
Şekil 12. 4-QAM yıldız kümesi noktalarının döndürülmesi.....	59
Şekil 13. Yayma matrisi ile sembollerin yayılıp gönderilmesi.....	69
Şekil 14. 8x8'lik Yayma Matrisi ile yayılmış BPSK sinyallerinin yayma sonucu alabileceği olası değerler. a) 8x8'lik Hadamard b)8x8'lik Rotasyonlu Hadamard.....	71
Şekil 15. Renkli Gaussian işlevi elde etmek için kullanılan modeller.....	78
Şekil 16. Renkli Gaussian işlevi için benzetim yöntemleri : (a) Rastlantısal fazlı stokastik benzetim yöntemi (b) Sabit fazlı deterministik benzetim yöntemi.....	81
Şekil 17. Benzetimle üretilen dört farklı kanal arasındaki ilinti fonksiyonlarının genlikleri.....	89
Şekil 18. Rayleigh kanalın gerçel kısmının öz ilintisi.....	90
Şekil 19. Rayleigh kanalın sanal kısmının öz ilintisi.....	90
Şekil 20. Rayleigh kanalın gerçel ve sanal kısımlarının çapraz ilintisi.....	91
Şekil 21. Karmaşık Rayleigh sönümlenme katsayısının öz ilintisinin gerçel kısmı.....	91
Şekil 22. Karmaşık Rayleigh sönümlenme katsayısının öz ilintisinin sanal kısmı.....	92
Şekil 23. Rayleigh kanal zarfının karesinin öz ilintisi.....	92
Şekil 24. Rayleigh kanal seviye çakışma sayısı (LCR).....	93
Şekil 25. Rayleigh kanal ortalama sönüm süresi.....	93
Şekil 26. Rayleigh kanal zarfının olasılık yoğunluk fonksiyonu.....	94
Şekil 27. Rayleigh kanal fazının olasılık yoğunluk fonksiyonu.....	94
Şekil 28. 4-QAM noktalarının döndürülmesi.....	102

Şekil 29. QOSTBC, OSTBC ve önerilen yöntemin başarımının dördüncü mertbe verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.	113
Şekil 30. QOSTBC, OSTBC ve önerilen yöntemin başarımının sekizinci mertbe verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.	113
Şekil 31. Alamouti kodlama ve rotasyonlu çeşitlemenin (önerilen yöntem) başarımları..	115
Şekil 32. Önerilen yöntem ve OSTBC'nin başarımlarının karşılaştırılması.	115
Şekil 33. Önerilen yöntem ve QOSTBC'nin karşılaştırılması.	117
Şekil 34. Aynı sezimleme karmaşıklığı için önerilen yöntem ve QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.	118
Şekil 35. Önerilen yöntemler ile Hadamard yayma matrisi verici çeşitlemesinin karşılaştırılması.	119
Şekil 36. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.	121
Şekil 37. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.	121
Şekil 38. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 8K iletim modu için karşılaştırılması.	122
Şekil 39. Önerilen yöntemin başarımının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.	123
Şekil 40. Önerilen yöntemin başarımının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.	124
Şekil 41. Önerilen yöntemlerin DVB-H 8K iletim modundaki başarımı	125
Şekil 42. MBWA (IEEE 802.20) Sembol Süresi için Önerilen Yöntemler ve QOSTBC'nin başarımları.	125
Şekil 43. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.	127
Şekil 44. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.	127
Şekil 45. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 8K iletim modu için karşılaştırılması.	128
Şekil 46. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının MBWA sembol süresi için karşılaştırılması.....	129
Şekil 47. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.	131
Şekil 48. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.	132
Şekil 49. Önerilen yöntemler ve Rotasyonlu QOSTBC başarımlarının DVB-H 8K iletim modu için karşılaştırılması.	133
Şekil 50. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; MBWA ITU VEHA kanal modeli için karşılaştırılması.	134

Şekil 51. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; MBWA ITU VEHB kanal modeli için karşılaştırılması.	134
Şekil 52. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; MBWA ITU VEHB kanal Modeli için karşılaştırılması.....	135
Şekil 53. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; DVB-H 8K iletim modu ve 8'inci merteye verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.	136
Şekil 54. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; MBWA ITU VEHA kanal modeli için karşılaştırılması.	137
Şekil 55. Önerilen yöntem ve rotasyonlu QOSTBC başarımlarının; MBWA ITU VEHB kanal modeli için karşılaştırılması.	138
Şekil 56. Önerilen yöntemin; MBWA ITU VEHA ve VEHB kanal modelleri için başarımlarının karşılaştırılması.	138
Şekil 57. Önerilen yöntemler ile iletim hızını düşürmeden frekans çeşitlemesi elde edilmesi.....	140
Şekil 58. ½ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için DVB-H 2K iletim modunda önerilen yöntem ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.	141
Şekil 59. ½ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için DVB-H 8K iletim modunda önerilen yöntemler ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.	142
Şekil 60. ½ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için MBWA parametreleri ve ITU VEHA kanal modeline göre önerilen yöntemler ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.....	144
Şekil 61. ½ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için MBWA parametreleri ve ITU VEHB kanal modeline göre önerilen yöntemler ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.....	144
Şekil 62. Frekans ve verici anten çeşitlemesinde önerilen yöntemin başarımlarının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.....	145
Şekil 63. Önerilen yöntem1 ile DVB-H'ta elde edilen en iyi başarımların karşılaştırılması.	146
Şekil 64. Önerilen yöntem2 ile 2 verici anten, 4 uzak alt taşıyıcı ve 2komşu altaşıyıcı kullanarak; DVB-H'ta elde edilen sekizinci merteye verici çeşitlemesi başarımları.	147
Şekil 65. Önerilen yöntem2 ve önerilen yöntem1'in aynı sezimleme karmaşıklığında DVB-H'ta sağladıkları başarımlar.	148
Şekil 66. Önerilen yöntem1 ile iki verici anten ve frekans kullanılarak elde edilen sekizinci merteye verici çeşitlemesi başarımları.	148
Şekil 67. Önerilen yöntem1 ileDVB-H'ta elde edilen en iyi sekizinci merteye verici çeşitlemesi başarımları.	149
Şekil 68. Önerilen yöntemlerin aynı sezimleme karmaşıklığında; 2 komşu taşıyıcı, uzak taşıyıcılar ve 2 verici anten ile MBWA'da sağladığı verici çeşitlemesi başarımları.	150

Şekil 69. MBWA parametreleri ve ITU VEHA kanal modeli için aynı sezimeleme karmaşıklığında önerilen yöntemlerin başarımları.	151
Şekil 70. Önerilen yönteml'in; 2 komşu, 4 uzak taşıyıcı ve 2 verici anten ile MBWA'da sağladığı 8'inci merteye verici çeşitlemesi başarımları.	152
Şekil 71. Önerilen yöntemlerin; ITU VEHA kanal modeli için MBWA'da sağladıkları 8'inci merteye verici çeşitlemesi başarımları.	153
Şekil 72. DVB-H iletim modlarında önerilen yöntemlerin ve Hadamard yayma matrisi çeşitlemesinin başarımlarının karşılaştırılması.	154

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Tipik <i>rms</i> gecikme yayılım değerleri.....	11
Tablo 2. $\rho(N)$ Değerleri.....	46
Tablo 3. QOSTBC için optimum rotasyon açıları.	61
Tablo 4. İletim hızı ve çeşitleme çarpımının karşılaştırılması.	61
Tablo 5. Tipik altı yollu şehir güç gecikme profili	109
Tablo 6. Yüksek hızlı araçlar için <i>ITU</i> kanal modelleri.	109
Tablo 7. Benzetimlerde kullanılan sembol süreleri.	120
Tablo 8. DVB-H ve MBWA komşu alt taşıyıcıları arasındaki frekans farkı.	130

SEMBOLLER DİZİNİ

A	$\tilde{c}(\tau, t)$ 'nin (kanal vuruş tepkesinin) ortalaması.
$\underline{\underline{A_v}}$	$2v-1$ ve $2v$ 'inci antenlere ilişkin <i>Alamouti</i> kod matrisi.
<i>AWGN</i>	Eklemeli beyaz <i>Gaussian</i> gürültüsü (<i>Additive White Gaussian Noise</i>).
B	Bant genişliği.
$\tilde{c}(\tau_n, t)$	Çok yollu kanalın; zamanla değişen, karmaşık, alçak geçiren eşdeğer vuruş tepkesi.
<i>CDF</i>	Toplamsal dağılım fonksiyonu (<i>Cumulative Distribution Function</i>).
$\underline{\underline{C}}$	Uzay-zaman kod matrisi.
<i>DFT</i>	Ayrık <i>Fourier</i> dönüşümü (<i>Discrete Fourier Transform</i>).
$\text{Diag}(\underline{r})$	Köşegeni üzerinde \underline{r} vektörünün elemanlarını içeren köşegen matris.
<i>DVB</i>	Sayısal video yayını (<i>Digital Video Broadcasting</i>).
$E[.]$	Beklenen (ortalama) değer.
<i>EGC</i>	Eşit kazançlı toplama (<i>equal gain combining</i>).
E_m	İletim sembolü enerjisi.
f_0	Evre uyumlu (<i>coherence</i>) bant genişliği.
f_D	En büyük <i>Doppler</i> frekansı.
$f_{D_n}(t)$	Zamanla değişen <i>Doppler</i> frekansı.
f_c	Taşıyıcı frekansı.
<i>FDD</i>	Frekans bölüşümlü çiftleme (<i>Frequency Division Duplex</i>).
<i>FFT</i>	Hızlı <i>Fourier</i> dönüşümü.
$\underline{\underline{F}}$	<i>DFT</i> (ayrık <i>Fourier</i> dönüşümü) matrisi.
$\underline{\underline{F^H}}$	<i>IDFT</i> (ayrık ters <i>Fourier</i> dönüşümü) matrisi.
$F_{\gamma_s^s}(x)$	Seçmeli çeşitleme sonrasındaki <i>SNR</i> 'nin bir x değerinin altında olması olasılığı.
$F_{\gamma_s^s}(x)$	<i>EGC</i> sonrasındaki <i>SNR</i> 'nin bir x değerinin altında olması olasılığı.
$\underline{\underline{G}}$	Yayma matrisi.
$h[n]$	L taplık kanal modelinin n 'inci tap'ı.

$h^l(l)$	L taplık kanalın l 'inci tap'ının t anındaki değeri.
$h_{i,j}(L)$	OFDM'deki verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanalın L 'inci tap'ına ilişkin kanal katsayısı.
\underline{H}	Çeşitleme dallarına ilişkin kanal katsayılarını içeren vektör.
IDFT	Ayrık ters Fourier dönüşümü.
ISI	Semboller arası girişim.
J_0	Birinci tip sıfırıncı mertebe Bessel fonksiyonu.
MRC	En büyük oranda toplama (<i>maximal ratio combining</i>).
MLD	En büyük olabirlikle sezimleme (<i>maximum likelihood detection</i>).
MIMO	Çok girişli çok çıkışlı (<i>Multiple Input Multiple Output</i>).
n	Gürültü.
\underline{N}	Gürültü örneklerini içeren vektör (sütun matris).
N_0	Ortalama gürültü gücü.
OSTBC	Dikgen uzay-zaman blok kodlama.
OFDM	Dikgen frekans paylaşımli çoğullama.
$P(\Delta f)$	Kanalın frekans ilinti fonksiyonu.
$p(\tau)$	Kanal güç gecikme profili.
P_r	İletilen toplam güç.
$p_{\gamma_s^s}(x)$	Seçmeli çeşitleme sonrasındaki SNR'nin bir x değerini alması olasılığı.
$p_{\gamma_s^{eg}}(x)$	EGC sonrasındaki SNR'nin bir x değerini alması olasılığı.
$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2)$	\underline{C}^1 Kod matrisinin \underline{C}^2 kod matrisi olarak sezimlenmesi olasılığı.
PSD	Güç spektral yoğunluğu
QOSTBC	Sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama.
$R_{\bar{c}}(\tau_1, \tau_2, \Delta t)$	Kanalın vuruş tepkesinin zamana göre öz ilintisi.
$R_{\bar{c}}(\tau, \Delta t)$	WSSUS kanal modeline göre kanalın vuruş tepkesinin zamana göre öz ilintisi.
\underline{R}	Alış sinyallerini içeren vektör.
$r_{xy}(\tau)$	x ve y değişkeni arasındaki zamanla değişen ilinti.

$S(\tau, \nu)$	Saçılım fonksiyonu.
$S(\nu)$	Doppler güç spektrumu.
$s(t - \tau_n(t))$	Geçiş bandı sinyalinin n 'inci yoldan geçerek $\tau_n(t)$ kadar gecikmiş biçimi.
$\tilde{s}_{m,i}$	MRC'deki olası N iletim sembolünün i 'incisi.
\tilde{s}_m	MRC'de sezimlenen (iletildiği kabul edilen) sembol.
SC	Seçmeli toplama (<i>selection combining</i>).
SSC	Anahtarla ve bekle çeşitlemesi (<i>switch and stay combining</i>)
SNR	İşaret gürültü oranı.
STBC	Uzay-zaman blok kodlama.
\underline{S}	İletim sembollerini içeren vektör.
\underline{S}_{sp}	Yayma matrisi ile yayılmış sembolleri içeren vektör.
T_0	Uyum (coherence) zamanı.
T_s	Sembol süresi.
T_m	Zamandaşlanan ana göre en büyük gecikme değeri (maximum delay spread).
TDD	Zaman bölüşümlü çiftleme (<i>Time Division Duplex</i>).
TDMA	Zaman bölüşümlü çoklu erişim (<i>Time Division Multiple Access</i>).
v	Gezgin istasyonun hareket hızı.
$a_n(t)$	Çoklu yollardan, n 'inci yola ilişkin zayıflatma faktörü.
a_M	MRC sonrası elde edilen sinyalin genliği.
a_E	EGC sonrası elde edilen sinyalin genliği.
α_k	k 'ıncı çeşitleme dalına ilişkin kanal katsayısı.
$\alpha^t(k)$	Bir OFDM sistemindeki k 'ıncı alt taşıyıcıya ilişkin kanal katsayısının t anındaki değeri.
$\alpha_{i,j}(\tau)$	Verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanalın vuruş tepkisi.
$\underline{\alpha}_{i,j}$	OFDM'deki bir verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanalın frekans tepkisi bileşenlerini içeren vektör.
ϕ_{Dn}	Çoklu yollardan, n 'inci yola ilişkin Doppler faz kayması.
$\phi_n(t)$	Çoklu yollardan, n 'inci yola ilişkin alış fazı.

ϕ_0	Alış sinyalindeki rastlantısal faz off-set'i.
θ_n	Alıcı anten ile n'inci yoldan gelen elektromanyetik dalganın yaptığı açısı.
σ	Alış sinyalinin <i>rms</i> değeri.
σ_τ	<i>RMS</i> gecikme yayması.
$\sigma_{n,top}^2$	<i>MRC</i> sonrası toplam gürültü gücü.
ν	<i>Doppler</i> frekansı değişkeni.
λ	Dalga boyu.
$\bar{\gamma}_c$	Seçmeli çeşitleme dallarının herhangi birideki ortalama SNR.
γ_s^s	Seçmeli çeşitleme sonrası SNR.
γ_L	L'inci çeşitleme dalındaki SNR.
γ_s^{mr}	<i>MRC</i> sonrası elde edilen SNR.
γ_s^{eg}	<i>EGC</i> sonrası elde edilen SNR.
$\bar{\gamma}_s^{eg}$	<i>EGC</i> sonrası elde edilen ortalama SNR.
γ_s^{sw}	<i>SSC</i> sonrası elde edilen SNR değeri.
$\ \cdot\ _F$	Frobenius normu.
δ_l^2	L taplık kanalın l'inci tap'ının ortalama gücü.
\circ	Hadamard çarpımı.
$*$	Doğrusal katlama.
\otimes	Döngüsel katlama.

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Sönümlemenin etkilerini azaltmak için kullanılan en etkili yöntemlerden biri çeşitlemedir. Çeşitleme birbirinden bağımsız kanalların aynı anda sönümlemeye uğrama ihtimallerinin düşük olması ilkesine dayanarak uygulanır. Çeşitlemede aynı veri birçok bağımsız kanal üzerinden gönderilir. Bu bağımsız kanallardan gelen sinyaller uygun bir biçimde toplanır ya da içlerinden biri uygun bir şekilde seçilir. Çeşitleme sonucu elde edilen sinyalde sönümleme olması olasılığı azaltılmış olur. Örneğin herhangi bir çeşitleme dalındaki ani sinyal gürültü oranının belli bir eşik değerinin altına düşmesi olasılığı p ise L adet daldan oluşan bir çeşitleme sisteminde bu olasılık p^L olur.

Çok yollu sönümlemeden kaynaklanan etkileri azaltmak için kullanılan çeşitleme yöntemlerine mikro çeşitleme denilmektedir. Binalar gibi çeşitli nesnelere kaynaklanan gölgeleme etkilerini azaltmak için kullanılan çeşitleme yöntemlerine ise makro çeşitleme denilmektedir. Bu çalışmada çok yollu sönümlemeden kaynaklanan olumsuz etkileri azaltma üzerinde yani mikro çeşitleme üzerinde durulmuştur.

Bir kablosuz haberleşme sisteminde çeşitleme kazancı elde edebilmek için birçok yol bulunmaktadır. Bunlar; *i*) polarizasyon, *ii*) açı, *iii*) frekans, *iv*) zaman, *v*) çoklu yol, *vi*) alan ve *vii*) uzay çeşitlemesi olarak yedi kısma ayrılabilir.

Polarizasyon çeşitlemesinde; alıcı veya vericide farklı polarizasyonlara sahip iki anten kullanılır. Farklı polarizasyona sahip iki antene gelen sinyal güçleri yaklaşık olarak eşit olur. Her polarizasyon için saçılım açıları rastlantısal olduğundan her iki antende aynı anda sönümleme olması olasılığı düşüktür. Polarizasyon çeşitlemesinde güç ikiye bölüdüğü için yaklaşık 3dB'lik bir kayıp olur ve ulaşılabilecek çeşitleme mertebesi iki ile sınırlıdır.

Yönlü antenler ile açı ya da yön çeşitlemesi elde edilebilir. Bu amaçla alıcı antenin demet açıklığı belli bir açıyla kısıtlanır. Eğer demet açıklığı yeterince küçük ise çoklu yol ışınlarının büyük bir kısmı alışı demet genişliğinin dışında kalacaktır. Bunun sonucu olarak ta çoklu yol sönümlemesi oluşmayacaktır. Bu çeşitlemede; çok yollu bileşenlerin birçoğunu alabilmek için çok sayıda anten bulundurulması ya da alışı açısı en güçlü çok yollu bileşeni alacak şekilde yönlendirilebilen bir anten bulundurulması gerekir. Bu

yöntemde alışı demet açıklığının dışına düşen çok yollu bileşenler olması nedeniyle SNR 'de bir miktar düşüş olabilir; ancak antenin yönlendirme kazancı bu kaybı rahatlıkla bastırarak kadar çoktur. Akıllı antenler her anten elemanının ayarlanabilir bir faza sahip olduğu anten dizileridir; ve bu diziler gelen çok yollu bileşenler içinden en güçlü olanı seçebilecek bir yönlendirilmiş anteni oluşturabilirler.

Frekans çeşitlemesi dar bantlı bir sinyali farklı taşıyıcılar ile ileterek gerçekleştirilir. Buradaki taşıyıcıların arasındaki frekans farkı kanalın evre uyumlu (*coherence*) bant genişliğine eşit ya da büyük olmalıdır. Bu yöntemde aynı sinyal birçok kez iletiğinden vericide daha fazla güç harcanır. Öte yandan *TDMA* ve *FDMA* sistemlerinde, frekans çeşitlemesi bant genişliğini etkin olarak kullanamaz. Frekans atlamalı yayılı spektrum *CDMA* sistemlerinde her sembol, prensip olarak çok adet taşıyıcı ile iletiğinden ilintisiz sönmülme elde edilir.

Zaman çeşitlemesinde ise verici çıkış gücünde bir artış olmaz; ancak iletilen veri farklı zaman dilimlerinde tekrarlandığından veri hızı düşer. Hata düzeltme kodlaması teknikleri zaman çeşitlemesinin etkili bir yöntemi olarak düşünülebilir. Öte yandan kanalın uyum (*coherence*) zamanı *Doppler* yaymasına bağlıdır ve küçük *Doppler* yayması uyum zamanının büyümesine neden olur. Bundan dolayı makul bir gecikme süresi ile zaman çeşitlemesi elde edilmesi küçük *Doppler* yaymasına sahip kanallar için mümkün değildir.

Çoklu yol çeşitlemesinde ise çoklu yol bileşenleri, doğrudan dizi yaymalı spektrum sinyalleşmesi kullanılarak *Rake* alıcı ile çözümlenip çeşitleme kazancı elde edilir.

Alan çeşitlemesinde ise elektrik ve manyetik alanların herhangi bir noktada birbiri ile ilintisiz olmaları gerçeğine göre çeşitleme kazancı elde edilir.

Çok sayıda verici ya da alıcı anten kullanılarak bağımsız kanallar elde edilen çeşitleme yöntemlerine uzay çeşitlemesi denilir. Uzay çeşitlemesi alıcı ya da verici tarafta gerçekleştirilebilir. Uzay çeşitlemesi alıcı tarafta gerçekleştirildiğinde sinyal gücünde ya da bant genişliğinde bir artmaya sebep olmaz. Uzay çeşitlemesi verici tarafta gerçekleştirildiğinde ise iletim gücü verici antenler arasında paylaşılır. Uzay çeşitlemesi bağımsız kanallar elde edebilmek için verici ya da alıcı antenlerin birbirinden yeteri kadar uzak yerleştirilmesini gerektirir.

1.2. Kanal Modeli

İletilen elektromanyetik dalgalar gezgin bir alıcıdaki antene doğrudan bir yolla ulaşabilecekleri gibi; binalardan, yerden, ağaçlardan ve diğer nesnelere yansıtılarak ve saçılarak da ulaşılır. Bu olaya çok yönlü yayılım denir. Çok yönlü yayılımda alıcıya ulaşan birçok dalga birbirini zayıflatır ya da güçlendirir. Bunun sonucu olarak ta alıcıdaki elektromanyetik alanın ya da sinyalin gücü alıcının konumuna bağlı olarak zamanda güçlü dalgalanmalar gösterir [1]. Alıcının hareketi antene çarpan dalgalarda frekans kaymasına sebep olur ve buna *Doppler* kayması denir. Alıcıya ulaşan dalgaların yönüne bağlı olarak farklı *Doppler* kaymaları oluşur. Tüm yansıyan ve saçılan bileşenleri toplamından *Doppler* frekanslarının sürekli bir spektrumu elde edilir. Elde edilen bu spektruma “*Doppler* güç spektrumu” denir.

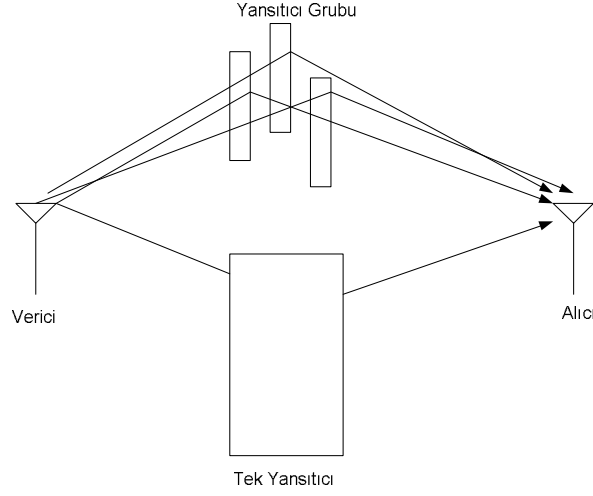
Saçılan sinyal bileşenlerinin alıcıya ulaştıkları süreler arasındaki fark sembol süresine göre ihmal edilebilecek seviyelerde ise kanala frekans seçici olmayan kanal denir. Bu durumda alışı sinyalindeki dalgalanmalar; iletilen sinyali uygun bir stokastik model işlevi ile çarparak modellenir. Alışı sinyalinin zarfı üzerinde yapılan yoğun ölçümler sonucu yerleşimin yoğun olduğu bölgelerde, doğrudan görüşün genelde nesnelere tarafından kesildiği görülmüştür ve uygun stokastik model olarak *Rayleigh* işlevi önerilmiştir [2], [3], [4]. Yerleşimin yoğun olmadığı bölgelerde ise doğrudan görüş bileşeni alışı sinyalinin bir parçasıdır ve bu kanalları modellemek için *Rice* işlevi daha uygundur. Ancak bu modellerin geçerliliği zarfın yerel ortalama değerinin yaklaşık olarak sabit kabul edilebileceği kadar küçük olan, dalga boyunun birkaç on katı kadar alanlar için sınırlıdır [5]. Daha geniş alanlarda yerel ortalama gölgeleme etkilerinden ötürü dalgalanır ve yaklaşık olarak *lognormal* dağılıma sahip olur [4], [6].

Alışı sinyalinin zarfının istatistiksel özelliklerini bilmek sayısal haberleşme sistemlerinin gelişimi ve gezgin radyo ağlarının planlanması için gereklidir. Genellikle *Rayleigh* ve *Rice* işlevleri hızlı sönümlenmeyi modellemek için kullanılırken yavaş sönümlenme için *lognormal* işlev kullanılır [6]. Öte yandan iletim tekniğinin seçimi ve sayısal alıcıların tasarımı için hızlı sönümlenme istatistikleri hayati önem taşımaktadır [7].

1.3. Çok Yollu Kanal Modeli

Ayrık çok yollu kanallar için basit bir gösterim aşağıdaki gibidir [8], [9].

$$y(t) = \sum_n a_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (1)$$



Şekil 1. Tek yansıtıcı ve grup halindeki yansıtıcı.

Denklem (1)'de; $s(t)$ geçiş bandı giriş sinyali, $a_n(t)$ n 'inci yola ilişkin zayıflatma faktörü, $\tau_n(t) = r_n(t)/C$ ilgili yolun iletim gecikmesi ve $r_n(t)$; n 'inci yolun uzunluğudur. İletim sinyali aşağıdaki gibi modüle edilmektedir.

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2)$$

Kanal çıkışındaki sinyal $y(t)$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y(t) = \text{Re}\left\{\left[\sum_n a_n(t)e^{j(2\pi f_c(t-\tau_n(t))+\phi_{Dn})}\tilde{s}(t-\tau_n(t))\right]\right\} \quad (3)$$

Yukarıdaki denklemde ϕ_{Dn} ; n'inci yola ilişkin Doppler faz kaymasını belirtmektedir. Eğer $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{Dn}$ olarak alınırsa denklem (3) daha sade bir biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \tilde{s}(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (4)$$

Çıkışın karmaşık zarfı da aşağıdaki gibi olur.

$$\tilde{y}(t) = \sum_n a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \tilde{s}(t - \tau_n(t)) = \sum_n \tilde{a}_n(\tau_n(t), t) \tilde{s}(t - \tau_n(t)) \quad (5)$$

Denklem (5)'ten çok yollu bir kanalın; zamanla değişen, karmaşık, alçak geçiren eşdeğer vuruş tepkisi $\tilde{c}(\tau_n, t)$ ile tanımlanabileceği anlaşılmaktadır.

$$\tilde{c}(\tau_n, t) = \sum_n \tilde{a}_n(\tau_n(t), t) \delta(t - \tau_n(t)) \quad (6)$$

Zamanla değişmeyen kanallarda $\tilde{c}(\tau_n, t) = \tilde{c}(\tau_n, t+T)$ şeklindedir. Kanal zamanla değişiyor ise denklem (6)'daki toplama işlemi entegrale dönüşür ve bu kanallar için kanalın vuruş tepkisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{c}(\tau, t) = \int a(\xi, t) e^{-j\phi(\xi, t)} \delta(t - \xi) d\xi = a(\xi, t) e^{-j\phi(\xi, t)} \quad (7)$$

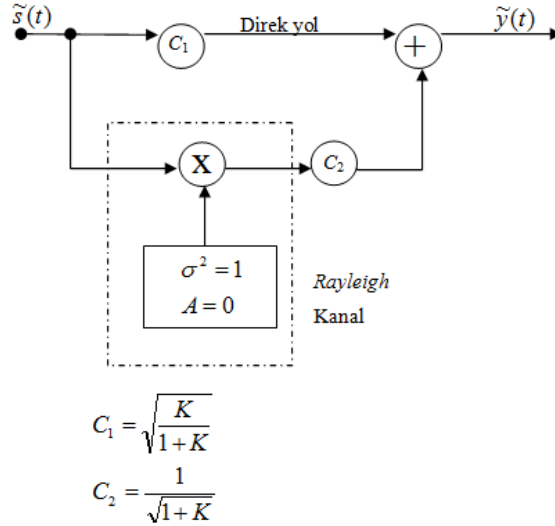
Alış sinyalindeki rastlantısal dalgalanmalar nedeniyle $\tilde{c}(\tau, t)$ rastlantısal bir işlev olarak modellenebilir. Çok yollu sönmülemenin bileşenleri çok sayıdaki farklı özellikte nesneden kaynaklandığından *merkezi limit teoremine* göre; $\tilde{c}(\tau, t)$, karmaşık *Gaussian* işlevi olarak modellenebilir [10]. Eğer $\tilde{c}(\tau, t)$ sıfır ortalamalı ise zarfı *Rayleigh* olasılık dağılımına sahip olur.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (8)$$

Yukarıdaki denklemde σ alış sinyalinin *rms* değerini göstermektedir. Eğer $\tilde{c}(\tau, t)$ sıfır ortalamalı değil ise direk görüş ile gelen bir bileşenin, alış sinyalinde olduğu anlaşılır.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} J_0 \left[\frac{Ar}{\sigma^2} \right] e^{-(r^2 + A^2)/(2\sigma^2)} \quad (9)$$

Yukarıdaki denklemde; A , $\tilde{c}(\tau, t)$ 'nin ortalamasını göstermektedir. $K = A^2 / \sigma^2$ oranı sönümlemeli ve sönümlemesiz bileşenlerin güçlerinin oranını vermektedir. $K \gg 1$ ise kanalda direk görüş ağır basmaktadır. $K \ll 1$ ise kanal *Rayleigh* olmaya yatkındır. Benzetimlerde *Ricean* kanal, *Rayleigh* kullanılarak aşağıdaki şekilde oluşturulabilir.



Şekil 2. *Ricean* Kanal Benzetimi.

Çok yollu kanalın alış sinyali üzerindeki etkisi doğrudan görüş (*LOS*) yoluna ait olan ve olmayan çoklu yol bileşenlerinin; gecikmelerinin sinyalin bant genişliğinin tersine göre büyük ya da küçük olmasına bağlıdır. Eğer bu gecikmeler sinyalin bant genişliğinin tersine oranla küçük ise *LOS* yoluna ait ve diğer çok yollu bileşenlerinin hepsi çözümlenemez. Bu

yapıya sahip kanallara dar bantlı kanallar denilir. Çoklu yollara ve *LOS*'a ilişkin gecikme dağılımları, sinyalin bant genişliğinin tersine oranla büyük ise çoklu yol bileşenleri belli bir sayıdaki ayrık bileşen biçiminde çözümlenebilir.

Gecikme yayılımı (*delay-spread*) demodülatörün eş zamanlandığı alış sinyali bileşenine göre ölçülür. Zamanla değişmeyen kanallara ilişkin modele göre demodülatör alış sinyalindeki τ_0 bileşenine eş zamanlandıysa gecikme yayılımı (T_m); $T_m = \max_n (\tau_n - \tau_0)$ biçiminde hesaplanabilir. Eğer demodülatör ortalama gecikmeye sahip bileşene eş zamanlandıysa gecikme yayılımı; $T_m = \max_n |\tau_n - \bar{\tau}|$ biçiminde hesaplanabilir. Zamanla değişen kanallarda ise çoklu yol bileşenlerine ilişkin gecikmeler zamanla değişeceğinden; T_m rastlantısal bir değişken olur. Bazı çoklu yol bileşenleri diğer çoklu yol bileşenlerine göre daha küçük güce sahip olurlar. Bu bileşenlerin güç seviyeleri gürültü eşiğinin altında ise bunların gecikme yayılmasına çok fazla etkisi olmamalıdır. Bundan dolayı kanalın güç gecikme profili karakterize edilmelidir. Kanal gecikme yayılımı iki şekilde karakterize edilir. Bunlardan biri ortalama gecikme yayılımı ve diğeri *rms* gecikme yayılımıdır. Ortalama ve *rms* gecikme yayılımları kanalın güç gecikme profilinden elde edilirler.

1.3.1. Kanalın İstatistiksel Olarak Nitelenmesi

Çok yollu kanal için hem t 'deki hem de τ 'daki değişimleri içeren bir model *Bello* tarafından ileri sürülmüştür [11]. Kanalın zamanla değişen yapısı matematiksel olarak geniş anlamda durağan (*WSS*) şeklinde modellenmektedir. Aşağıda $\tilde{c}(\tau_n, t)$ 'nin öz ilinti fonksiyonu gösterilmektedir.

$$R_{\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E[\tilde{c}^*(\tau_1, t)\tilde{c}(\tau_2, t + \Delta t)] \quad (10)$$

Çoğu çoklu yol kanallarda, farklı gecikmelere ait zayıflatma ve faz kaymasının ilintisiz olduğu varsayılabilir. İlintisiz saçılma (*US*) kabulü ile denklem (10) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_{\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = R_{\tilde{c}}(\tau_1, \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (11)$$

Yukarıdaki denklem hem *WSS* hem de *US* özelliğini bir arada barındırmaktadır ve bundan dolayı *WSSUS* sönümlenme modeli olarak isimlendirilmektedir.

$$R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t) = E[\tilde{c}^*(\tau, t)\tilde{c}(\tau, t + \Delta t)] \quad (12)$$

WSSUS modeli hem frekansta hem de zamanda ifade edilebilir. Değişkenlerden t ya da τ 'ya göre *Fourier* dönüşümü alınarak frekans bölgesine geçiş yapılabilir. Hem gecikme değişkeni τ hem de bir frekans bölgesi değişkenine göre kanalın özelliklerini veren bir modele sahip olmak daha kullanışlı olacaktır. Böyle bir model öz ilinti fonksiyonunun Δt değişkenine göre *Fourier* dönüşümü alınarak elde edilebilir.

$$S(\tau, \nu) = F_{\Delta t}[R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t \quad (13)$$

$S(\tau, \nu)$ saçılım fonksiyonu olarak isimlendirilmektedir ve belki de rastlantısal çok yollu kanal için en önemli istatistiksel ölçüttür. Saçılım fonksiyonu iki değişkenli bir fonksiyondur bunlardan biri gecikme τ ve diğeri frekans bölgesi değişkeni ν 'dir. Frekans bölgesi değişkeni ν *Doppler* frekansı olarak isimlendirilmektedir.

Saçılım fonksiyonu; $S(\tau, \nu)$ 'den kanalın, haberleşme sistemi üzerindeki etkilerini gösteren en önemli bağıntılardan bazılarını elde etmek mümkündür. Güç gecikme profili ya da bazen çoklu yol yoğunluk profili olarak isimlendirilen parametre aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$p(\tau) = R_{\tilde{c}}(\tau, 0) = E[|\tilde{c}(\tau, t)|^2] \quad (14)$$

Güç gecikme profili; gecikme τ 'ya göre alışı gücünün bir fonksiyonudur. Güç gecikme profili saçılım fonksiyonundan aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \nu) d\nu \quad (15)$$

Sönülmeyi karakterize etmede kullanılan önemli bir diğer parametre de *Doppler* güç spektrumudur ve saçılım fonksiyonundan aşağıdaki gibi elde edilir.

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \nu) d\tau \quad (16)$$

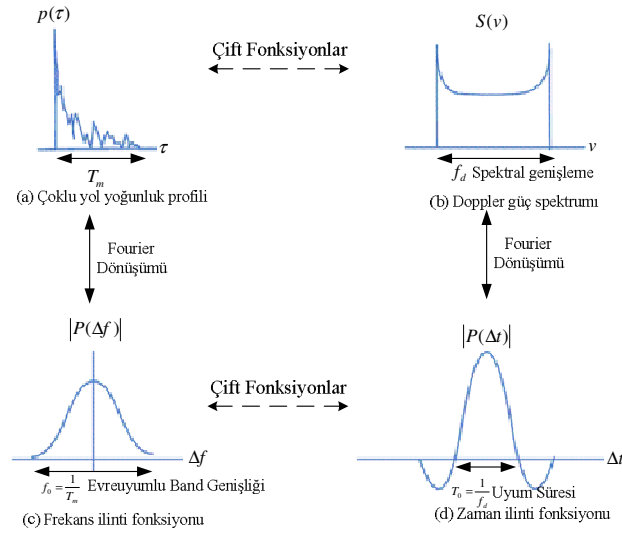
Çok yollu kanalı karakterize etmek için dört fonksiyon kullanılır. Bunlar $p(\tau)$, $S(\nu)$ ve bunların *Fourier* dönüşümleridir.

1.3.2. Güç Gecikme Profili

Alıcıda algılanabilen ilk sinyale göre gecikmeyi gösteren Şekil (3.a)'da güç gecikme profiline bir örnek gösterilmektedir. Gecikme yayılmasının en büyük değeri T_m ile gösterilmektedir. Sembol süresi (T_s) ile T_m arasında iki derecelendirme ölçütü vardır.

1. $T_m > T_s$ ise kanalda frekans seçici sönümleme vardır ve bu durumda çoklu yol bileşenleri sembol süresinin ötesinde de bulunurlar. Semboller arası girişim (*ISI*) oluşur. Çoklu yol bileşenleri çözümlenebildiğinden *ISI*'den kaynaklanan bozulma *rake* alıcısıyla bastırılabilir.
2. $T_m \ll T_s$ ise kanalda frekans seçici olmayan ya da düz sönümleme vardır denilebilir. Bu durumda çok az *ISI* vardır ancak sistemde yine de çok yollu kanaldan kaynaklanan bozucu bir etki vardır. Çoklu yol bileşenleri sistemin işaret gürültü oranını (*SNR*) önemli ölçüde düşürebilirler. Bu durumda güç kontrolü ya da çeşitleme ile bu olumsuz etkiler azaltılabilir.

Düz sönümlenmeli çok yollu kanalda, çoklu yol bileşenleri sembol süresine oranla oldukça küçük bir süre içinde alıcıya ulaşırlar. Bundan dolayı kanal tek bir ışınla modellenebilir ve giriş çıkış ilişkisi denklem (17)'de de görüldüğü gibi çarpma ile ifade edilebilir. Frekans seçici kanalda ise giriş çıkış ilişkisi; denklem (18)'de de görüldüğü gibi katlama ile ifade edilir.



Şekil 3. Saçılım fonksiyonu ile kanalın nitelendirilmesi.

$$\tilde{y}(t) = \tilde{c}(t)\tilde{s}(t) \quad (17)$$

$$\tilde{y}(t) = \tilde{c}(\tau, t) * \tilde{s}(t) \quad (18)$$

Gecikme yayılmasının en büyük değeri T_m ile bir sistemin kanalda nasıl davranacağını belirlemek bir gereklilik değildir. Aynı T_m değerine sahip bazı kanallar oldukça farklı güç gecikme profillerine sahip olabilirler. Bundan dolayı daha kullanışlı bir parametre olan *rms* gecikme yayılması (σ_τ) isimli parametre kanalı karakterize etmede kullanılır.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (19)$$

$$\overline{\tau^k} = \frac{\int \tau^k p(\tau) d\tau}{\int p(\tau) d\tau} \quad (20)$$

Yapılan benzetimlerle σ_τ 'ları aynı olan kanallardaki sistemlerin aynı bit hata olasılığı (*BER*) başarımı gösterdiği görülmüştür. Bundan dolayı benzetimlerde üniform ya

da üstel gibi basit güç profilleri kullanılabilir. Tipik *rms* gecikme yayılmaları aşağıdaki tabloda gösterilmektedir.

Tablo 1. Tipik *rms* gecikme yayılım değerleri.

<i>Link Tipi</i>	<i>Link Mesafesi</i>	<i>rms gecikme yayılması</i>
Troposferik Saçılım	1000km	mili saniyeler mertebesinde
Dış mekan gezgin	1km	mikro saniyeler mertebesinde
İç mekan hücresele	10m	nano saniyeler mertebesinde

1.3.3. Frekans İlinti Fonksiyonu

Sinyal saçılımının frekans bölgesindeki nitelendirilmesi $P(\Delta f)$ ile gerçekleştirilir ve bu fonksiyon aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$P(\Delta f) = F(p(\tau)) \quad (21)$$

Frekans ilinti fonksiyonu f_1 ve f_2 frekansına sahip iki dar bantlı sinyal arasındaki ilintiyi veren fonksiyondur. Frekans ilinti fonksiyonu $\Delta f = f_2 - f_1$ 'in bir fonksiyonudur. Bu fonksiyon kanalın transfer fonksiyonu olarak düşünülebilir. Bundan dolayı zamana yayılma sanki bir filtreleme işleminin sonucuymuş gibi varsayılabilir. Evre uyumlu bant genişliği f_0 genliklerinin tamamen ilintili olan tüm frekans aralığını verir. Bu frekans aralığı içinde bulunan genlikler birlikte sönmlemeye uğrarlar. T_m ve f_0 arasında bir ters orantı vardır.

$$f_0 \approx \frac{1}{T_m} \quad (22)$$

Evre uyumlu bant genişliği ve *rms* gecikme yayılması arasında genelleştirilmiş bir ilişki bulunmamaktadır. İlgilenilen kanalın gerçek saçılım parametreleri göz önüne alınarak T_m ve f_0 arasında bir ilişki kurulabilir.

Gezgin haberleşmede, bir çember etrafında bulunan eşit genlik yansıtma katsayısına sahip saçıcılardan alıcıya ulaşan sinyallerin rastlantısal bir faza sahip oldukları genişçe kabul görmektedir. Bu model yoğun saçıcılı kanal modeli (*dense scatterer channel model*) olarak isimlendirilmektedir ve genelde *Jakes* modeli olarak bilinmektedir [5]. Bu kanal için evre uyumlu bant genişliği kanalın transfer fonksiyonunun en az 0.5 ilintiye sahip olduğu bant aralığı olarak kabul edilmiştir [13].

$$f_0 = \frac{0.276}{\sigma_\tau} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (23)$$

Kanal; evre uyumlu ve sinyal bant genişliğine göre de frekans seçici ya da düz sönümlenmeli kanal olarak sınıflandırılabilir.

1. $f_0 < B$ ise kanal frekans seçici kanal olarak kabul edilebilir.
2. $f_0 \gg B$ ise kanal frekans seçici olmayan ya da düz sönümlenmeli kanal olarak kabul edilebilir. f_0 / B oranı 1'i geçtikçe kanalı frekans seçiciliği azalır ancak kabul edilebilecek frekans seçiciliği uygulamaya göre değişir. Örneğin *line of sight Rumlmer* kanal modelinde $f_0 / B \approx 8$ olduğu halde kanal frekans seçici kanal olarak kabul edilmektedir [14].

Düz sönümleme her zaman istenen bir durum değildir. Örneğin frekans çeşitlemesini gerçekleştirebilmek için iki sinyalin taşıyıcıları arasında evre uyumlu bant genişliğinden daha büyük bir frekans farkı olmalıdır.

1.3.4. Zamanla Değişen Kanal

Gezgin haberleşme sistemlerinde kanal zamanla değişir çünkü alıcı ve verici arasındaki hareketler yayılım yollarının değişmesine sebep olur. Kanalda zamanla meydana gelen değişimler şekil (3.b)'de gösterilen "*Doppler* güç spektrumu $S(\nu)$ " ile karakterize edilmektedir. Basitlik olsun diye kanal modeli olarak daha önce bahsedilen yoğun saçıcılı model kullanılmaktadır [5].

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - (\nu / f_D)^2}}, \quad |\nu| \leq f_D \quad (24)$$

Denklem (24)'ün ters *Fourier* dönüşümü alınarak ilinti fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\rho(\Delta t) = F^{-1}[S(\nu)] = J_0(2\pi f_D \Delta t) \quad (25)$$

J_0 birinci tip sıfıncı mertebeye *Bessel* fonksiyonudur. Kanalın t_1 ve t_2 anlarında gönderilen iki adet dar bantlı sürekli dalga (*Continuous Wave*) sinyale karşı gösterdiği tepkeler arasındaki ilintiyi gösteren fonksiyon, $\rho(\Delta t)$ fonksiyonudur. Uyum zamanı T_0 iki sinyalin ilintili olmasının beklendiği süredir. Eğer kanal zamanla değişmiyor ise $\rho(\Delta t) = 1$ 'dir. Kanalın zamanla değişen yapısı hızlı ve yavaş sönmüleme olmak üzere iki şekilde kategorize edilebilir.

1. $T_0 < T_s$ ise kanalda hızlı sönmüleme vardır. Hızlı sönmüleme sırasında temel bant sembol biçimleri ciddi bir şekilde bozulabilir ve bu durum kaçınılmaz *BER* ve senkronizasyon problemlerine neden olur.
2. $T_0 > T_s$ ise kanalda yavaş sönmüleme vardır. Bu durumda kanal sembol süresine oranla uzun bir süre ilintili olarak kalır. Başarımı etkileyen en önemli faktör *SNR*'deki düşüştür.

Kanalda yavaş sönmüleme varsa kanala sözde-durağan kanal denilir.

1.3.5. Dar Bant Kanal Modeli

Gecikme yayılımı T_m sinyalin bant genişliğinin (B) tersine oranla küçük ise ($T_m \ll B^{-1}$) kanal dar bantlıdır. $T_m \ll B^{-1}$ olması $\tau_i \leq T_m \forall i$ olduğu anlamına gelir ve $\tilde{s}(t - \tau_n) \approx \tilde{s}(t)$ biçiminde yazılabilir. Denklem (4) dar bant kanallar için aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \tilde{s}(t) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right] \tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (26)$$

Yukarıdaki denklemden; iletilen sinyalin rastlantısal olarak değişen karmaşık bir ölçeklendirme faktörü ile çarpıldığını görmekteyiz. Kanal dar bantlı olduğu sürece bu karmaşık ölçeklendirme faktörü iletim sinyali $s(t)$ 'den ya da onun temel bant (*baseband*) biçimi, $\tilde{s}(t)$ 'den bağımsızdır. Çoklu yoldan kaynaklanan rastlantısal ölçeklendirme faktörünü karakterize etmek için iletim sinyalinin rastlantısal bir faz ofsetine sahip modüle edilmemiş bir taşıyıcı olduğunu varsayalım.

$$s(t) = \text{Re} \{ e^{j(2\pi f_c t - \phi_0)} \} = \cos(2\pi f_c t - \phi_0) \quad (27)$$

Alış sinyali bu durumda aşağıdaki gibi olur.

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} = y_I(t) \cos(2\pi f_c t) + y_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (28)$$

$$y_I(t) = \sum_n a_n(t) \cos(\phi_n(t)) \quad (29)$$

$$y_Q(t) = \sum_n a_n(t) \sin(\phi_n(t)) \quad (30)$$

$$\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{Dn} - \phi_0 \quad (31)$$

Çoklu yol bileşenlerinin sayısı yeterince fazla ise $a_n(t)$ ve $\phi_n(t)$ durağan ve ergodik olduğundan, *merkezi limit teoremine* göre [10], $y_I(t)$ ve $y_Q(t)$ *Gaussian* rastlantısal işlevleri olarak düşünülebilir. Çoklu yol bileşenlerinin sayısı çok fazla olmasa bile $a_n(t)$

Rayleigh dağılımına sahip ise $y_I(t)$ ve $y_Q(t)$ yine *Gaussian* rastlantısal işlevleridir ve $\phi_n(t)$; $[-\pi, \pi]$ arasında *uniform* bir dağılıma sahiptir.

1.3.5.1. Öz İlinti, Çapraz İlinti ve Güç Spektral Yoğunluğu

Alış sinyalindeki $y_I(t)$ ve $y_Q(t)$ bileşenlerine ilişkin öz ilinti, çapraz ilinti ve güç spektral yoğunluğu fonksiyonlarını elde ederken alış sinyalinde baskın bir *LOS* bileşeninin olmadığı varsayılmaktadır. Öte yandan $a_n(t)$, $\tau_n(t)$ ve *Doppler* frekansı $f_{D_n}(t)$ 'nin ilgilenilen zaman dilimi içerisinde sabit kabul edilebilecek kadar yavaş değiştiği kabul edilmektedir. Yani $a_n(t) \approx a_n$, $\tau_n(t) \approx \tau_n$ ve $f_{D_n}(t) \approx f_{D_n}$ olduğu kabul edilmektedir. Bu durumda *Doppler* faz kayması $\phi_{D_n}(t) = \int_t 2\pi f_{D_n} dt = 2\pi f_{D_n} t$ ve n 'inci çoklu yola ilişkin faz $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n - 2\pi f_{D_n} t - \phi_0$ biçiminde olur.

Bu noktada bir önemli kabul daha yapılabilir. Çoklu yollardan n 'incisine ilişkin faz $\phi_n(t)$ 'de $2\pi f_c \tau_n$ terimi diğerlerine göre daha hızlı değişiyor kabul edilebilir. Bu kabul oldukça makul bir kabuldür, çünkü f_c oldukça büyüktür; τ_n 'deki küçük bir değişim $2\pi f_c \tau_n$ 'nin 360 derecelik rotasyonuna sebep olabilir. Bu kabule göre $\phi_n(t)$, $[-\pi, \pi]$ arasında *uniform* bir dağılıma sahip olur. Bunun sonucunda da aşağıdaki ifade gerçekleşir.

$$E[y_I(t)] = E\left[\sum_n a_n \cos \phi_n(t)\right] = \sum_n E[a_n] E[\cos \phi_n(t)] = 0 \quad (32)$$

Benzer şekilde $E[y_Q(t)] = 0$ olduğu da gösterilebilir. Buradan alış sinyali için de $E[y(t)] = 0$ yazılabileceği anlaşılır. Buradan da $y_I(t)$ ve $y_Q(t)$ 'nin öz ilinti fonksiyonunu aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\begin{aligned}
E[y_I(t)y_Q(t)] &= E\left[\sum_n a_n \cos\phi_n(t) \sum_m a_m \sin\phi_m(t)\right] \\
&= \sum_n \sum_m E[a_n a_m] E[\cos\phi_n(t) \sin\phi_m(t)] \\
&= \sum_n E[a_n^2] E[\cos\phi_n(t) \sin\phi_n(t)] = 0
\end{aligned} \tag{33}$$

Buradan da $y_I(t)$ ve $y_Q(t)$ 'nin ilintisiz olduğu anlaşılır. Aşağıda $y_I(t)$ 'nin öz ilinti fonksiyonu gösterilmektedir.

$$R_{y_I}(t, \tau) = E[y_I(t)y_I(t+\tau)] = \sum_n E[a_n^2] E[\cos(\phi_n(t))\cos(\phi_n(t+\tau))] \tag{34}$$

Yukarıdaki denklemdeki faz terimleri $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n - 2\pi f_{D_n} t - \phi_0$ ve $\phi_n(t+\tau) = 2\pi f_c \tau_n - 2\pi f_{D_n} (t+\tau) - \phi_0$ yerine yerleştirilirse aşağıdaki ifade elde edilir.

$$E[\cos(\phi_n(t))\cos(\phi_n(t+\tau))] = \frac{1}{2} E[\cos(2\pi f_{D_n} \tau)] + \frac{1}{2} E[\cos(4\pi f_c \tau_n - 2\pi f_{D_n} t - 2\pi f_{D_n} \tau - 2\phi_0)] \tag{35}$$

Yukarıdaki denklemde; $2\pi f_c \tau_n$ hızlı bir şekilde değiştiğinden ve üniform bir dağılıma sahip olduğundan ikinci terimin ortalama değeri 0'a gider. Bu durumda $y_I(t)$ 'nin öz ilinti fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$R_{y_I}(t, \tau) = \frac{1}{2} \sum_n E[a_n^2] E[\cos(2\pi f_{D_n} \tau)] = \frac{1}{2} \sum_n E[a_n^2] \cos(2\pi \nu \tau \cos(\theta_n) / \lambda) \tag{36}$$

Yukarıdaki denklemde *Doppler* frekansı; $f_{D_n} = \nu \cos\theta_n / \lambda$ olarak alınmıştır. Gezgin istasyonun hızı ν ile gösterilmektedir ve θ_n alıcı anten ile elektromanyetik dalganın yaptığı açığı göstermektedir. Yukarıdaki denkleme göre $R_{y_I}(t, \tau) = R_{y_I}(\tau)$ olduğundan, $y_I(t)$ geniş anlamda durağan (*wide-sense stationary*) ya da *WSS*'dir. Benzer şekilde

$y_Q(t)$ 'nin de öz ilinti fonksiyonu bulunabilir ve sonuçta $R_{y_I}(\tau) = R_{y_Q}(\tau)$ elde edilir. Alış sinyalinin de WSS olduğu aşağıda gösterilmektedir.

$$R_{y_I}(\tau) = E[r(t)r(t+\tau)] = R_{y_I}(\tau) \cos(2\pi f_c \tau) + R_{y_I, y_Q}(\tau) \sin(2\pi f_c \tau) \quad (37)$$

$$R_{y_I, y_Q}(\tau) = -\frac{1}{2} \sum_n E[a_n^2] \sin(2\pi f_{D_n} \tau) = -\frac{1}{2} \sum_n E[a_n^2] \sin(2\pi v \tau \cos(\theta_n) / \lambda) = -R_{y_Q, y_I}(\tau) \quad (38)$$

Denklem (36) ve (38)'i sadeleştirmek için iletim ortamı için birkaç kabul daha yapmak gerekir. *Clarke* [12] tarafından önerilen ve daha sonra *Jakes* [5] tarafından geliştirilen üniform saçıcı ortam olduğu varsayılabilir. Bu durumda N adet çoklu yol için alış açısı $\theta_n = n\Delta\theta$ olur. Öte yandan çoklu yol bileşenlerinin hepsinin eşit güce sahip oldukları varsayılırsa $E[a^2] = \frac{2P_r}{N}$ olur. P_r ; iletilen toplam gücü belirtmektedir.

$$R_{y_I}(\tau) = \frac{P_r}{N} \sum_{n=1}^N \cos(2\pi v \tau \cos(n\Delta\theta) / \lambda) \quad (39)$$

Yukarıdaki denklemde $N = 2\pi / \Delta\theta$ olarak yerine yazıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$R_{y_I}(\tau) = \frac{P_r}{2\pi} \sum_{n=1}^N \cos(2\pi v \tau \cos(n\Delta\theta) / \lambda) \Delta\theta \quad (40)$$

Saçıcıların sayısının sonsuz olduğu varsayılarak; $N \rightarrow \infty$ 'a ya da $\Delta\theta \rightarrow 0$ 'a giderken denklem (40)'ın limiti alınabilir.

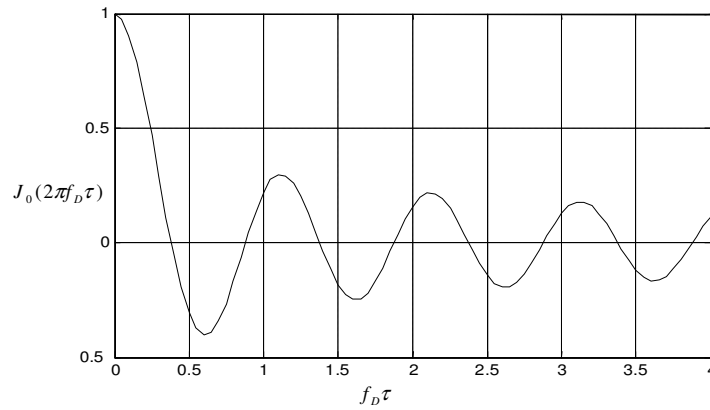
$$R_{y_I}(\tau) = \frac{P_r}{2\pi} \int \cos(2\pi v \tau \cos(\theta) / \lambda) d\theta = P_r J_0(2\pi f_D \tau) \quad (41)$$

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{-jx \cos \theta} d\theta$$

Yukarıdaki denklemde $J_0(x)$; 0'ıncı mertebeden *Bessel* fonksiyonunu belirtmektedir. Benzer şekilde aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$R_{y_i, y_Q}(\tau) = \frac{P_r}{2\pi} \int \sin(2\pi \tau \cos(\theta) / \lambda) d\theta = 0 \quad (42)$$

Aşağıda $J_0(2\pi f_D \tau)$ 'nin grafiği gösterilmektedir.



Şekil 4. $f_D \tau - J_0(2\pi f_D \tau)$ ilişkisi.

Şekil (4) incelendiğinde $f_D \tau \approx 0.4$ ya da $\nu \tau \approx 0.4\lambda$ olduğunda öz ilintinin sıfır olduğu görülür. Buradan sinyalin 0.4λ 'lık bir mesafe farkı için üniform dağılım kabulüne göre sıfır öz ilintiye sahip olacağı anlaşılır. Çeşitleme için antenler arasındaki mesafe 0.4λ olduğunda birbiri ile ilintisiz kanallar elde edilmesi sağlanabilir. Öte yandan grafikten sinyalin ilintisiz olduktan sonra tekrar ilintili olabileceği de görülmektedir; yani antenler arasındaki 0.4λ 'dan daha büyük bir mesafe farkı için kanalların ilintisiz olduğunu söyleyemeyiz.

Sinyalin güç spektral yoğunluğunu (*PSD*) elde etmek için öz ilinti fonksiyonunun *Fourier* dönüşümü alınabilir.

$$S_{y_i}(f) = S_{y_Q}(f) = F[R_{y_i}(\tau)] = \begin{cases} \frac{P_r}{2\pi f_D} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_D)^2}} & |f| \leq f_D \\ 0 & |f| > f_D \end{cases} \quad (43)$$

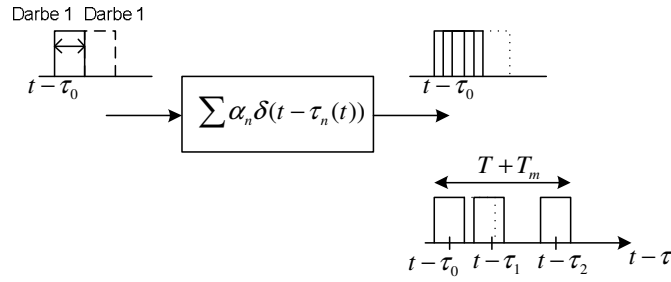
Alış sinyalinin *PSD*'sini bulmak için denklem (37)'deki ifadenin *Fourier* dönüşümünü almak gerekir. Denklem (43) ve *Fourier* dönüşümünün özellikleri kullanılarak; alış sinyalinin *PSD*'si aşağıdaki gibi elde edilir.

$$S_y(f) = F[R_y(\tau)] = \frac{1}{4} [S_{y_r}(f - f_c) + S_{y_r}(f + f_c)]$$

$$= \begin{cases} \frac{P_r}{4\pi f_D} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{|f - f_c|}{f_D}\right)^2}} & |f - f_c| \leq f_D \\ 0 & |f - f_c| > f_D \end{cases} \quad (44)$$

1.3.6. Geniş Bant Kanal Modeli

Eğer sinyal dar bantlı değil ise çoklu yol gecikme yayılmasından kaynaklanan diğer bir bozulma türüyle karşılaşılır. Bu durumda iletilen T genişliğindeki bir darbe alıcıda $T + T_m$ olarak elde edilir. Bu sebeple alış sinyalinin süresi önemli ölçüde artmış olabilir. Bu durum Şekil (5)'te gösterilmektedir. Bilindiği gibi doğrusal modülasyon yöntemlerinde bilgi darbeler dizisi şeklinde iletilir ve her darbenin genliğinde ya da fazında iletilen bite ilişkin bilgi taşınır. Eğer çoklu yol gecikmesi $T_m \ll T$ ise çoklu yol bileşenleri darbenin başlangıç kısmında alınır ve bu durum Şekil (5)'in sağ üst tarafında gösterilmektedir. Dar bantlı sönmülemde yapıcı ya da yıkıcı olan bir girişim meydana gelir ancak darbeler zamana çok az yayıldıklarından girişim miktarı oldukça azdır. $T_m \gg T$ olduğunda ise çoklu yol bileşenleri ayrı ayrı çözümlenebilir. Şekil (5)'in sağ alt tarafında $T_m \gg T$ durumunda darbelerin alıcıda nasıl olacağı temsil edilmektedir. Ayrı ayrı olarak çözümlenebilen çoklu yol bileşenleri ile sonradan gelen iletim darbeleri geniş bantlı kanallarda girişime uğrarlar.



Şekil 5. Geniş ve dar bantlı kanalda iletim.

Çok yollu kanaldan kaynaklanan; semboller arası girişimi (*ISI*), engellemek için birçok yöntem mevcuttur. Bunlar; dengeleme (*equalization*), yayılı spektrum (*spread spectrum*), ve çok taşıyıcılı modülasyon yöntemleri olarak sıralanabilir. Çok taşıyıcılı modülasyon yöntemlerinden biri olan *OFDM* ile *ISI* engellenebilmektedir.

Geniş bantlı kanalda iletilen sembollerin süreleri daha kısa ve bant genişlikleri daha fazladır. Bundan dolayı dar bantlı kanallar için yapılan $\tilde{s}(t - \tau_n) \approx \tilde{s}(t)$ kabulü geniş bantlı kanallar için geçerli değildir. Denklem (26)'daki ifade geniş bantlı kanallar için geçerli değildir; ancak çoklu yol bileşenlerinin sayısı yeterince fazla ise ve her bileşenin fazı uniform bir dağılıma sahipse, alış sinyali yine sıfır ortalamalı karmaşık *Gaussian* işlevi olarak modellenebilir. Öte yandan geniş bantlı sönmleme; dar bantlı sönmlemeden, çoklu yol bileşenlerinin zaman çözünürlüğü açısından farklılık göstermektedir. Geniş bantlı kanalda alış sinyali sadece faz ve genliği rastlantısal olarak değişen sinyaller olarak modellenemez. Geniş bantlı kanallarda hem çoklu yol gecikme yayılmasından kaynaklanan değişimler hem de kanaldaki zaman değişimleri göz önüne alınmalıdır.

1.4. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (*OFDM*)

Frekans paylaşımli çoğullama (*FDM*) yüzyıldan fazladır kullanılan bir yöntemdir. Örneğin telgrafta her sinyal farklı taşıyıcı frekanslarını kullanmaktaydı. *FDM*'de taşıyıcıları arasında yeterince büyük bir boşluk bırakılarak sinyallerin birbiri ile karışması engellenmektedir. Taşıyıcılar arasındaki boşluk sinyallerin gerçekleştirilmesi mümkün olan filtrelerle ayrıştırılabilmesini sağlamak için gereklidir.

Farklı mesajları farklı taşıyıcılarla taşımak yerine yüksek veri hızındaki bir mesaja ait bitler de farklı taşıyıcılar tarafından taşınabilir. Bu durumda veri kaynağından bilgi paralel olarak alınmalıdır. Böyle bir sistemi gerçekleştirmek için çok sayıda verici ve alıcıya ihtiyaç olacaktır ve bu da maliyeti arttıracaktır. Üstelik böyle bir sistemde taşınan veri miktarı tek taşıyıcılı sisteme göre daha az olacaktır çünkü taşıyıcılar arasında boşluk bırakmak gerekmektedir. Öte yandan tek taşıyıcılı sistemde çok taşıyıcılıya göre sembol periyodu daha küçük ve bant genişliği daha fazladır ve bunun sonucunda tek taşıyıcılı sistemde sinyaller daha büyük bir bozulmaya uğrarlar.

Dengeleyicilerin (*Equalizer*) geliştirilmediği dönemde yüksek hızlı veriyi iletmek için maliyetinin yüksekliği ve bant genişliğini arttırması gibi olumsuzluklarına rağmen çok taşıyıcılı sistem tercih edilmiştir. Çok taşıyıcılı sistemin bant genişliği sorununa ilk çözüm *Kineplex* [15.] sistemidir. *Kineplex* sisteminde 20 taşıyıcı diferansiyel 4-PSK ile modüle edilip filtrelenmeden gönderilir. Dolayısı ile paralel olarak taşınan verilerin spektrumları birbirine oldukça fazla girişmektedir. Ancak *Kineplex*'de taşıyıcılar arasında bırakılan boşluk modern *OFDM* sistemlerinde olduğu gibi neredeyse sembol hızı kadardır ve bundan dolayı alıcı, sinyalleri ayrıştırabilmektedir. Diğer bir çok taşıyıcılı sistem [16]'da gösterilmektedir. Bu sistemde de her taşıyıcı 9 noktalı *QAM* ile modüle edilmektedir ve taşıyıcılar arasındaki boşluk sembol hızı kadardır; ancak her bir taşıyıcının *sinc* fonksiyonu şeklinde değişen spektrumları taşıması bu yöntemin bazı istenmeyen özellikleri barındırmasına sebep olmaktadır. Çok sayıda taşıyıcıya ilişkin kanalların birbiri ile girişim yapması, tüm sistemin spektrumunun en üst ve en altındaki taşıyıcılardan sonra ve önce boşluk bırakılması gerekliliği bu sorunlardan ikisidir. Bu iki yöntemde dikgenliği taşıyıcılar arasında sembol hızı kadar boşluk bırakarak sağlamaktadır. *QAM*'nin daha küçük taşıyıcılar arası boşluk ile çok taşıyıcılı bir sistemde nasıl kullanılabileceği [17]'de gösterilmiştir.

OFDM'deki karmaşıklık probleminin çözümüne en büyük katkı *Hızlı Fourier Dönüşümü*'nün (*FFT*) modülasyon ve demodülasyon işlemlerinde kullanılması olmuştur [18].

OFDM kablolu ve kablosuz birçok uygulamada kullanılmaktadır (19, 2010). *OFDM* kablolu haberleşmede; *ADSL*, *VDSL*, elektrik şebekesi üzerinden haberleşme (*PLC*), koaksiyel kablo üzerinden multimedya haberleşmesi (*MoCA*) ve *ITU-T*, koaksiyel üzerinden sayısal TV yayınının geliştirilmiş biçimi (*DVB-C2*)'de standartlaşmıştır. *OFDM* kablosuz haberleşmede ise; kablosuz ağ standartları *IEEE 802.11a*, *g*, *n*, *HIPERLAN/2*

sayısal radyo sistemleri; *DAB/EUREKA 147*, *DAB+*, *Digital Radio Mondiale*, *HD Radio*, *T-DMB*, *ISDB-TSB*, karasal sayısal televizyon yayını; *DVB-T*, *ISDB-T*, karasal gezgin televizyon sistemleri; *DVB-H*, *T-DMB*, *ISDB-T*, *Media FLO*, hücresel haberleşme sistemleri; *Flash-OFDM*, gezgin geniş bant haberleşme; *3GPP*, *High Speed OFDM Packet Access (HSOPA)*, kablosuz *MAN*; *IEEE 802.16*, gezgin geniş bant erişim *IEEE 802.20*, *IEEE 802.16e* ve *WiBro* da standartlaşmıştır. Ayrıca kablosuz kişisel ağ (*PAN*) *Ultra Wideband (UWB) IEEE 802.15.3a*'da kullanılması tavsiye edilmektedir.

OFDM'de gelen veri yıldız kümesine göre haritalandırılıp karmaşık değerli N adet sembole dönüştürülür. N adet sembolden oluşan gruba blok denilmektedir ve her blok ters Hızlı Fourier Dönüşümüne (*IFFT*) tabi tutulur ve seri olarak iletilir. Alıcıda ise *FFT* ile iletim verisi elde edilir. Anlaşılmasının daha kolay olması adına yapılan işlemler Ayrık Fourier Dönüşümü (*DFT*) ve Ayrık Ters Fourier Dönüşümü (*IDFT*) üzerinden anlatılacaktır. Pratikte ise daha az işlem gerektiren *FFT* ve *IFFT* kullanılmaktadır. İletilecek olan semboller $s[n]$ ile gösteriliyor olsun. Bir bloğun N noktalı *DFT* ve *IDFT*'si aşağıda gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} DFT\{s[n]\} = S[i] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j \frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \\ IDFT\{S[i]\} = s[n] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} S[i] e^{j \frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (45)$$

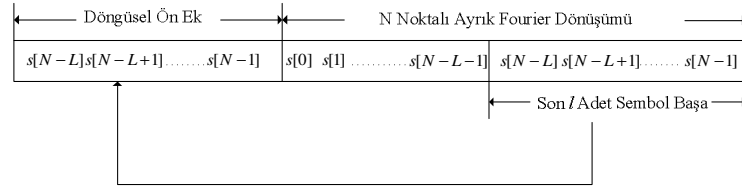
IDFT'si alınan sinyal seri olarak iletilmektedir. Alıcıdaki sinyal, iletim sinyallerinin kanal katsayılarıyla katlanmış ve gürültü eklenmiş halidir. Bilindiği gibi zamanda katlama işlemi frekansta çarpma işlemine denk gelmektedir. Ancak *IDFT* ya da *DFT* kullanıldığında bu katlama işlemi dögüsel katlama (*Circular Convolution*) adı verilen bir biçimde olursa bu kural geçerli olur.

$$\begin{aligned} y[n] = s[n] * h[n] &= h[n] * s[n] = \sum_k h[k] s[n-k] \\ y[n] = s[n] \otimes h[n] &= h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k] s[n-k]_N \end{aligned} \quad (46)$$

Yukarıdaki denklemlerde; doğrusal katlama ve dögüsel katlama işlemleri sırası ile $*$ ve \otimes sembolleri ile gösterilmektedir; $[n-k]_N$, $[n-k]$ modulo N anlamına gelmektedir. Dolayısıyla $s[n-k]_N$ 'nin aslında $s[n-k]$ 'nin periyodik hali olduğu açıktır. Bu durumda DFT için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$DFT\{y[n] = s[n] \otimes h[n]\} = S[i]H[i], 0 \leq i \leq N-1 \quad (47)$$

Gerçekte ise iletilen semboller kanal katsayıları ile doğrusal katlama işlemine uğrayarak alıcıya ulaşmaktadırlar. O halde doğrusal katlama işlemi dögüsel katlama işlemine dönüştürmek gereklidir. Yapılması gereken şey $s[n-k]$ 'nin periyodik veya dögüsel hale dönüştürülmesidir. Bu amaçla her $OFDM$ bloğunun baş tarafına bir ön ek eklenir.



Şekil 6. $OFDM$ bloğuna ön ek yerleştirilmesi.

Kanal uzunluğunun L olması durumunda yukarıdaki şekildeki gibi son L adet sembol başa eklenerek doğrusal katlama işlemi dögüsel katlamaya çevrilebilir. Dögüsel ön ek eklenmiş dizi $\tilde{s}[n]$ ile gösterilirse bu dizinin L uzunluğundaki $h[n]$ ile katlanması aşağıdaki biçimde olur.

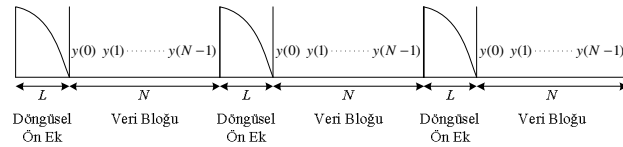
$$y[n] = \tilde{s}[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k] \tilde{s}[n-k] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k] s[n-k]_N = s[n] \otimes h[n] \quad (48)$$

Yukarıdaki denklemde gösterilen $y[n]$; L uzunluğundaki kanaldan geçerek alıcıya ulaşan sembol dizisidir. Aşağıda $y[n]$ 'in DFT ve $IDFT$ 'si alınarak iletim sembol dizisi $s[n]$ 'in elde edilişi gösterilmektedir.

$$y[n] = s[n] \otimes h[n] \Rightarrow Y[i] = S[i]H[i]$$

$$s[n] = IDFT\{Y[i]/H[i]\} = IDFT\{DFT\{y[n]\}/DFT\{h[n]\}\}$$
(49)

Yukarıdaki denklemden de görüldüğü gibi; $s[n]$ alıcıda hiçbir girişime uğramadan elde edilebilir. Aslında *OFDM*'de semboller arası girişim (*ISI*) yerine bloklar arasında girişim meydana gelir ve dögüsel ön ek yardımıyla bu girişim soğurur.

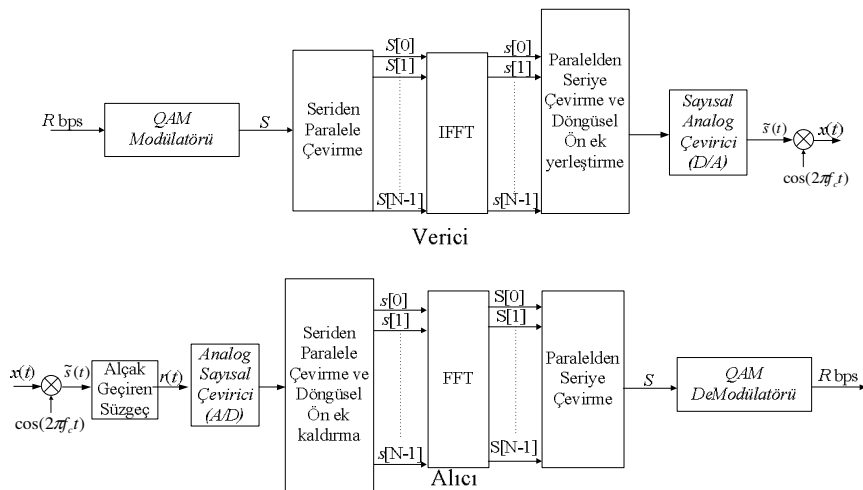


Şekil 7. Kanal çıkışındaki bloklar arasındaki girişim.

Doğal olarak ön ek eklenmesi iletişim hızını etkilemektedir. Bir paket için $N+l$ sembol süresi harcanmakta ancak N sembol gönderilmektedir. Dolayısıyla iletişim hızı aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\eta = N/(N+l)$$
(50)

Aşağıda *QAM* modülasyonu kullanan bir *OFDM* sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir [8].



Şekil 8. *OFDM* verici ve alıcısı.

Yapılan işlemleri matrislerle açıklamak bu işlemlerin anlaşılmasını kolaylaştırmaktadır. *DFT* matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\underline{\underline{F}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}, \quad W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad (51)$$

Yukarıda gösterilen $\underline{\underline{F}}$ matrisi $N \times N$ 'lik dik matristir yani $\underline{\underline{F}}^H \underline{\underline{F}} = \underline{\underline{F}} \underline{\underline{F}}^H = \underline{\underline{I}}$ 'dir. *IDFT* işlemi matrisel olarak gösterilirse bir *OFDM* iletim bloğu aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$\underline{s} = \underline{\underline{F}}^H \underline{S} \quad (52)$$

Alış dizisi matris biçiminde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} y[N-1] \\ y[N-2] \\ \vdots \\ y[0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h[0] & h[1] & \dots & h[L-1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h[0] & \dots & h[L-2] & h[L-1] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h[0] & \dots & h[L-2] & h[L-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s[N-1] \\ \vdots \\ s[0] \\ s[-1] \\ \vdots \\ s[-L-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v[N-1] \\ v[N-2] \\ \vdots \\ v[0] \end{bmatrix} \quad (53)$$

Alış vektörü daha sade biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\underline{y} = \underline{\underline{H}} \underline{s} + \underline{v} \quad (54)$$

Denklem (53)'teki alış vektörünün son L adet sembolü döngüsel ön ek ile ilgilidir ve semboller arasındaki girişimden etkilenmiştir. Son L adet sembolü iptal edildiğinde aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y[N-1] \\ y[N-2] \\ \vdots \\ y[0] \end{bmatrix}}_{\underline{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h[0] & h[1] & \dots & h[L-1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h[0] & h[1] & \dots & h[L-1] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h[0] & \dots & h[L-2] & h[L-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ h[2] & h[3] & \dots & h[L-3] & \dots & h[0] & h[1] \\ h[1] & h[2] & \dots & h[L-2] & \dots & 0 & h[0] \end{bmatrix}}_{\underline{\tilde{H}}} \underbrace{\begin{bmatrix} s[N-1] \\ s[N-2] \\ \vdots \\ s[0] \end{bmatrix}}_{\underline{s}} + \underbrace{\begin{bmatrix} v[N-1] \\ v[N-2] \\ \vdots \\ v[0] \end{bmatrix}}_{\underline{v}} \quad (55)$$

Döngüsel ön ek kaldırıldığında elde edilen $\underline{\tilde{H}}$ matrisi $N \times N$ 'lik döngüsel katlama matrisidir. $\underline{\tilde{H}}$ matrisi aşağıdaki gibi öz değerlerine ayrıştırılabilir.

$$\underline{\tilde{H}} = \underline{M} \underline{\Lambda} \underline{M}^H \quad (56)$$

Yukarıdaki denklemde \underline{M} birim matris ve $\underline{\Lambda}$ köşegenleri üzerinde $\underline{\tilde{H}}$ 'ın öz değerlerini bulduran matristir. Modülasyon sonucunda elde edilen \underline{s} vektörü *DFT* ile aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\underline{S} = \underline{F} \underline{s} \quad (57)$$

DFT matrisi \underline{F} ile \underline{M} arasında $\underline{F} = \underline{M}^H$ ilişkisi vardır. Alış vektörüne ilişkin aşağıdaki denklemleri yazmak mümkündür [8].

$$\begin{aligned}
 \underline{Y} &= \underline{F} \underline{y} \\
 &= \underline{F} [\underline{\tilde{H}} \underline{s} + \underline{v}] \\
 &= \underline{F} \underline{M} \underline{\Lambda} \underline{M}^H \underline{F}^H \underline{S} + \underline{F} \underline{v} \\
 &= \underline{M}^H \underline{M} \underline{\Lambda} \underline{F} \underline{F}^H \underline{S} + \underline{F} \underline{v} \\
 &= \underline{\Lambda} \underline{S} + \underline{F} \underline{v}
 \end{aligned} \quad (58)$$

Yukarıdaki denklemde \underline{F} birim matris olduğundan $\underline{F} \underline{v}$, \underline{v} ile aynı öz ilişki fonksiyonuna sahiptir ve sonuçta gürültü yine beyaz *Gaussian* gürültüsüdür ve aynı güce sahiptir.

Denklem (58)'ten de görüleceği gibi iletim sembolleri girişimsiz olarak ve farklı paralel kanallardan geçmiş biçimde alıcıda elde edilmiştir. Aşağıda N adet alt taşıyıcılı *OFDM* ile iletilen sembollerin, uyumlu (*matched*) filtreleme, dögüsel ön ek kaldırma ve *FFT* işleminden sonra alıcıdaki biçimi gösterilmektedir.

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} \alpha^t(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha^t(1) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \alpha^t(N-1) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{N-1} \end{bmatrix}}_{\underline{S}} + \underline{N} \quad (59)$$

Yukarıdaki ifadede $\alpha^t(k)$; k 'inci alt taşıyıcıya ilişkin kanalı ifade eden katsayının t anındaki değerini göstermektedir.

$$\alpha^t(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h^t(l) e^{-j2\pi k \Delta f \tau_l} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (60)$$

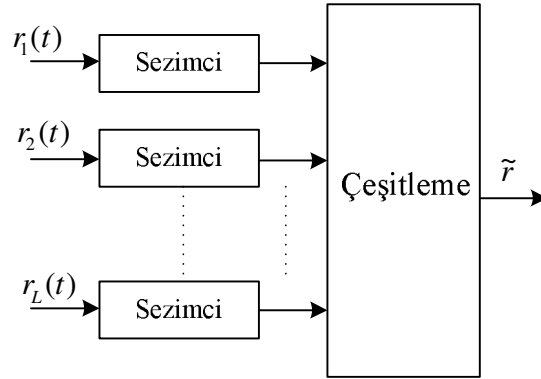
OFDM geniş bantlı frekans seçici sönümlemeli bir kanalı birçok paralel dar bantlı düz sönümlemeli kanala dönüştürür. *OFDM* ön ek nedeniyle hızda bir miktar düşmeye ve biraz fazla güç harcanmasına neden olur. Bu sebeple verimliliği arttırmak için bloklar mümkün olduğunca uzun seçilmelidir. Blok uzunluğu seçilirken kanalın uyum zamanı T_o dikkate alınmalı ve kanalın bir blok boyunca sabit kaldığı varsayımının geçerliliği garanti edilmelidir. Ayrıca *Doppler* kayması alt taşıyıcıların bir biri ile girişime uğramasına neden olabilir ve blok uzunluğu seçilirken buna da dikkat etmek gerekir.

1.5. Alıcı Anten Çeşitlemesi

Bağımsız sönümleme yollarından çok sayıda alıcı antene ulaşan sinyallerin uygun bir biçimde toplandığı çeşitleme yöntemidir. Farklı alıcı antenlerden alınan sinyaller başarıımı ve karmaşıklığı farklı olan birçok yöntemle toplanabilir. Çoğu toplama yöntemi doğrusaldır. Toplama işlemi; *RF* kısımda yapılıyor ise sezimleme öncesi toplama

(*predetection*), temel banıtta yapıyor ise sezimleme sonrası (*postdetection*) toplama olarak isimlendirilir [20].

Aşağıdaki şekilde çok sayıdaki alıcı antenden alınan sinyallerin doğrusal olarak sezimleme sonrası toplanması gösterilmektedir.



Şekil 9. Sezimleme sonrası çeşitleme.

Şekil (9)'daki alıcıya gelen sinyaldeki iletim sinyali $\tilde{s}_m(t)$ ise çeşitleme dallarındaki karmaşık zarf sinyalleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{r}_k(t) = \alpha_k \tilde{s}_m(t) + \tilde{n}_k(t), k = 1, \dots, L \quad (61)$$

Yukarıdaki denklemde; $\alpha_k = a_k e^{-j\phi_k}$ k 'inci dala ilişkin sönümleme kazancını göstermektedir. Dallardaki AWGN gürültüleri $\tilde{n}_k(t)$, birbirinden bağımsızdır. Alış sinyalleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{r}_k = \alpha_k \tilde{s}_m + \tilde{n}_k, k = 1, \dots, L \quad (62)$$

Çeşitleme dallarındaki kanal katsayıları arasındaki ilinti aslında sıfır olmayabilir; ancak çoğu kez analizleri kolaylaştırmak için sıfır olarak kabul edilir. İlintili çeşitleme dalları çeşitleme kazancında düşüşe neden olmaktadır. Sönümleme dağılımı da çeşitleme kazancını etkilemektedir. Prensipte olarak çeşitleme; *Rayleigh* sönümleme için *Ricean* sönümlemesine göre daha fazla iyileştirme sağlar. *Ricean* sönümlemede K faktörü arttıkça

değişik çeşitleme dallarındaki ani sinyal gürültü oranlarındaki farklılık azalır. Öte yandan *Ricean* sönümlemedeki başarımlar aynı sinyal gürültü oranı ve çeşitleme mertebesi için her zaman *Rayleigh* sönümlemesinden daha yüksek olur. Bu çalışmada incelenen çeşitleme yöntemlerinde kanalda *Rayleigh* sönümlemesi olduğu varsayılmıştır.

1.5.1. Seçmeli Toplama

Seçmeli toplama (*SC*) ile daima en yüksek sinyal gürültü oranına sahip olan dal seçilmektedir. Şekil (9)'da gösterilen alıcıda yapılan işlem *SC* kullanılması durumunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{r} = \max_{|\alpha_k|} \tilde{r}_k \quad (63)$$

Tüm çeşitleme dalları için karmaşık kanal katsayısı α_k 'nın sürekli olarak takibini gerektirdiği için sürekli iletim yapan radyo sistemlerinde *SC* kullanılması pek pratik olmamaktadır. Böyle bir takip işlemi gerçekleştirilebiliyorsa en büyük oranda toplama (*maximum ratio combining (MRC)*) kullanılması daha iyi sonuç verecektir. *MRC* kullanılması karmaşıklığı kanal katsayılarının sürekli takibine göre çok ta arttırmamaktadır. *TDMA* kullanılan sistemlerde ise *SC*'nin bir biçimi bazen kullanılmaktadır. Bu amaçla *TDMA* paketi iletilmeden önce çeşitleme dalı seçilmektedir. Bu yaklaşımda *TDMA* paketi boyunca kanalın önemli bir değişim göstermemesi gerekmektedir. Bu kısımda yapılan işlemlerde ise seçme işleminin sürekli olduğu kabul edilmektedir.

Rayleigh sönümlemede alıcıdaki k 'ıncı daldaki anlık sinyal gürültü oranı aşağıdaki dağılıma sahiptir.

$$p_{\gamma_k}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad (64)$$

Yukarıdaki denklemde $\bar{\gamma}_c$ daldaki ortalama *SNR* değerini göstermektedir. İdeal durumda *SC* ile en yüksek *SNR* değerine sahip dal seçilmektedir. Seçmeli çeşitleme sonrasında elde edilecek olan *SNR* aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\gamma_s^S = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} \quad (65)$$

Yukarıdaki denklemde L dalların sayısını belirtmektedir. Çeşitleme dallarındaki sönmülemeler birbirinden bağımsız ise toplamsal dağılım fonksiyonu (*cdf*) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_{\gamma_s^S}(x) = P[\gamma_1 \leq x, \gamma_2 \leq x, \dots, \gamma_L \leq x] = [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^L \quad (66)$$

Yukarıdaki denklemin türevi alınırsa olasılık yoğunluk fonksiyonu (*pdf*) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$p_{\gamma_s^S}(x) = \frac{L}{\bar{\gamma}_c} [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad (67)$$

Seçmeli çeşitlemedeki ortalama *SNR* değeri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\bar{\gamma}_s^S = \int_0^{\infty} x p_{\gamma_s^S}(x) dx = \int_0^{\infty} \frac{Lx}{\bar{\gamma}_c} [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} dx = \bar{\gamma}_c \sum_{k=1}^L \frac{1}{k} \quad (68)$$

Yavaş sönmüleme için bit hata olasılığı $\bar{\gamma}_s^S$ 'nin *pdf*'si üzerinden ortalama alınarak elde edilebilir. Örneğin bir ikili *DPSK* modülasyonunda bit hata olasılığı aşağıdaki gibidir.

$$p_b(\gamma_s^S) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_s^S} \quad (69)$$

Seçmeli çeşitleme kullanıldığında ise ikili *DPSK*'nın bit hata olasılığı (BER) aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
 p_b &= \int_0^{\infty} p_b(x) p_{\gamma_s}(x) dx = \int_0^{\infty} \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} e^{-(1+1/\bar{\gamma}_c)x} (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c})^{L-1} dx \\
 &= \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n \int_0^{\infty} e^{-(1+(n+1)/\bar{\gamma}_c)x} dx = \frac{L}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{\binom{L-1}{n} (-1)^n}{1+n+\bar{\gamma}_c}
 \end{aligned} \tag{70}$$

Yukarıdaki denklemde *binom* açılımı kullanılmıştır. *Binom* açılımı aşağıda gösterilmektedir.

$$(1-x)^{L-1} = \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n x^n \tag{71}$$

1.5.2. En Büyük Oranda Toplama (MRC)

En büyük oranda toplama (*MRC*) ile çeşitleme dalları kendi karmaşık kanal katsayıları ile orantılı bir şekilde ağırlıklandırılıp toplanmaktadır [21]. *MRC*'de *en büyük olabilirlikli sezimleme (MLD)* kullanılmaktadır. *MRC*'deki çeşitleme dallarına ilişkin alışı sinyalleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{r} = (\tilde{r}_1, \tilde{r}_2, \dots, \tilde{r}_L) \tag{72}$$

Yukarıdaki denklemde gösterilen \tilde{r} vektörü çok değişkenli *Gaussian* dağılımına sahiptir.

$$\begin{aligned}
 p(\tilde{r} | \alpha, \tilde{s}_m) &= \prod_{k=1}^L \prod_{i=1}^N \frac{1}{2\pi N_0} \exp\left\{-\frac{1}{2N_0} |\tilde{r}_{k,i} - \alpha_k \tilde{s}_{m,i}|^2\right\} \\
 &= \frac{1}{(2\pi N_0)^{LN}} \exp\left\{-\frac{1}{2N_0} \sum_{k=1}^L |\tilde{r}_k - \alpha_k \tilde{s}_m|^2\right\}
 \end{aligned} \tag{73}$$

Alıcıda *MLD* işleminde \tilde{s}_m sinyali aşağıdaki metriği maksimum yapan sinyal olarak seçilir.

$$\mu(\tilde{s}_m) = -\sum_{k=1}^L |\tilde{r}_k - \alpha_k \tilde{s}_m|^2 = -\sum_{k=1}^L \left\{ |\tilde{r}_k|^2 - 2\operatorname{Re}(\alpha_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) + |\alpha_k|^2 |\tilde{s}_m|^2 \right\} \quad (74)$$

Yukarıdaki denklemdeki $\sum_{k=1}^L |\tilde{r}_k|^2$ ifadesinin sezimleme üzerinde etkisi yoktur ve $|\tilde{s}_m|^2 = 2E_m$ 'dir. Aşağıdaki metriği maksimum yapan sinyal iletim sinyali olarak kabul edilebilir.

$$\begin{aligned} \mu_2(\tilde{s}_m) &= \sum_{k=1}^L \operatorname{Re}(\alpha_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) - E_m \sum_{k=1}^L |\alpha_k|^2 \\ &= \sum_{k=1}^L \operatorname{Re} \left\{ \alpha_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} - \sum_{k=1}^L |\alpha_k|^2 E_m \end{aligned} \quad (75)$$

Olası iletim sinyallerin enerjisi birbirine eşit ise denklem (75)'teki son terimin göz önüne alınmasına gerek yoktur.

$$\mu_3(\tilde{s}_m) = \sum_{k=1}^L \operatorname{Re}(\alpha_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) = \sum_{k=1}^L \operatorname{Re} \left\{ \alpha_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} \quad (76)$$

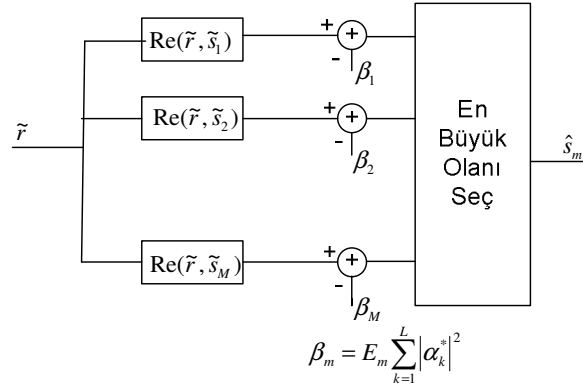
ML alıcısının alternatif bir biçimi de denklem (75)'teki metriğin aşağıdaki gibi tekrar yazılması ile elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \mu_4(\tilde{s}_m) &= \operatorname{Re} \left(\sum_{k=1}^L \alpha_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m \right) - E_m \sum_{k=1}^L |\alpha_k|^2 \\ &= \int_0^T \operatorname{Re} \left\{ \left(\sum_{k=1}^L \alpha_k^* \tilde{r}_k(t) \right) \tilde{s}_m^*(t) \right\} dt - \sum_{k=1}^L |\alpha_k|^2 E_m \end{aligned} \quad (77)$$

Şekil (9)'da gösterilen çeşitleme alıcısında *MRC*'de aşağıdaki toplam elde edilir.

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^L \alpha_k^* \tilde{r}_k \quad (78)$$

Aşağıdaki şekilde denklem (78)'de elde edilen alış sinyalinin *MRC*'de bir metrik hesaplayıcısına uygulanışı gösterilmektedir.



Şekil 10. *MRC* için metrik hesaplayıcı.

Ağırlıklandırma, fazları eşitleme ve toplama işleminden sonra; bileşik sinyalin zarfı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$a_M = \sum_{k=1}^L a_k^2 \quad (79)$$

Dallardaki gürültülerin ağırlıklandırılmış toplamı da aşağıdaki gibidir.

$$\sigma_{n,top}^2 = N_0 \sum_{k=1}^L a_k^2 \quad (80)$$

MRC çıkışındaki *SNR* aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\gamma_S^{mr} = \frac{a_M^2 E_{ort}}{\sigma_{n,top}^2} = \sum_{k=1}^L \frac{a_k^2 E_{ort}}{N_0} = \sum_{k=1}^L \gamma_k \quad (81)$$

Yukarıdaki denklemde $\gamma_k = a_k^2 E_{ort} / N_0$ ve E_{ort} kullanılan yıldız kümesindeki sembollerin ortalama enerjisini göstermektedir.

MRC dallarının güçleri dengeli ve bu dallara ilişkin kanal katsayıları ilintisiz ise γ_s^{mr} $2L$ derecesinde bağımsız *chi-square* dağılımına sahip olur.

$$p_{\gamma_s^{mr}}(x) = \frac{1}{(L-1)! (\bar{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad (82)$$

$$\bar{\gamma}_c = E[\gamma_k]; k = 1, 2, \dots, L$$

MRC çıkışındaki *SNR*'ye ilişkin *cdf* aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$F_{\gamma_s^{mr}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (83)$$

Denklem (81) aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\bar{\gamma}_s^{mr} = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_k = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_c = L \bar{\gamma}_c \quad (84)$$

MRC ile birlikte *BPSK* modülasyonu kullanılıyor ise bit hata olasılığı aşağıdaki biçimde bulunabilir:

$$p_b = \int_0^{\infty} p_b(x) p_{\gamma_s^{mr}}(x) dx$$

$$= \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2x}) \frac{1}{(L-1)! (\bar{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} dx \quad (85)$$

$$= \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^k$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}}$$

1.5.3. Eşit Kazançlı Toplama

Eşit kazançlı toplama (*EGC*) ile *MRC* birbirine benzerlik gösterirler. *EGC*'de çeşitleme dallarındaki sinyallerin fazları birbirine eşit yapılır ancak *MRC*'deki gibi bir ağırlıklandırma yapılmaz [21]. *EGC*; sembollerin eşit enerjiye sahip olduğu *MPSK* modülasyonları için daha uygundur. Yıldız kümesindeki sembollerin enerjilerinin eşit olarak dağılmadığı modülasyonlarda ise $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L)$ kanal katsayılarının bilinmesi gerektiğinden *MRC* kullanılması daha uygun olmaktadır. *EGC*'de aşağıda gösterilen metrik maksimum yapılmaktadır.

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{s}_m) &= \sum_{k=1}^L \operatorname{Re}(\tilde{r}_k e^{-j\phi_k}, \tilde{s}_m) \\ &= \sum_{k=1}^L \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi_k} \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} \end{aligned} \quad (86)$$

Yukarıda gösterilen metrik aşağıdaki biçimde de yazılabilir.

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{s}_m) &= \operatorname{Re} \sum_{k=1}^L (e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k, \tilde{s}_m^*) \\ &= \int_0^T \operatorname{Re} \left\{ \left(\sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k(t) \right) \tilde{s}_m^*(t) \right\} dt \end{aligned} \quad (87)$$

Şekil (9)'da gösterilen toplayıcı *EGC*'de aşağıdaki toplama işlemini gerçekleştirmektedir.

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k \quad (88)$$

Denklem (88)'de elde edilen toplam, Şekil (10)'da gösterilen metrik hesaplayıcıya uygulanabilir; ancak *EGC*'de ağırlıklandırma katsayıları $\beta_m = 0, m = 1, \dots, L$ biçimindedir. Fazları düzeltme ve toplama işleminin ardından elde edilen sinyalin zarfı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$a_E = \sum_{k=1}^L a_K \quad (89)$$

EGC'de dallardaki gürültülerin güçlerinin toplamı LN_0 olur ve *EGC* çıkışındaki sinyal gürültü oranı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\gamma_S^{eg} = \frac{a_E^2 E_{ort}}{LN_0} \quad (90)$$

EGC sonrasında elde edilen sinyal gürültü oranına ilişkin *cdf* ve *pdf* $L>2$ için kapalı bir biçimde mevcut değildir. Öte yandan $L=2$ için $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_c$ 'dir ve *cdf* aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_{\gamma_S^{eg}}(x) = 1 - e^{-2x/\bar{\gamma}_c} - \sqrt{\pi} \frac{x}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(1 - 2Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\bar{\gamma}_c}}\right) \right) \quad (91)$$

Yukarıdaki denklemin türevi alınırsa *pdf* aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$p_{\gamma_S^{eg}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-2x/\bar{\gamma}_c} + \sqrt{\pi} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(\frac{1}{2\sqrt{x\bar{\gamma}_c}} - \frac{1}{\bar{\gamma}_c} \sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \left(1 + 2Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\bar{\gamma}_c}}\right) \right) \quad (92)$$

EGC çıkışındaki ortalama sinyal gürültü oranı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_S^{eg} &= \frac{E_{ort}}{LN_0} E\left[\left(\sum_{k=1}^L a_k\right)^2\right] \\ &= \frac{E_{ort}}{LN_0} \sum_{j=1}^L \sum_{l=1}^L E[a_k a_l] \end{aligned} \quad (93)$$

Rayleigh sönümlenmesinde $E[a_k^2] = 2\sigma^2$ ve $E[a_k] = \sqrt{\pi/2}\sigma$ ve dallardaki sönümlenme katsayıları ilintisiz ise $E[a_k a_l] = E[a_k]E[a_l]; k \neq l$ biçimindedir. Buna göre *EGC* çıkışındaki ortalama sinyal gürültü oranı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_s^{egs} &= \frac{E_{ort}}{LN_0} \left(2L\sigma^2 + L(L-1) \frac{\pi\sigma}{2} \right) \\ &= \frac{2\sigma^2 E_{ort}}{N_0} \left(1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right) \\ &= \bar{\gamma}_c \left(1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right)\end{aligned}\tag{94}$$

İki dallı *EGC* için hata olasılığı denklem (92)'deki *pdf* kullanılarak elde edilebilir. Örneğin *BPSK* için iki dallı *EGC* sonrasındaki bit hata olasılığı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}p_b &= \int_0^\infty p_b(x) p_{\bar{\gamma}_s^{egs}}(x) dx = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \mu^2} \right) \\ \mu &= \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_c}\end{aligned}\tag{95}$$

1.5.4. Anahtarlamalı Çeşitleme

Anahtarlamalı çeşitlemede; çeşitleme dalları taranarak sinyal gürültü oranı belli bir eşik değerinin üzerinde olan dal seçilir. Seçilen dal; o daldaki sinyal gürültü oranı eşik değerinin altına düşünceye dek kullanılmaya devam eder. Anahtarlamalı çeşitlemenin en önemli avantajı sadece bir adet sezimci gerektirmesidir. Anahtarlamalı çeşitlemenin birçok biçimi bulunmaktadır. Bu kısımda anahtarlamalı çeşitlemenin anahtarla ve bekle (*SSC*) olarak isimlendirilen biçiminin iki dallı olanı incelenecektir. *SSC*'de seçilen daldaki sinyal gürültü oranı belirlenen eşik üzerinde olduğu sürece seçilen dal değiştirilmez. *SSC*'de seçilen daldaki sinyal gürültü oranı, diğer dalların biri ya da birkaçındaki sinyal gürültü oranından daha düşük bir değere sahip olabilir.

İki dallı SSC'deki dallara ilişkin sinyal gürültü oranları γ_1 , γ_2 ve eşik T ile gösteriliyor olsun. Denklem (64) kullanılarak γ_i 'nin T eşiği altında olması olasılığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} q &= \Pr[\gamma_i < T] \\ &= 1 - e^{-T/\bar{\gamma}_c} \end{aligned} \quad (96)$$

Benzer şekilde γ_i 'nin S 'den daha düşük olması olasılığı da aşağıdaki gibidir.

$$q = 1 - e^{-S/\bar{\gamma}_c} \quad (97)$$

Anahtarlamalı çeşitlemenin çıkışındaki sinyal gürültü oranı γ_s^{sw} ile gösteriliyor ise γ_s^{sw} için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\Pr[\gamma_s^{sw} \leq S] = \Pr\left\{ \gamma_s^{sw} \leq S \mid \gamma_s^{sw} = \gamma_1 \right\} \cup \left\{ \gamma_s^{sw} \leq S \mid \gamma_s^{sw} = \gamma_2 \right\} \quad (98)$$

İstatiksel olarak γ_1 ve γ_2 eşdeğer olduğundan, γ_1 'in kullanılıyor olduğu varsayılabilir.

$$\Pr[\gamma_s^{sw} \leq S] = \begin{cases} \Pr[\{\gamma_1 \leq T\} \cap \{\gamma_2 \leq S\}], & S < T \\ \Pr[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \cup \{\gamma_1 \leq T \cap \gamma_2 \leq S\}], & S \geq T \end{cases} \quad (99)$$

$S < T$ bölgesi γ_1 'in T eşiğinin altına düştüğü ve ikinci dalın seçilmesi gereken bölgeyi belirtir ancak burada $\gamma_2 \leq S$ olduğundan anahtarlamalı çeşitleme çıkışındaki SNR, $\gamma_s^{sw} \leq S$ olur. $S \geq T$ bölgesinde ise birinci dala ilişkin SNR eşik değeri T 'den büyük ancak S 'den küçüktür ya da birinci dala ilişkin SNR eşik değerinin altında iken ikinci dala ilişkin SNR; S 'den küçüktür. Dallara ilişkin SNR değerleri birbirinden bağımsız olduğundan denklem (99)'daki olasılık ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\Pr[\{\gamma_1 \leq T\} \cap \{\gamma_2 \leq S\}] &= qp \\ \Pr[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \cup \{\gamma_1 \leq T \cap \gamma_2 \leq S\}] &= p - q + qp\end{aligned}\quad (100)$$

Buradan $\Pr[\gamma_s^{SW} \leq S]$ aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\Pr[\gamma_s^{SW} \leq S] = \begin{cases} qp, & S < T \\ p - q + qp, & S \geq T \end{cases} \quad (101)$$

Anahtarlamalı çeşitlemede seçilecek olan eşik değerinin, başarımlar üzerinde önemli bir etkisi vardır. Dallara ilişkin sinyal gürültü oranı birçok dış etkiye bağlı olarak değiştiğinden, eşik değerinin de uyarlamalı bir biçimde seçilmesi uygun olacaktır.

Anahtarlamalı çeşitleme sonrasındaki sinyal gürültü oranı γ_s^{SW} 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıda gösterilmektedir.

$$p_{\gamma_s^{SW}} = \begin{cases} q \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c}, & x < T \\ (1+q) \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c}, & x \geq T \end{cases} \quad (102)$$

İkili DPSK modülasyonu kullanıldığı varsayılır ise hata olasılığı aşağıdaki biçimde elde edilebilir.

$$p_b = \int_0^{\infty} p_b(x) p_{\gamma_s^{SW}}(x) dx = \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_c)} (q + (1-q)e^{-T}) \quad (103)$$

Yukarıdaki denklemde q anahtarlama yapma olasılığını göstermektedir.

1.6. Verici Tarafda Çok Sayıda Anten Kullanılması

Hem vericide hem de alıcıda çok sayıda anten bulunan sistemlere çok girişli çok çıkışlı sistemler (*MIMO*) denilir. Verici tarafda çok sayıda anten kullanılması çeşitlemenin yanı sıra veri hızında artışı da sağlayabilir. *MIMO* sistemlerin, tek antenli sistemlere göre büyük bir kapasite kazancı potansiyeline sahip oldukları [22] ve [23]'te gösterilmiştir. Verici tarafda N ; alıcı tarafda da M adet antenin olduğu bir sistemde, N ve M 'den hangisi daha küçükse en az onun sayısı kadar sembol, bir sembol periyodu sürede iletilebilir. Çok antenli bir sistemde veri hızı kapasitesi verici anten sayısı ile doğrusal olarak değişmektedir. Eğer $M \geq N$ ise bir sembol periyodunda N adet sembol iletilebilir ve $M-N+1$ 'inci mertebeden çeşitleme kazancı elde edilebilir. Eğer iletim hızında bir artış yapılmazsa ulaşılabilecek en büyük çeşitleme mertebesi MN kadardır. *MIMO* sistemlerde çeşitleme mertebesi ve yüksek veri hızından aynı anda tam kapasite ile faydalanılamamaktadır. Bu çalışmada *MIMO* sistemler ile sağlanabilen çeşitleme kazancı üzerinde durulmuştur. *MIMO* sistemler ile sağlanabilecek kapasite artışı ile ilgili daha ayrıntılı bilgi [24], [25] ve [26]'dan elde edilebilir.

Verici anten çeşitlemesinin en önemli kazancı çok sayıda anten kullanmanın sonucu oluşacak olan karmaşıklığın verici tarafda oluşmasıdır. Bir vericinin hizmet ettiği çok sayıda alıcı; çoklu anten kullanmanın doğuracağı donanımsal, fiziksel ve maddi sorunlara verici anten çeşitlemesi sayesinde katlanmak zorunda kalmaz.

Verici anten çeşitlemesi tasarımı, karmaşık kanal katsayılarının verici tarafda bilinip bilinmediğine bağlıdır. Zaman paylaşımli olarak iki yönlü haberleşmenin yapıldığı sistemlerde (*TDD*), aynı taşıyıcı belli zamanlarda ileriye doğru belli zamanlarda geriye doğru veri taşır. Kanal da resiprok olduğundan, verici tarafda kanal katsayılarını elde etmek mümkün olabilir. Bu çeşitleme daha çok kanalın yavaş değiştiği durumlar için uygundur. Kanal katsayıları verici tarafda biliniyor ise tasarım alıcı anten çeşitlemesi ile oldukça benzer. İki yönlü haberleşme frekans paylaşımı ile yapılıyor ise (*FDD*) kanal resiprok olmaz ve vericide kanal katsayılarını elde etmek mümkün olamayabilir. Kanal katsayıları verici tarafda bilinmiyor ise uzay-zaman çeşitleme olarak isimlendirilen teknikle çeşitleme kazancından faydalanılabilir.

1.6.1. Kanal Bilgisinin Vericide Bilinmesi Durumundaki Verici Anten Çeşitlemesi

L adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan bir sistemi göz önüne alalım. Verici antenler ile alıcı anten arasındaki kanal katsayıları $\alpha_i = a_i e^{-j\phi_i}$ biçiminde gösteriliyor olsun. Sembol başına ortalama E_s kadar bir enerji düştüğünü ve iletilecek olan sinyalin $s(t)$ ile gösteriliyor olduğunu varsayalım. İletim sinyali bir i anteninden iletilmeden önce $\beta_i = \alpha_i e^{j\phi_i}$ karmaşık kazanç katsayısı ile çarpılır; böylece alıcı tarafa ulaşan sinyallerin hem eşit fazda olmaları hem de *MRC*'de olduğu gibi ağırlıklandırılmaları sağlanır. Alıcıda en büyük *SNR* değerini elde edebilmek için α_i 'nin aşağıdaki gibi olması gerekir:

$$\alpha_i = \frac{a_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^L a_i^2}} \quad (104)$$

Alıcı antene ulaşan sinyali temel bantta aşağıdaki gibi yazmak mümkündür.

$$r = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=1}^L \frac{a_i^2}{\sqrt{\sum_{i=1}^L a_i^2}} s + n \quad (105)$$

Yukarıdaki denklemde n sıfır ortalamalı ve varyansı N_0 olan karmaşık *Gaussian* gürültüsünü temsil etmektedir. Vericiden çıkan toplam enerjinin E_s olabilmesi için iletim sinyali $\frac{1}{\sqrt{L}}$ ile çarpılmaktadır. Alıcıdaki işarete ilişkin ortalama *SNR* aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{\gamma}^{imr} = \frac{1}{L} \frac{\left(\frac{\left(\sum_{i=1}^L a_i^2 \right)^2 E_s}{\sum_{i=1}^L a_i^2} \right)}{N_0} = \frac{1}{L} \frac{\sum_{i=1}^L a_i^2 E_s}{N_0} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \bar{\gamma}_i \quad (106)$$

Yukarıdaki denklemden de görüleceği gibi bu çeşitlemede elde edilen ortalama SNR değeri ile MRC ile neredeyse aynıdır. Tek fark toplam çıkış gücünü sabit tutarak, verici antenlere gücün eşit olarak paylaştırılmasından kaynaklanır. Sonuç olarak bu çeşitlemede MRC 'ye göre $10 \log(L)$ kadar daha düşük bir kazanç elde edilir.

1.6.2. Kanal Bilgisinin Vericide Bilinmediği Durumdaki Verici Anten Çeşitlemesi

İlk biçimi gecikme çeşitlemesi olarak isimlendirilen yöntemdir [27], [28]. Gecikme çeşitlemesinde sinyal bir antenden iletilirken belli bir süre geciktirilmiş olan biçimi diğer antenden iletilir. Ancak daha etkili yöntemler kullanarak daha yüksek mertebeli çeşitleme kazancı elde edilebilir. Bu çalışmada uzay-zaman çeşitlemesi olarak isimlendirilen verici anten çeşitlemesi üzerinde durulmuştur.

1.6.2.1. Uzay-Zaman Çeşitlemesi

Uzay-zaman çeşitlemesinde farklı antenlerden iletilen sinyallerin geçtiği kanalların arasındaki ilintinin zamana ve iletim antenine göre değişmesinden faydalanılır. Uzay-zaman çeşitlemesinden faydalanabilmek için uzay-zaman kodlaması yapılır. Uzay-zaman kodlama için temel başarımlı ölçütleri [29] ve [30]'da gösterilmiştir.

Tarokh, *Seshadri* ve *Calderbank* iki ve dört verici anten için uzay-zaman *trellis* kodu adını verdikleri birkaç kod sunmuşlardır [29]. Ancak uzay-zaman *trellis* kodlamasının sezimleme karmaşıklığı oldukça yüksektir. *Alamouti* iki verici anten ve herhangi sayıdaki alıcı anten kullanabilen basit bir çeşitleme yöntemi önermiştir [31]. *Alamouti* yöntemi aynı zamanda doğrusal en büyük olabirlikli sezimleme kullanımına olanak vermektedir. *Alamouti*'nin tekniği dikgen tasarım teorisi kullanılarak herhangi bir sayıdaki verici anten için *Tarokh*, *Jafarkhani* ve *Calderbank* tarafından geliştirilmiş ve elde edilen sonuçlar uzay-zaman blok kodlama (*STBC*) olarak isimlendirilerek yayınlanmıştır [32]. *STBC* dikgen kod matrisine sahip olduğundan aynı zamanda dikgen uzay-zaman blok kodlama (*OSTBC*) olarak ta bilinmektedir.

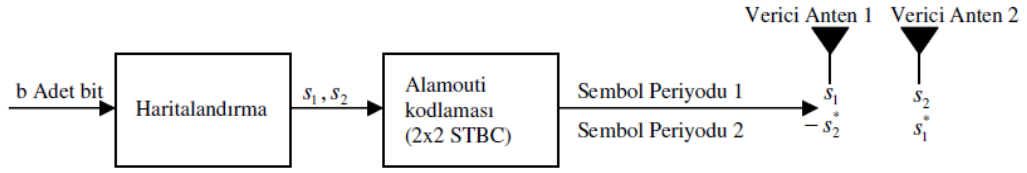
1.6.2.2. Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodlama

Kablosuz bir haberleşme sisteminde N adet verici anten ile M adet alıcı anten kullanıp NM 'inci mertebeden bir çeşitlemeyi düşük bir kod çözme karmaşıklığı ile elde etmek amacı ile dikgen uzay-zaman blok kodlama (*OSTBC*) kullanılmaktadır [31]-[32]. Bu sayede birden fazla sayıdaki anten güç ve boyut kısıtlaması olmayan baz istasyonlarında kullanılabilir. *OSTBC* kullanıldığında; hareketli, fiziksel açıdan küçük, güç sınırlaması olan istasyonlarda, birden fazla anten kullanılması mecburiyeti bulunmaz ve kod çözme karmaşıklığı düşük olduğundan güç tüketiminde fazla bir artış olmaz.

Uzay-zaman blok kodlama kavramı aslında ilk olarak *Alamouti* [31] tarafından bulunmuştur. *Alamouti* kodlamasını açıklayabilmek için iki adet verici anten ($N=2$) ve bir adet ($M=1$) alıcı anten olan bir sistemi göz önüne alalım. İletilecek olan b adet bitin 2^b tane karmaşık ya da gerçel elemanı olan bir yıldız kümesi ile haritalandırılıp semboller halinde iletildiğini varsayalım. İletilecek olan iki adet sembol aralarında bağımsız kanal koşullarını sağlayacak kadar mesafe bulunan iki tane verici antenden aynı anda toplam iki sembol periyodu süresince uygun şekilde kodlanıp iletilirse basit bir şekilde ayrıştırılıp çeşitleme kazancından faydalanılabilir. Bu işlemi *Alamouti* kodu olarak isimlendirilen kod ile gerçekleştirebilmekteyiz. Aşağıda *Alamouti* kodu gösterilmektedir.

$$\underline{\underline{C}}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (107)$$

Yukarıda gösterilen 2×2 'lik kod matrisinin aynı sütunundaki elemanlar aynı iletim anteninden farklı sütunundaki elemanlar ise farklı iletim anteninden iletilir. Yukarıdaki kod matrisinin her bir satırı bir sembol periyodu kadar sürede iletilir. Buna göre iletilen toplam iki adet sembol iki sembol periyodunda ve iki iletim anteninden iletilir. Şekil (11)'de bu sisteme ilişkin bir blok diyagram gösterilmektedir.



Şekil 11. Alamouti Kodlaması

Alamouti kodlaması ile iletilen semboller iletim kanalından geçip alıcıya ulaştıklarında alış vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \underline{C}\underline{H} + \underline{N} = \underline{C} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (108)$$

Yukarıdaki denklemde; α_1, α_2 verici antenler ile alıcı anten arasındaki karmaşık *Gaussian* kanal katsayılarını ve n_1, n_2 karmaşık *Gaussian* gürültülerini göstermektedir. Denklem (108)'den faydalanarak aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$\underline{R}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix}}_{\underline{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}}_{\underline{S}} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}}_{\underline{N}'} \quad (109)$$

Yukarıdaki denklemde \underline{A}_1 ile gösterilen matris sanal kanal kod matrisi olarak isimlendirilmektedir. Alış vektörünü sanal kanal kod matrisine göre yazmak kod çözme ve sezimleme daha kolay anlaşılır hale getirmektedir. Denklem (109) sanal kanal kod matrisinin *Hermitian*'ı ile çarpılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\underline{A}_1^H \underline{R}' = \begin{bmatrix} \alpha_1^* & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix} \underline{S} + \underline{A}_1^H \underline{N}' = \begin{bmatrix} |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \underline{A}_1^H \underline{N}' \quad (110)$$

Yukarıdaki denklemden de görüleceği gibi iletilen iki sembol kanal katsayıların genliklerinin karelerinin toplamı ile çarpılarak alıcıda elde edilmektedir. Sanal kanal kod

matrisinin *Hermitian*'ı ile gürültü vektörünün çarpımı ise gürültü türünü ve gücünü değiştirmemektedir. İletim sembolleri birbirinden bağımsız olarak aşağıdaki gibi sezimlenebilir.

$$\min_{\tilde{c}} \left\| \underline{\underline{R}} - \underline{\underline{\tilde{C}}} \underline{\underline{H}} \right\|_F^2 \quad (111)$$

Yukarıdaki denklemde $\underline{\underline{\tilde{C}}}$ olası iletim sembollerini içeren *STBC* kod matrisidir. Sezimleme aşağıdaki biçimde de yapılabilir.

$$\min_{\tilde{s}_1, \tilde{s}_2} \left\| \underline{\underline{R'}} - \underline{\underline{A}}_1 \underline{\underline{\tilde{S}}} \right\|_F^2 \quad (112)$$

Yukarıdaki denklemi en küçük yapan \tilde{s}_1 ve \tilde{s}_2 iletim sembolleri olarak sezimlenebilir.

İkiden fazla iletim anteni kullanıldığında kod matrisinin yapısının nasıl olacağı [32]'de gösterilmektedir. *STBC* kodlarını gerçel ve karmaşık olmak üzere iki kısımda incelemek daha uygun olacaktır.

1.6.2.2.1. Gerçel *STBC* Kod Matrisi Tasarımı

Gerçel değerli sembollerden oluşan *STBC* kodlarına gerçel *STBC* kodları denilmektedir. Gerçel *STBC* kodları sistematik olarak belli sayıdaki iletim anteni için iletim hızında düşmeye neden olmadan tasarlanabilir [32]. Gerçel *STBC* kod tasarımı *Hurwitz-Radon* teorisine göre [32]'de açıklanmıştır. Herhangi bir sayıda verici anten için tasarlanmış bir *STBC* kod matrisi $\underline{\underline{C}}_{n \times n}$ ile gösteriliyor olsun. *STBC* kod matrisinin aşağıdaki özelliğe sahip olması gerekir.

$$\underline{\underline{C}}_{n \times n}^H \underline{\underline{C}}_{n \times n} = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_n|^2) \underline{\underline{I}}_n \quad (113)$$

$\underline{\underline{C_{n \times n}}}$ matrisinin içerisinde x_1, x_2, \dots, x_n gerçel sayıları ile bunların (-) ile çarpılmış çeşitli kombinasyonları olduğu varsayılmaktadır. Bu $\underline{\underline{C_{n \times n}}}$ matrisinin nasıl tasarlanacağı *Hurwitz-Radon* teorisine göre açıklanabilir [32]. Aşağıda *Hurwitz-Radon* ailesine mensup $N \times N$ 'lik L adet matrise ilişkin özellikler gösterilmektedir [33].

$$\begin{aligned} \underline{\underline{B_l^T B_l}} &= \underline{\underline{I_N}} \quad l = 1, 2, \dots, L \\ \underline{\underline{B_l^T}} &= -\underline{\underline{B_l}} \quad l = 1, 2, \dots, L \\ \underline{\underline{B_l B_{l'}}} &= -\underline{\underline{B_{l'} B_l}} \quad 1 \leq l < l' \leq L \end{aligned} \quad (114)$$

Radon teoremine göre $N=2^a b$ olan pozitif tamsayıdır, b tek değerli bir tamsayıdır ve $a=4c+d$, $c \geq 0$, $0 \leq d < 4$ biçimindedir. *Hurwitz-Radon* ailesi $\rho(N)=8c+2^d \leq N$ adet matris içerir. Aşağıdaki tabloda $\rho(N)$ değerleri $N=2^a$ için gösterilmektedir [33].

Tablo 2. $\rho(N)$ Değerleri.

a	$N=2^a$	$\rho(N)$
1	2	2
2	4	4
3	8	8
4	16	9
5	32	10
6	64	12
7	128	16
8	256	17

Bu teoriye göre *Hurwitz-Radon* ailesinde en fazla $\rho(N)-1$ tane matris bulunabilir. $N=2$ için $\rho(N)-1=1$ adet *Hurwitz-Radon* ailesi mensubu matris bulunmaktadır. Aşağıda $2 \times 2, 4 \times 4$ ve 8×8 'lik gerçel *STBC* kod matrislerinin tasarımı gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}
\underline{\underline{C_{2 \times 2}}} &= x_1 \underline{\underline{I_2}} + x_2 \underline{\underline{B_1}} \\
\underline{\underline{C_{4 \times 4}}} &= x_1 \underline{\underline{I_4}} + x_2 \underline{\underline{B_2}} + x_3 \underline{\underline{B_3}} + x_4 \underline{\underline{B_4}} \\
\underline{\underline{C_{8 \times 8}}} &= x_1 \underline{\underline{I_8}} + x_2 \underline{\underline{B_2}} + x_3 \underline{\underline{B_3}} + x_4 \underline{\underline{B_4}} + x_5 \underline{\underline{B_5}} + x_6 \underline{\underline{B_6}} + x_7 \underline{\underline{B_7}} + x_8 \underline{\underline{B_8}}
\end{aligned} \tag{115}$$

Yukarıdaki denklemlerdeki sistematik tasarım incelendiğinde; 8 verici antenden daha fazla anten için kare kod matrisi tasarımının mümkün olmadığı Tablo (2)'den anlaşılmaktadır [32]. Çünkü kod matrisi tasarımı için gereken kadar üyeye sahip en büyük *Hurwitz-Radon* ailesi $N=8$ olan yedi üyeli ailedir. Aşağıda denklem (115)'te gösterilen kod tasarımı sonucunda elde edilen kod matrisleri gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}
\underline{\underline{C_{2 \times 2}}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{C_{4 \times 4}}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{C_{8 \times 8}}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & -x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 & x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & -x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_8 & x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{116}$$

Sekiz verici antenden daha fazla verici anten için gerçel *STBC* kod matrisi tasarımı yapılmak istendiğinde kare olmayan bir matris tasarlanmalıdır [32]. Bu amaçla tasarımın nasıl yapılacağı [32] ve [33]'te ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. *STBC* kodlarındaki en önemli özelliklerden biri de hızda herhangi bir düşmeye sebep olmamalarıdır. Eğer bir *STBC* kod matrisi T adet satırdan oluşuyor ise ve iletilen toplam sembol sayısı K ise hız $R=K/T$ şeklinde tanımlanabilir. $T \times N$ 'lik bir *STBC* kod matrisi aşağıdaki biçimde herhangi bir sayıdaki verici anten için elde edilebilir [32], [33].

$$C_{TxN} = \left(\underline{\underline{B_1 X}} \ \underline{\underline{B_2 X}} \ \dots \ \underline{\underline{B_N X}} \right) \quad (117)$$

Yukarıdaki denklemde \underline{X} iletilecek olan sembolleri içeren $T \times 1$ 'lik vektördür. $\underline{\underline{B_1}}, \underline{\underline{B_2}}, \dots, \underline{\underline{B_{\rho(T)}}}$ ise *Hurwitz-Radon* ailesi mensubu matrislerdir. C_{TxN} matrisinin her bir sütunu denklem (117)'deki gibi $\underline{\underline{B_1 X}}, \underline{\underline{B_2 X}}$ vb. vektörlerden oluşmaktadır. Kullanılacak olan verici anten sayısı ile *Hurwitz-Radon* ailesi matrisleri arasında aşağıdaki ilişki vardır [32], [33].

$$N - 1 \leq \rho(T') - 1 \quad (118)$$

Örnek olarak dokuz verici antenli gerçel bir *STBC* kod matrisi oluşturulmak istendiğinde; $N-1=8$ olduğundan Tablo (2)'den ve denklem (118)'den faydalanılarak 16×16 'lık, 9 üyeli *Hurwitz-Radon* ailesinin kullanılması gerektiği anlaşılır. $K=T=16$ olduğundan $\underline{X} = [x_1, x_2, \dots, x_{16}]^T$ olmalıdır ve $\underline{\underline{B_1 X}}, \underline{\underline{B_2 X}}, \dots, \underline{\underline{B_9 X}}$ çarpımlarının sonucundaki her bir vektör bir sütunu oluşturur ve 16×9 'luk *STBC* kod matrisi elde edilir.

1.6.2.2.2. Karmaşık *STBC* Kod Matrisi Tasarımı

Daha yüksek veri hızlarına daha düşük güç tüketimi ve daha iyi bir gürültü bağımsızlığı ile ulaşabilmek için çok seviyeli modülasyonlarda karmaşık değerli semboller kullanmak gerekir. Karmaşık değerli bir *STBC* kod matrisi $\mp x_1, \mp x_2, \dots, \mp x_N$ ve $\mp x_1^*, \mp x_2^*, \dots, \mp x_N^*$ 'ın çeşitli birleşimlerinden oluşur. Ne yazık ki karmaşık değerli semboller için hızda düşmeye neden olmayan *STBC* kodu 2 verici antenden daha fazla sayıdaki verici anten için mevcut değildir [32]. Gerçel *STBC* kod matrisi tasarımından faydalanarak $\frac{1}{2}$ hızlı karmaşık *STBC* kod matrisi tasarımı herhangi bir sayıdaki verici anten için aşağıdaki biçimde yapılabilir [32].

$$\underline{\underline{C_{2TxN}}} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{C_{TxN}}} \\ \underline{\underline{C_{TxN}^*}} \end{bmatrix} \quad (119)$$

Yukarıdaki denklemde $\underline{C_{TxN}}$ gerçel *STBC* kod matrisi tasarım yöntemine göre tasarlanmış kod matrisini göstermektedir. Sistematik bir tasarım yöntemine sahip olmayan $\frac{1}{2}$ 'den daha yüksek hızlar için verici anten sayısını 2'den büyük olduğu çeşitli kodlar tasarlanmıştır. $R=3/4$ olan 3,4 verici antenli kodlar [32],[34] ve [35]'de, $n=5$ ve 6 için $R=7/11$ ve $3/5$ olan kodlar [36]'da , $n=7$ ve $R=5/8$ olan kod [37]'de gösterilmiştir. Verici anten sayısı 2'den büyük ise ulaşılabilecek en büyük hızın $\frac{3}{4}$ olduğu [38]'de gösterilmiştir. Herhangi bir $n=2n_0$ ya da $n=2n_0-1$ sayıdaki anten için ulaşılabilecek en büyük hızın aşağıdaki gibi olduğu [39]'da gösterilmiştir.

$$R_{\max} = \frac{n_0 + 1}{2n_0} \quad (120)$$

Aşağıda iletim hızı $R=3/4$ olan iki tane kod matrisi 3 ve 4 verici anten için gösterilmektedir [34]-[35].

$$\underline{C_{4x3}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 \\ -x_3^* & 0 & x_1^* \\ 0 & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (121)$$

$$\underline{C_{4x4}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & x_3 \\ -x_3^* & 0 & x_1^* & -x_2 \\ 0 & -x_3^* & x_2^* & x_1 \end{bmatrix}$$

STBC'de kanal kod matrisinin tamamı iletilinceye dek değişmiyor olarak kabul edilmektedir. *STBC*'nin hızda neden olduğu düşme göz önüne alınmazsa bile yüksek mertebeli çeşitlemelerde daha uzun süre kanal değişmiyor olarak kabul edilebilmelidir ki *STBC* etkin bir biçimde kullanılabilir. Oysa *STBC*'nin sağladığı çeşitlemenin mertebesi arttıkça kanalın değişmiyor olarak kabul edilebildiği süre çok artabilmektedir; örneğin 16'ncı mertebeye $9/16$ hızında bir kod için kanalın 22880 sembol periyodu kadar sabit kaldığı varsayılarak bulunan kod [37]'de gösterilmiştir.

$$\underline{\underline{C}}_{16 \times 9} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_9 \\ x_2 & -x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 & x_{10} \\ x_3 & -x_4 & -x_1 & x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 & x_{11} \\ x_4 & x_3 & -x_2 & -x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 & x_{12} \\ x_5 & -x_6 & x_7 & x_8 & -x_1 & x_2 & -x_3 & -x_4 & x_{13} \\ x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 & -x_2 & -x_1 & x_4 & -x_3 & x_{14} \\ x_7 & x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & -x_1 & -x_2 & x_{15} \\ x_8 & -x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & x_2 & -x_1 & x_{16} \\ x_9 & -x_{10} & -x_{11} & -x_{12} & -x_{13} & -x_{14} & -x_{15} & -x_{16} & -x_1 \\ x_{10} & x_9 & -x_{12} & x_{11} & -x_{14} & x_{13} & x_{16} & -x_{15} & -x_2 \\ x_{11} & x_{12} & x_9 & -x_{10} & x_{15} & x_{16} & -x_{13} & -x_{14} & -x_3 \\ x_{12} & -x_{11} & x_{10} & x_9 & x_{16} & -x_{15} & x_{14} & -x_{13} & -x_4 \\ x_{13} & x_{14} & -x_{15} & -x_{16} & x_9 & -x_{10} & x_{11} & x_{12} & -x_5 \\ x_{14} & -x_{13} & -x_{16} & x_{15} & x_{10} & x_9 & -x_{12} & x_{11} & -x_6 \\ x_{15} & -x_{16} & x_{13} & -x_{14} & -x_{11} & x_{12} & x_9 & x_{10} & -x_7 \\ x_{16} & x_{15} & x_{14} & x_{13} & -x_{12} & -x_{11} & -x_{10} & x_9 & -x_8 \end{bmatrix} \quad (122)$$

1.6.2.2.3. STBC'de Sezimleme

STBC'de semboller birbirinden bağımsız olarak sezimlenebilmektedir ve kanalın alıcıda bilinmesi durumunda optimum olan doğrusal en büyük olabilirlikli sezimleme kullanılabilir. Herhangi bir sayıdaki verici anten için sezimleme işlemi aşağıdaki denklemi en küçük yapan sembolleri iletim sembolü kabul ederek yapılabilir:

$$\left\| \underline{\underline{R}} - \underline{\underline{\tilde{C}}}_{kxp} \underline{\underline{H}} \right\|_F^2 \quad (123)$$

Ancak kanalın alıcıda bilinmediği ya da hızlı değiştiği durumlarda, sezimlemenin bu şekilde yapılması mümkün değildir.

1.6.2.2.4. Diferansiyel Kodlama ve Kod çözüme

Kanalın alıcıda bilinmediği durumda diferansiyel kodlama tek verici antenli sistemlerde kullanılan bir çözümdür. Diferansiyel kodlamada her bir sembol önceki semboller ile ilişkilidir ve alıcıda semboller, kanal bilinmeden sezimlenebilirler. Diferansiyel kodlamayı kısaca açıklamak için iletilecek olan iki sembolün s_1, s_2 olduğunu ve kanalın bu iki sembolün iletileceği süre boyunca sabit olduğunu ve α_1 ile gösterildiğini varsayalım. Herhangi bir t anında aşağıdaki işaret alıcı tarafından alınmış olsun.

$$r_t = \alpha_1 s_1 + n_t \quad (124)$$

Diferansiyel kodlamada alıcı $t+1$ anında aşağıdaki alışı sinyalini almalıdır.

$$r_{t+1} = \alpha_1 s_1 s_2 + n_{t+1} \quad (125)$$

İletilen sembollerin enerjilerinin 1 birim olduğu varsayılırsa iki adet ya da herhangi bir sayıda sembolün çarpımının sonucunda da 1 birimlik enerji elde edilir yani verici çıkış gücünde herhangi bir değişme olmaz. Sezimleme işlemini anlayabilmek için aşağıdaki işlemin sonucunu incelemek yeterlidir.

$$r_{t+1} r_t^* = \left| \alpha_1 \right|^2 s_2 + \alpha_1^* s_1 n_{t+1}^* + n_t^* \alpha_1 s_1 s_2 + n_t^* n_{t+1} \quad (126)$$

İletilen s_2 sembolünü aşağıdaki denklemi en küçük yapan sembol olarak sezimlemek mümkündür.

$$\tilde{s}_2 = \arg \min_{s_i} \left| r_{t+1} r_t^* - s_i \right|^2 \quad (127)$$

Yukarıdaki denkleme dikkat edilecek olursa denklemi en küçük yapan bir s_i sembolü iletim sembolü olarak sezimlenmektedir; ancak kanalın sembolün genliğinin üzerindeki

etkisi göz önüne alınmamaktadır. Bundan dolayı bu yöntemi kullanabilmek için iletim sembollerinin genliklerinin bir bilgi taşımamaları gerekir. Diferansiyel kodlanmış sinyalin alıcısındaki gücü $|\alpha_1|^4$ kadardır; oysa diferansiyel olarak kodlanmamış işaretin alıcısındaki gücü ise $|\alpha_1|^2$ kadar olacaktır. Kanal katsayısının genliği sıfır ile bir arasında bir değer aldığından diferansiyel kodlamada işaret gürültü oranında bir düşüş olmaktadır. Gürültünün gücü diferansiyel kodlamada yaklaşık olarak $2|\alpha_1|^2$ kat kadar kodlanmamış duruma göre artış gösterir ve bu da *Rayleigh* kanalda yaklaşık $3dB$ 'lik kayıp anlamına gelir.

1.6.2.2.5. STBC İçin Diferansiyel Kodlama ve Kod Çözme

Birden fazla verici antenin kullanıldığı STBC gibi bir sistemde diferansiyel kodlamanın nasıl yapılacağına ilişkin [40]'da bir yöntem gösterilmiştir. Ancak bu yöntemde başlangıçtaki iletim sembollerinin alıcıda biliniyor olması gerekmektedir. Başlangıçta iletim sembollerinin alıcıda bilinmesini gerektirmeyen diferansiyel kodlama yöntemi [33]'te gösterilmektedir. STBC'deki diferansiyel kodlamayı açıklamak için öncelikle herhangi bir l iletim bloğunda iletilecek olan iki sembolün aşağıdaki iletim vektörünü oluşturduğunu varsayalım:

$$\underline{S}^l = \begin{bmatrix} s_1^l \\ s_2^l \end{bmatrix} \quad (128)$$

Diferansiyel kodlamanın mantığına göre daha sonra iletilecek olan vektör \underline{S}^l ile ilişkili olarak oluşturulmalıdır. Bu amaçla olası her iki iletim sembolünün tüm kombinasyonlarına karşılık bir haritalandırma (β) yapılır ve birim uzunlukta bir vektör oluşturulur (\underline{P}^l). Tüm olası \underline{P}^l vektörlerini içeren küme V ile isimlendirilmektedir. Esasında \underline{S}^l vektörü de bu kümenin bir elemanıdır. Bu sebeple \underline{S}^l yerine $V(\underline{S}^l)$ ve \underline{S}^{l+1} yerine $V(\underline{S}^{l+1})$ kullanılabilir. Aşağıdaki tanımlar \underline{S}^l vektörü için yapılmaktadır.

$$V_1(\underline{S}^l) = \underline{S}^l = \begin{bmatrix} s_1^l \\ s_2^l \end{bmatrix}, \quad V_2(\underline{S}^l) = \begin{bmatrix} (s_2^l)^* \\ -(s_1^l)^* \end{bmatrix} \quad (129)$$

\underline{P}_1^l ve \underline{P}_2^l ; \underline{P} 'nin elemanları ise aşağıdaki denklemi yazılabilir.

$$\underline{S}^{l+1} = \underline{P}_1^{l+1}V_1(\underline{S}^l) + \underline{P}_2^{l+1}V_2(\underline{S}^l) \quad (130)$$

Yukarıdaki denklem $[V_1(\underline{S}^l)]^H$ ve $[V_2(\underline{S}^l)]^H$ ile çarpılırsa sırası ile \underline{P}_1^{l+1} ve \underline{P}_2^{l+1} elde edilebilir. Örnek olarak bir sistemin *BPSK* kullandığını varsayalım ve $\beta(\)$ haritalandırması aşağıdaki gibi olsun.

$$\begin{aligned} \beta(00) &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} & \beta(10) &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \beta(01) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} & \beta(11) &= \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (131)$$

İletilecek olan \underline{S}^l vektörü $\frac{1}{\sqrt{2}}[1 \ -1]^T$ ise ve daha sonra $l+1$ bloğunda iletilecek olan bitler 10 ise $\beta(10)$ 'a bakılır ve \underline{S}^{l+1} aşağıdaki gibi bulunur.

$$\underline{S}^{l+1} = 0 \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} + 1 \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (132)$$

Eğer *BPSK* değil de *4-QAM* ile semboller oluşturulacak olsaydı sembollerin ikili kombinasyonları 16 adet olurdu ve V kümesi $\beta(\)$ haritalandırılmasına denk gelen 16 adet vektörden oluşurdu. Diferansiyel kodlanmış bir *STBC* sisteminde kod çözme işlemini anlamak için $l+1$ bloğunda aşağıdaki işaretlerin alındığını varsayalım.

$$\begin{aligned} r_1^{l+1} &= \alpha_1 s_1^{l+1} + \alpha_2 s_2^{l+1} + n_1^{l+1} \\ r_2^{l+1} &= -\alpha_1 (s_2^{l+1})^* + \alpha_2 (s_1^{l+1})^* + n_1^{l+1} \end{aligned} \quad (133)$$

Yukarıdaki denklemlerden faydalanarak aşağıdaki vektör elde edilebilir:

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} (r_1^l)^* r_1^{l+1} + r_2^l (r_2^{l+1})^* \\ (r_2^{l+1})^* r_1^l - r_1^{l+1} (r_2^l)^* \end{bmatrix} = (|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2) \underline{P}^{l+1} + \underline{N} \quad (134)$$

Yukarıdaki denkleme göre elde edilen \underline{P}^{l+1} vektörünün elemanları en büyük olabirlikli sezimleme ile bulunabilir. Burada dikkat çeken husus başlangıçtaki yıldız kümesindeki nokta sayısından daha fazla sayıda nokta içerisinde sezimlemenin yapılması gerektiğidir. Örneğin 4-QAM için 16 nokta içeren bir küme içinden sembol sezimleme yapılması gerekmektedir. Bundan dolayı hem sezimleme karmaşıklığı artar hem de başarımlı olumsuz etkilenir. İki'den fazla sayıdaki verici anten için aynı yöntem kullanılabilir. Ancak bu durumda sezimleme karmaşıklığı daha da artar; çünkü bu sefer iletim için kaç sembol periyodu kullanılıyor ise o kadar sayıdaki sembolün kombinasyonuna karşılık bir V kümesi belirlemek gerekir.

1.6.2.3. Sözde Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodlama

Dikgen uzay-zaman blok kodlama (*OSTBC*) tam mertebeli verici çeşitlenmesini doğrusal en büyük olabirlikli (*ML*) sezimleme ile birlikte sağlayabilse de ikiden fazla verici anten için veri hızında düşmeye neden olmaktadır. *STBC*'nin bu eksikliğine sahip olmayan, tam verici çeşitlenmesini, hızda düşmeye sebep olmadan sağlayabilen kod tasarımı üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama (*QOSTBC*) bu çalışmaların sonucunda elde edilen bir kodlama yöntemidir.

QOSTBC birbirinden bağımsız olarak [41]-[42]-[43]'teki çalışmalarda ileri sürülmüştür. Bu çalışmaların her birinde önerilen yöntemlere farklı isimler verilmiştir. *Jafarkhani* [41] yöntemine bizim de kullandığımız ve literatürde daha çok kabul gören *QOSTBC*; *Tirkkonen, Boariu ve Hottinen ABBA* [42] ismini verirken *Papadias* ile *Foschini*

[43] herhangi bir isim vermemiştir; ancak yöntemin Amerika ve Avrupa'daki patenti onların araştırmayı yaptıkları kurum olan *Lucent Technologies Bell Laboratories*'a aittir.

QOSTBC'de veri sembolleri uyumlu filtrelemeden sonra gruplar halinde ayrıştırılabilirler. Gruplardaki semboller ise *ML* sezimleme ile birbirine bağlı olarak sezimlenebilirler. Bu sebeple de sezimleme karmaşıklıkları *OSTBC*'den yüksektir.

1.6.2.3.1. Dört Verici Antenli QOSTBC

Verici anten sayısı 4 olması durumunda *QOSTBC* kodu hızda düşmeye sebep olmaz ancak iki adet sembolün birbirine bağlı olarak sezimlenmesini gerektirir. Aşağıda [41]'de önerilen 4 verici antenli *QOSTBC* koduna ilişki sanal kanal kod matrisi $J_{4 \times 4}$ gösterilmektedir.

$$\underline{\underline{A}} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix} \quad \underline{\underline{B}} = \begin{bmatrix} \alpha_3 & \alpha_4 \\ \alpha_4^* & -\alpha_3^* \end{bmatrix} \quad (135)$$

$$\underline{\underline{J}}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{B}} \\ \underline{\underline{B}}^* & -\underline{\underline{A}}^* \end{bmatrix}$$

Yukarıdaki denklemdaki α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 ile gösterilen değerler verici antenler ile alıcı anten arasındaki kanal katsayılarını göstermektedir. $\underline{\underline{A}}$ ve $\underline{\underline{B}}$ kod matrisleri *Alamouti* koduna ilişkin eşdeğer sanal kanal kod matrisleridir. Diğer bir *QOSTBC* kodu *ABBA* olarak isimlendirilen [42]'de önerilen kod'dur ve aşağıda gösterilmektedir.

$$\underline{\underline{TBH}}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{B}} \\ \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{A}} \end{bmatrix} \quad (136)$$

Papadias ve *Foschini* tarafından önerilen [43] diğer *QOSTBC* kod matrisi de aşağıda gösterilmektedir.

$$\underline{\underline{PF}}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \alpha_4 \\ -\alpha_2^* & \alpha_1^* & -\alpha_4^* & \alpha_3^* \\ -\alpha_3 & \alpha_4 & \alpha_1 & -\alpha_2 \\ -\alpha_4^* & -\alpha_3^* & \alpha_2^* & \alpha_1^* \end{bmatrix} \quad (137)$$

Bu üç kod matrisi de 4 adet verici anten kullanır ve iki adet sembol birbirine bağlı olarak sezimlenir. Aşağıda örnek olarak $J_{4 \times 4}$ matrisinin *Hermitian*'ı ile çarpımının sonucu gösterilmektedir.

$$\underline{\underline{J}}_{4 \times 4}^H \underline{\underline{J}}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{bmatrix} \quad (138)$$

Yukarıdaki denklemdaki a ve b parametreleri aşağıda gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} a &= |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 + |\alpha_3|^2 + |\alpha_4|^2 \\ b &= \alpha_1 \alpha_4^* + \alpha_4 \alpha_1^* - \alpha_2 \alpha_3^* - \alpha_3 \alpha_2^* \end{aligned} \quad (139)$$

Alış vektörünü, $J_{4 \times 4}$ eşdeğer sanal kanal kod matrisine göre yazıp kod matrisinin *Hermitian* ile çarparsak aşağıdaki denklemi elde ederiz:

$$\underline{\underline{J}}_{4 \times 4}^H \underline{\underline{R}} = \underline{\underline{J}}_{4 \times 4}^H \underline{\underline{J}}_{4 \times 4} \underline{\underline{S}} + \underline{\underline{J}}_{4 \times 4}^H \underline{\underline{N}} \quad (140)$$

Yukarıdaki denklemde $\underline{\underline{S}}$ iletim sembollerini içeren vektördür ve denklem (138)'e bakıldığında bu vektördeki 1 ve 4'üncü elemanlar ile 2 ve 3'üncü elemanların birbirine bağlı olduğu görülür. Sezimleme aşağıdaki denklemi minimum yapacak olan sembolleri iletim sembolü olarak kabul ederek yapılabilir.

$$f(\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4) = \left\| \underline{R} - \underline{J}_{4 \times 4} \hat{\underline{S}} \right\|_F^2 = \left\| \underline{R} - \underline{J}_{4 \times 4} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (141)$$

Yukarıdaki denklemde $\| \cdot \|_F$ Frobenius normunu göstermektedir ve bu denklemi minimum yapan; \hat{s}_1, \hat{s}_4 ile \hat{s}_2, \hat{s}_3 iletim sembolleri olarak varsayılır. Buradaki sezimleme işleminde olası iki iletim sembolünü sezimleyebilmek için yıldız kümesindeki eleman sayısının karesi kadar sayıda metriğe bakılmalıdır. Denklem (141)'deki sanal kanal kod matrisi *Jafarkhani* tarafından önerilen kod matrisidir; ancak bu kod matrisi yerine diğer kod matrisleri de yerleştirilip onlara ilişkin sezimleme işlemi gerçekleştirilebilir.

1.6.2.3.2. Sekiz Verici Antenli QOSTBC

İletim anteni sayısı 8'e çıktığında iki sınıf *QOSTBC*'den bahsetmek daha doğru olacaktır. Bunlardan biri denklem (135) ve denklem (136)'deki kod matrisindeki \underline{A} ve \underline{B} kod matrisleri yerine hızı $\frac{3}{4}$ olan [44],[34] veya [35]'da gösterilen kod matrislerinden biri yerleştirilerek elde edilecek olan $\frac{3}{4}$ hızlı 8 verici antenli *QOSTBC*'dir. Aşağıdaki denklemde *Jafarkhani* tarafından önerilen $\frac{3}{4}$ hızlı kod matrisi gösterilmektedir [41].

$$\underline{J}_{8 \times 8} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & 0 & c_4 & c_5 & c_6 & 0 \\ -c_2^* & c_1^* & 0 & -c_3 & c_5^* & -c_4^* & 0 & c_6 \\ c_3^* & 0 & -c_1^* & -c_2 & -c_6^* & 0 & c_4^* & c_5 \\ 0 & -c_3^* & c_2^* & -c_1 & 0 & c_6^* & -c_5^* & c_4 \\ -c_4 & -c_5 & -c_6 & 0 & c_1 & c_2 & c_3 & 0 \\ -c_5^* & c_4^* & 0 & c_6 & -c_2^* & c_1^* & 0 & c_3 \\ c_6^* & 0 & -c_4^* & c_5 & c_3^* & 0 & -c_1^* & c_2 \\ 0 & c_6^* & -c_5^* & -c_4 & 0 & c_3^* & -c_2^* & -c_1 \end{bmatrix} \quad (142)$$

Jafarkhani tarafından önerilen ve yukarıda gösterilen *QOSTBC* kodunun sezimlemede yine iki adet sembol birbirine bağlı olarak sezimlenmelidir.

Tirkkonen, Boariu ve Hottinen [42] ve *Yuen, Guan ve Tjhung* [45] tarafından önerilen diğer 8 verici antenli *QOSTBC* kodları ise hızda bir düşmeye neden olmazken dört adet sembolün birbirine bağlı olarak sezimlenilmesini gerektirirler. Aşağıda [42]' ve [46]'da önerilen bu kodlara ilişkin sanal kanal kod matrisleri sırası ile gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} \underline{\underline{C}} &= \begin{bmatrix} \alpha_5 & \alpha_6 \\ \alpha_6^* & -\alpha_5^* \end{bmatrix} & \underline{\underline{D}} &= \begin{bmatrix} \alpha_7 & \alpha_8 \\ \alpha_8^* & -\alpha_7^* \end{bmatrix} \\ \underline{\underline{TBH}}_{8 \times 8} &= \begin{bmatrix} \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{C}} & \underline{\underline{D}} \\ \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{D}} & \underline{\underline{C}} \\ \underline{\underline{C}} & \underline{\underline{D}} & \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{B}} \\ \underline{\underline{D}} & \underline{\underline{C}} & \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{A}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (143)$$

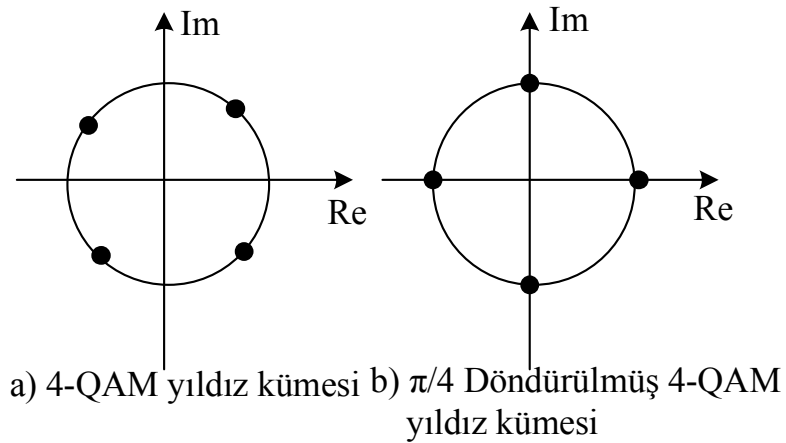
$$\underline{\underline{YGT}}_{8 \times 8} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{A}} & \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{C}} & \underline{\underline{D}} \\ \underline{\underline{-B}}^* & \underline{\underline{A}}^* & \underline{\underline{-D}}^* & \underline{\underline{C}}^* \\ \underline{\underline{-C}}^* & \underline{\underline{-D}}^* & \underline{\underline{A}}^* & \underline{\underline{B}}^* \\ \underline{\underline{D}} & \underline{\underline{-C}} & \underline{\underline{-B}} & \underline{\underline{A}} \end{bmatrix} \quad (144)$$

1.6.2.3.3. *QOSTBC*'de Rotasyon İşlemi

QOSTBC veri hızında düşmeye sebep olmaz ancak tam mertebe çeşitleme kazancını her zaman sağlayamaz. *QOSTBC* doğrudan kullanıldığında tam mertebeli çeşitleme kazancı sağlayamadığından dolayı yüksek *SNR* değerlerinde *BER* eğrisinin eğimi daha düşük olmaktadır. Bundan dolayı *QOSTBC* kaç verici anten kullanıyorsa o derecede bir çeşitleme mertebesini doğrudan sağlayamaz. Bunu açıklamak için aşağıdaki denklemi inceleyelim:

$$\begin{aligned}
\underline{J}_{4 \times 4}^H \underline{J}_{4 \times 4} (\underline{S} - \underline{\hat{S}}) &= \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} \\
\Rightarrow \underline{A}_1 &= \begin{bmatrix} a & b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & s_4 - \hat{s}_4 \\ s_4 - \hat{s}_4 & s_1 - \hat{s}_1 \end{bmatrix}}_{\underline{D}_1} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \\
\Rightarrow \underline{A}_2 &= \begin{bmatrix} a & -b \\ -b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} s_2 - \hat{s}_2 & s_3 - \hat{s}_3 \\ s_3 - \hat{s}_3 & s_2 - \hat{s}_2 \end{bmatrix}}_{\underline{D}_2} \begin{bmatrix} a \\ -b \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{145}$$

Yukarıdaki denklemdeki ifadelerde $s_1 - \hat{s}_1 = s_4 - \hat{s}_4$ ya da $s_2 - \hat{s}_2 = s_3 - \hat{s}_3$ durumu meydana gelirse \underline{D}_1 ve \underline{D}_2 matrislerinin determinanı sıfır olur ve tam mertebeli çeşitleme kazancı sağlanamaz. Sonuç olarak $s_1 - \hat{s}_1 \neq s_4 - \hat{s}_4$ ve $s_2 - \hat{s}_2 \neq s_3 - \hat{s}_3$ her koşul için sağlanmalıdır ki çeşitlemeden tam olarak faydalanılabilsin. Bu amaçla rotasyon işlemi yapılması önerilmiştir [46],[47],[48],[49]. Rotasyon işlemindeki amaç birbirine bağlı olarak sezimlenecek olan sembollerin her birinin yıldız kümesinde bir diğerinin alma ihtimali olmadığı değerleri almasını sağlamaktır.



Şekil 12. 4-QAM yıldız kümesi noktalarının döndürülmesi.

Yukarıdaki şekilde QAM yıldız kümesi üzerinden rotasyon işlemi gösterilmektedir. Rotasyon işlemi için ilgili modülasyona ait noktaların hepsi belli bir $e^{j\phi}$ ile çarpılır. Şekil

(12)'de $\phi = \pi/4$ alınmıştır. Denklem (145)'ten de görüleceği gibi s_1, s_4 ve s_2, s_3 birbirine bağlı olarak sezimlenilmektedir. O halde s_1, s_2 değerlerini Şekil (12.a)'dan ve s_4, s_3 değerlerini Şekil (12.b)'den seçmekle $s_1 - \hat{s}_1 \neq (s_4 - \hat{s}_4)e^{j\phi}$ ve $s_2 - \hat{s}_2 \neq (s_3 - \hat{s}_3)e^{j\phi}$ her koşul için sağlanır.

Rotasyonun hangi açı ile yapılmış olduğu da elde edilecek olan başarıımı doğrudan etkiler. Optimum rotasyon açısının çeşitli yıldız kümeleri için elde edilişi [46]'da gösterilmiştir. Bu amaçla [46]'da çeşitleme çarpımı olarak isimlendirilen bir parametre tanımlanmıştır. İki farklı kod kelimesinin farkı $\underline{\Delta C}$ ile gösteriliyor ise çeşitleme çarpımı aşağıdaki gibi yazılabilir [46].

$$\begin{aligned}\zeta &= \frac{1}{2\sqrt{2p}} \min_{\Delta C \neq 0} \left| \det \left[(\underline{\Delta C})^H (\underline{\Delta C}) \right] \right|^{1/4p} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{2p}} \min d_{\min, \zeta}(Y_1, Y_2) \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{2p}} \min d_{\min, \zeta}(Y_1)\end{aligned}\quad (146)$$

Yukarıdaki denklemde Y_1 rotasyon yapılmamış yıldız kümesini ve Y_2 rotasyon yapılmış yıldız kümesini göstermektedir; γ , $2p$ adet iletim anteninden iletilen toplam enerjinin birim enerjiye eşit olmasını sağlayan parametredir. Yukarıdaki denklemdeki bir diğer parametre olan $d_{\min, \zeta}$ aşağıda gösterilmiştir.

$$d_{\min, \zeta}(Y_1, Y_2) \stackrel{\Delta}{=} \min_{(s_1, s_2) \neq (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2)} \left| (s_1 - \tilde{s}_1)^2 - (s_2 - \tilde{s}_2)^2 \right|^{1/2} \quad (147)$$

Yukarıdaki denklemde s_1, \tilde{s}_1 ; Y_1 yıldız kümesi ve s_2, \tilde{s}_2 ; Y_2 yıldız kümesine ait olan sembolleri göstermektedir. Çeşitleme çarpımı büyüdükçe başarımlar artar. Çeşitleme çarpımı en büyük 1 değerini alabilir. Çeşitleme çarpımı olarak denklem (146)'da tanımlanan parametre aslında $d_{\min, \zeta}$ ile değeri değişen bir parametredir. Aşağıda rotasyonlu ve rotasyonsuz iki sembole ilişkin $d_{\min, \zeta}$ gösterilmektedir:

$$\begin{aligned}
d_{\min,\zeta}(Y_1, Y_1 e^{j\phi}) &\leq \min_{(s_1, s_2) \neq (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2)} \left| (s_b - s_e)^2 - (e^{j\phi} s_b - e^{j\phi} s_e)^2 \right|^{1/2} \\
&= \left| 1 - e^{j2\phi} \right|^{1/2} |s_b - s_e| \\
&= |2 \sin \phi|^{1/2} d_{\min}
\end{aligned} \tag{148}$$

Yukarıdaki denklemde s_b ve s_e aralarındaki *Euclidean* mesafesi ($|s_b - s_e|$), en küçük olan iki semboldür. Eğer bir *r-PSK* modülasyonu yapıldıysa rotasyon açısı $[-\pi/r, \pi/r]$ arasında bir açı olmalıdır ve bu durumda denklem (148) aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$d_{\min,\zeta}(Y_1, Y_1 e^{j\phi}) \leq |2 \sin(\pi/r)|^{1/2} d_{\min} \tag{149}$$

Çeşitli modülasyonlar için optimum rotasyon açısı yukarıdaki denklemden faydalanılarak bulunabilir. Aşağıdaki tabloda, [46]'da çeşitli modülasyonlar için bulunan optimum rotasyon açıları özetlenmiştir.

Tablo 3. QOSTBC için optimum rotasyon açıları.

Modülasyon	4-QAM	4-TRI	8-PSK	8-APSK	8-QAM	8-TRI	16-QAM	16-TRI
Optimum Rotasyon Açısı	$\pi/4$	$\pi/6$	$\pi/8$	$\pi/4$	$\pi/4$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/6$

Optimum rotasyon açısı çeşitleme çarpımının en büyük değerini almış olmasını sağlasa da çeşitleme çarpımı *OSTBC* ile kıyaslandığında düşmeye sebep olmaktadır [46]. Aşağıdaki tabloda çeşitleme çarpımı ve iletim hızı açısından *O-STBC* ile *QOSTBC*'nin 4 verici anten için kıyaslanması gösterilmektedir [46].

Tablo 4. İletim hızı ve çeşitleme çarpımının karşılaştırılması.

Yıldız Kümesi	<i>OSTBC</i> (3/4 Hızlı)		<i>QOSTBC</i>	
	Bit Hızı	Çeşitleme Çarpımı (ζ)	Bit Hızı	Çeşitleme Çarpımı (ζ)
BPSK	0.75	0.5774	1	0.5
4-QAM	1.5	0.4082	2	0.3536
8-PSK	2.25	0.2209	3	0.1674
8-QAM	2.25	0.2760	3	0.2390
8-TRI	2.25	0.2780	3	0.2408
16-QAM	3	0.1826	4	0.1581
16-TRI	3	0.1952	4	0.1690

1.6.2.4. Uzay-Zaman Kodların Hata Olasılıkları

İki adet $T \times N$ 'lik $\underline{\underline{C}}^1$ ve $\underline{\underline{C}}^2$ isiminde kod kelimelerinin olduğunu varsayalım ve bunlardan $\underline{\underline{C}}^1$ gerçekte iletilen kod olsun.

$$\underline{\underline{C}}^1 = \begin{bmatrix} c_{1,1}^1 & c_{1,2}^1 & \cdots & c_{1,N}^1 \\ c_{2,1}^1 & c_{2,2}^1 & \cdots & c_{2,N}^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{T,1}^1 & c_{T,2}^1 & \cdots & c_{T,N}^1 \end{bmatrix} \quad (150)$$

Eğer kod kitabı sadece $\underline{\underline{C}}^1$ ve $\underline{\underline{C}}^2$ isimli kodlardan oluşmaktaysa $\underline{\underline{C}}^1$ iletilip $\underline{\underline{C}}^2$ sezimlenilmesi olasılığı $p(\underline{\underline{C}}^1 \rightarrow \underline{\underline{C}}^2)$ olarak isimlendirilebilir. Genellikle kod kitabı l adet kod kelimesi içerir ve $\underline{\underline{C}}^1$ gönderildiğindeki hata olasılığı aşağıdaki gibi olur.

$$p(\text{hata} | \underline{\underline{C}}^1 \text{ gönderildi}) \leq \sum_{i=2}^l p(\underline{\underline{C}}^1 \rightarrow \underline{\underline{C}}^i) \quad (151)$$

$p(\underline{\underline{C}}^1 \rightarrow \underline{\underline{C}}^2)$ hata olasılığı hesaplanır ise kod tasarım ölçütleri ona göre belirlenebilir [29], [30]. Karşılıklı (*pairwise*) hata olasılığını ($p(\underline{\underline{C}}^1 \rightarrow \underline{\underline{C}}^2)$) hesaplayabilmek için bilinen sabit bir kanal vektörü \underline{H} 'nin olduğu varsayılmaktadır. Her antenden iletilen ortalama sembol enerjisi $E_s = 1/N$ ve gürültü örneklerine ilişkin varyansın $E\left[|\eta_{t,m}|^2\right] = N_0 = 1/\gamma$ olduğu varsayılmaktadır. Alış sinyallerinin dağılımları; bilinen bir kod kelimesi \underline{C} ve \underline{H} için $f(r | \underline{C}, \underline{H})$ şeklinde varsayılmaktadır. Bağımsız rastlantısal *Gaussian* değişkenlerinin doğrusal kombinasyonları yine *Gaussian*'dır. Bağımsız bileşenlere sahip *Gaussian* gürültüsü sabit bir \underline{C} ve \underline{H} için varsayıldığından alış vektörü r de aynı zamanda çok değişkenli, çok boyutlu bir *Gaussian* rastlantısal değişkenidir. Bundan dolayı olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
f(\underline{r} | \underline{C}, \underline{H}) &= \frac{1}{(\pi N_0)^{\frac{M \times M}{2}}} \exp \left\{ \frac{-Tr[(\underline{r} - \underline{C}\underline{H})^H (\underline{r} - \underline{C}\underline{H})]}{N_0} \right\} \\
&= \left(\frac{\gamma}{\pi} \right)^{\frac{M \times M}{2}} \exp \left\{ -\gamma Tr[(\underline{r} - \underline{C}\underline{H})^H (\underline{r} - \underline{C}\underline{H})] \right\}
\end{aligned} \tag{152}$$

Bir matrisin *Frobenius* normu aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\|\underline{A}\|_F = \sqrt{Tr(\underline{A}^H \underline{A})} = \sqrt{Tr(\underline{A} \underline{A}^H)} \tag{153}$$

Denklem (152)'yi *Frobenius* normu tanımına göre aşağıdaki gibi tekrar yazabiliriz.

$$\begin{aligned}
f(\underline{r} | \underline{C}, \underline{H}) &= \left(\frac{\gamma}{\pi} \right)^{\frac{M \times M}{2}} \exp \left\{ -\gamma \|\underline{r} - \underline{C}\underline{H}\|_F^2 \right\} \\
&= \left(\frac{\gamma}{\pi} \right)^{\frac{M \times M}{2}} \exp \left\{ -\gamma \sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M |(\underline{r} - \underline{C}\underline{H})_{t,m}|^2 \right\}
\end{aligned} \tag{154}$$

En büyük olabilirlikli sezimleme $f(\underline{r} | \underline{C}, \underline{H})$ 'ı maksimum yapılacak şekilde gerçekleştirilmektedir. \underline{C}^1 'in gönderilmiş olduğunu varsayarsak alışı vektörü $\underline{r}^1 = \underline{C}^1 \underline{H} + \underline{N}^1$ şeklinde yazılabilir. Karşılıklı hata olasılığı bu durumda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) = p\left(\|\underline{r}^1 - \underline{C}^1 \underline{H}\|_F^2 - \|\underline{r}^1 - \underline{C}^2 \underline{H}\|_F^2 > 0 | \underline{H} \right) \tag{155}$$

Denklem (155)'i tekrar yazarsak aşağıdaki denklemi elde ederiz.

$$\begin{aligned}
p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) &= p\left\{Tr\left[(\underline{r}^1 - \underline{C}^1 \underline{H})^H (\underline{r}^1 - \underline{C}^1 \underline{H}) - (\underline{r}^1 - \underline{C}^2 \underline{H})^H (\underline{r}^1 - \underline{C}^2 \underline{H})\right] > 0 | \underline{H}\right\} \\
&= p\left\{Tr\left[\left[(\underline{C}^1 - \underline{C}^2) \underline{H} + \underline{N}^1\right]^H \left[(\underline{C}^1 - \underline{C}^2) \underline{H} + \underline{N}^1\right] - \underline{N}^{1H} \underline{N}^1\right] < 0 | \underline{H}\right\} \\
&= p\left\{Tr\left\{\underline{H}^H (\underline{C}^1 - \underline{C}^2)^H (\underline{C}^1 - \underline{C}^2) \underline{H}\right\} - X < 0 | \underline{H}\right\} \\
&= p\left(\left\|\underline{H}(\underline{C}^1 - \underline{C}^2)\right\|_F^2 < X | \underline{H}\right) \\
&= p\left(X > \left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2 | \underline{H}\right)
\end{aligned} \tag{156}$$

Yukarıdaki denklemde $X = Tr\{N^{1H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\underline{H} + \underline{H}^H(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)N^1\}$ şeklinde ifade edilen sıfır ortalamalı *Gaussian* rastlantısal değişkenidir ve varyansı $2N_0\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2 = (2/\gamma)\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2$ biçimindedir. Karşılıklı hata olasılığı hesabında *Q* fonksiyonu kullanılabilir.

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2) = Q\left(\frac{\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2}{\sqrt{(2/\gamma)\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\lambda}{2}}\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F\right) \tag{157}$$

Q Fonksiyonu aşağıda gösterilmektedir.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \tag{158}$$

Bundan sonra koşullu karşılıklı hata olasılığının hesaplanması için yapılması gereken sadece $\left\|\underline{H}(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\right\|_F^2$ 'in hesaplanmasıdır. Aşağıda fark matrisi tanımlanmıştır.

$$D(\underline{C}^1, \underline{C}^2) = \underline{C}^2 - \underline{C}^1 \tag{159}$$

Karşılıklı hata olasılığı aşağıda gösterilen matrisin öz değerlerine bağlı olarak yazılacaktır.

$$A(\underline{C}^1, \underline{C}^2) = D(\underline{C}^1, \underline{C}^2)^H D(\underline{C}^1, \underline{C}^2) = (\underline{C}^2 - \underline{C}^1)^H (\underline{C}^2 - \underline{C}^1) \quad (160)$$

Tekil değer ayrıştırması (*singular value decomposition*) teoremi kullanılarak \underline{A} matrisi aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$A(\underline{C}^1, \underline{C}^2) = \underline{V}^H \underline{\Lambda} \underline{V} \quad (161)$$

Yukarıdaki denklemde $\underline{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N)$ biçimindedir. $D(\underline{C}^1, \underline{C}^2)$; $A(\underline{C}^1, \underline{C}^2)$ 'nin karekökü olduğundan $A(\underline{C}^1, \underline{C}^2)$, $\lambda_n, n=1,2,\dots,N$ şeklinde gösterilen ve $\lambda_n \geq 0$ olan eigen değerlerine sahiptir.

$$\begin{aligned} \left\| (\underline{C}^2 - \underline{C}^1) \underline{H} \right\|_F^2 &= \text{Tr} \left[\underline{H}^H A(\underline{C}^1, \underline{C}^2) \underline{H} \right] \\ &= \text{Tr} \left[\underline{H}^H \underline{V}^H \underline{\Lambda} \underline{V} \underline{H} \right] \end{aligned} \quad (162)$$

\underline{H} matrisinin elemanları bağımsız *Gaussian* rastlantısal değişkenleri olduklarından $\underline{V} \underline{H}$ 'in elemanları da *Gaussian*'dır. $\underline{V} \underline{H}$ 'in (n,m) 'inci elemanını $\beta_{n,m}$ ile gösterirsek aşağıdaki denklemi yazabiliriz:

$$\begin{aligned} \left\| (\underline{C}^2 - \underline{C}^1) \underline{H} \right\|_F^2 &= \text{Tr} \left[\begin{pmatrix} \beta_{1,1}^* & \beta_{2,1}^* & \dots & \beta_{N,1}^* \\ \beta_{1,2}^* & \beta_{2,2}^* & \dots & \beta_{N,2}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{1,M}^* & \beta_{2,M}^* & \dots & \beta_{N,M}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_{1,1} & \beta_{1,2} & \dots & \beta_{1,M} \\ \beta_{2,1} & \beta_{2,2} & \dots & \beta_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{N,1} & \beta_{N,2} & \dots & \beta_{N,M} \end{pmatrix} \right] \\ &= \text{Tr} \left[\begin{pmatrix} \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,1}|^2 & & & \\ & \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,2}|^2 & & \\ & & \dots & \\ & & & \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,M}|^2 \end{pmatrix} \right] \end{aligned} \quad (163)$$

Yukarıdaki denklemin izi hesaplandığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\|(\underline{C}^2 - \underline{C}^1)\underline{H}\|_F^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,m}|^2 \quad (164)$$

Denklem (164) denklem (157)'de kullanıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,m}|^2}\right) \quad (165)$$

Q fonksiyonları için aşağıdaki sınır ifadesi geçerlidir.

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (166)$$

Yukarıdaki denklemde faydalanarak hata olasılığının üst sınırı aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \lambda_n |\beta_{n,m}|^2\right) \quad (167)$$

Dikkat edilecek olursa $\beta_{n,m}$ *Gaussian* dağılımlı olduğundan $|\beta_{n,m}|$ Rayleigh dağılımına sahip olur. Aşağıda $\beta_{n,m}$ 'in olasılık yoğunluk fonksiyonu gösterilmiştir.

$$f(|\beta_{n,m}|) = 2|\beta_{n,m}| \exp(-|\beta_{n,m}|^2) \quad (168)$$

Karşılıklı hata olasılığının ortalama değeri $\beta_{n,m}$ 'in olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılarak bulunabilir.

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) = E[p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H})] \leq \frac{1}{\prod_{n=1}^N [1 + (\gamma \lambda_n / 4)]^M} \quad (169)$$

Eğer $A(\underline{C}^2, \underline{C}^1)$ tam ranka sahip ise eigen değerlerinden hiçbiri sıfır olamaz. Diğer yandan bu matrisin rankı $r < N$ ise $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r > 0$ ve $\lambda_{r+1} = \dots = \lambda_N = 0$ olur. Yüksek SNR değerlerinde denklem (169)'un paydasındaki 1 ihmal edilebilir ve denklem aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir:

$$p(\underline{C}^1 \rightarrow \underline{C}^2 | \underline{H}) \leq \frac{4^{rM}}{\left(\prod_{n=1}^r \lambda_n\right)^M \gamma^{rM}} = \left(\prod_{n=1}^r \lambda_n\right)^{-M} \left(\frac{\gamma}{4}\right)^{-rM} \quad (170)$$

Denklem (170) incelenirse uzay-zaman kodları için başarımlar ölçütleri belirlenebilir. Bu başarımlar ölçütleri şöyle özetlenebilir:

- (i) Rank Ölçütü: Tüm farklı kod kelimeleri arasındaki fark matrisinin $(\underline{C}^1 - \underline{C}^i)$ rankı tam olmalıdır. Bu sayede denklem (170)'deki $\left(\frac{\gamma}{4}\right)^{-rM}$ ifadesi küçülür.
- (ii) Çarpım Ölçütü: : Tüm farklı kod kelimeleri arasındaki fark matrisinin $(\underline{C}^1 - \underline{C}^i)$ öz değerlerinin çarpımı mümkün olduğunca büyük olmalıdır. Bu sayede denklem (170)'deki $\left(\prod_{n=1}^r \lambda_n\right)^{-M}$ terimi en küçük değerini alabilir ve hata olasılığı küçülür.

1.7. OFDM'de Çeşitleme ve Uzay-Frekans Kodlama

Çeşitleme kazancı bakımından ele alındığında *MIMO* sistemlerde anten çeşitlemesinden faydalanılmaktadır. Frekans seçici sönmülemeli kanallarda ise farklı frekans bileşenleri farklı kanal koşullarından geçtiklerinden frekanstan da faydalanıp çeşitleme yapmak mümkün olmalıdır. *OFDM*'deki frekans çeşitliliğinden faydalanarak

haberleşme kalitesini arttırmak mümkündür. Farklı kanal koşullarından geçerek alıcıya ulaşan alt taşıyıcılar bir biri ile ilintili sembolleri taşırsa *OFDM*'de frekans çeşitlemesinden faydalanılabilir [50], [51]. Ancak bu şekilde sadece frekans çeşitlemesinden faydalanılmış olunur.

OFDM ile *MIMO* sistemleri bütünleştirerek hem anten hem de frekans çeşitlemesini bir arada gerçekleştirmek mümkün olabilmektedir [52], [53]. Uzay-frekans (*SF*) kodları; anten çeşitlemesi ile frekans seçici sönmülemeli kanallarda mevcut olan frekans çeşitlemesi kaynağı ile birleştirmek amacı ile sunulmuştur [54], [55]. *SF* kodlamada, iletim sembollerini farklı iletim antenleri ve *OFDM* alt taşıyıcıları ile ileterek çeşitlemeden faydalanabilmektir.

Daha önce mevcut olan uzay-zaman kodlarındaki, zaman domeni frekans domeni ile değiştirilerek; ilk *SF* kodlama biçimi [54]'de gösterilmiştir. Bu şekilde yapılan kodlama sonucunda sadece anten çeşitlemesi kazancı sağlanabilmektedir. Daha sonra [56] ve [57] tarafından benzer çalışmalar gerçekleştirilmiştir. *SF* kodlanmış *MIMO-OFDM* sistemlerin başarımları [58] ve [59]'de belirlenmiştir. Bu sistemler için başarılabilecek en büyük çeşitleme mertebesi verici anten sayısı, alıcı anten sayısı ve gecikme yollarının çarpımı olarak bulunmuştur. Hem anten hem de frekans çeşitlemesinden tam olarak faydalanabilen *SF* kodlarını oluşturmak amacı ile [60]'da bir yöntem önerilmiştir; ancak bu yöntem bant genişliğini arttırmaktadır. Tam çeşitleme kazancı veren ve herhangi bir sayıda anten için gerçekleştirilebilen; *SF* kod tasarımı yöntemi, rastlantısal güç dağılım profili için [55]'te önerilmiştir.

Farklı gecikme yollarına sahip olsalar bile *MIMO-OFDM* sistemlerindeki *DFT* işlemi kanal frekans tepkesinde farklı taşıyıcıların ilintilenmesine sebep olmaktadır [61], [62]. Kanalin frekans tepkesindeki ilintiyi azaltmak için alt taşıyıcıların sırasının değiştirilmesi düşünülebilir. Eğer kanalın güç gecikme profili vericide bilinmiyorsa rastlantısal harmanlama (*interleaving*) istenen başarımları sağlayabilir. Gecikme yollarının birbirine eşit uzaklıkta olduğu ve alıcıda örnekleme noktalarına denk geldiklerini varsayarak optimum alt taşıyıcı gruplama yöntemi [63]'te gösterilmiştir. Ancak bu yöntem rastlantısal güç dağılımları için optimum olamayabilir.

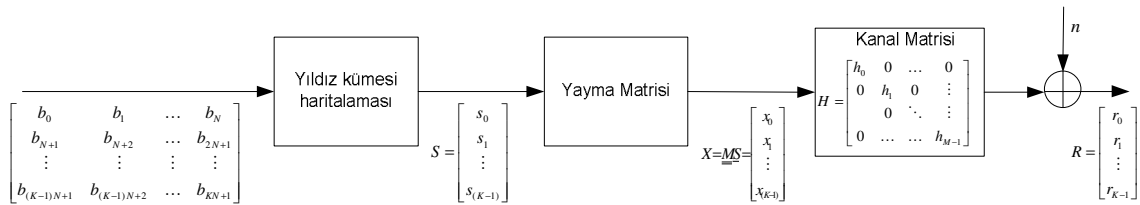
1.7.1. Yayma Matrisi ile Çeşitleme

Bir sistemde çeşitleme yapılabilmesi için en önemli şart farklı kanal koşullarını elde edebilmektir. *OFDM*'in kendisinde mevcut olan bu kanal çeşitliliğinden faydalanmak için alt taşıyıcılardan gönderilen semboller ilişkilendirme üzerinde durulmuştur [50], [51].

Kaç adet sembolün birbiri ile ilişkilendirileceği hem birbirinden bağımsız kanal sayısına hem de algılama aşamasındaki işlem karmaşıklığına bağlı olarak seçilmektedir. Birbiri ile ilişkilendirilen semboller bloklar olarak düşünülebilir. Her bir blok $p \times l$ 'lik bir sembol vektöründen oluşmaktadır. Bu sembol vektörü $p \times p$ 'lik bir yayma matrisi ile çarpılmaktadır. *Hadamard*, *DFT* ya da *Vandermonde* matrisleri gibi birim matrisler yayma matrisi olarak kullanılmaktadır. Aşağıda belirtilen özellikler bu tür bir matristen beklenen özelliklerdir [50]:

- Kare matris olmalı ve tersi alınabilmelidir.
- Matris içindeki tüm elemanların mutlak değerleri birbirine eşit olmalı yani eşit yayma yapmalıdır.
- Dik olmalıdır. Yani tersi devriğine eşit olmalıdır. Bu sayede yaymadan önce ve sonra semboller arası *Euclidean* mesafesi sabit kalmaktadır.
- Uygulanma karmaşıklığı düşük olmalıdır. Bir kare matris ile bir sütun matrisin çarpımında $p \times p$ adet çarpma ve $(p-1) \times p$ adet toplama işlemi yapılmaktadır. Bazı özel matrislerin çarpımı için geliştirilmiş hızlı algoritmalar vardır. Bunlara örnek olarak hızlı *Hadamard* (*FHT*) ve hızlı *Fourier* dönüşümleri (*FFT*) verilebilir.

Bu özellikleri taşıyan \underline{M} matrisinin kullanıldığı çok kanallı bir sistemin blok diyagramı aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 13. Yayma matrisi ile sembollerin yayılıp gönderilmesi.

Yayma matrisi ile çarpıldıktan sonra elde edilen yeni sembollerin her biri farklı bir kanaldan gönderilmektedir. Yayma matrisi ile çarpım sonucu elde edilen sembol vektörünün bileşenlerinin alabileceği değerlerin çok çeşitlilik göstermesi ve her bir olası sembol değerinin eşit olasılıkta geliyor olması sistemin başarımı üzerinde olumlu etkilere sahip olacaktır. Taşıyıcı yaymalı teknikler kullanarak OFDM’de frekans çeşitlemesinden faydalanılabilir [50], [51]. Yayma dönüşümü sembol vektörü \underline{S} ’in bir $p \times p$ ’lik yayma matrisi \underline{G} ile çarpılması ile yapılır:

$$\underline{S}_{Sp} = \underline{G} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_p \end{bmatrix} \quad (171)$$

\underline{S}_{Sp} ’nin elemanları farklı alt taşıyıcılardan iletilerek frekans çeşitlemesi elde edilebilir. Bu yöntemde semboller birbirine bağlı olarak sezimlenebilirler ve sezimleme karmaşıklığı yayma matrisinin boyu ile üstel olarak artar. Optimum olmayan sezimleme yöntemleri ile bu karmaşıklık azaltılabilir ancak bu başarımda azalmaya neden olur [50].

Yayma matrisi olarak *Hadamard* matrisi kullanılırsa çeşitleme kazancından tam olarak faydalanılamaz. Çeşitleme kazancından tam olarak faydalanabilmek için *QOSTBC*’de olduğu gibi sembollerin rotasyonu önerilmektedir [50]. Bu amaçla rotasyonlu *Hadamard* yayma matrisi kullanılabilir. Rotasyonlu *Hadamard* yayma matrisinin elde edilişi aşağıda gösterilmektedir:

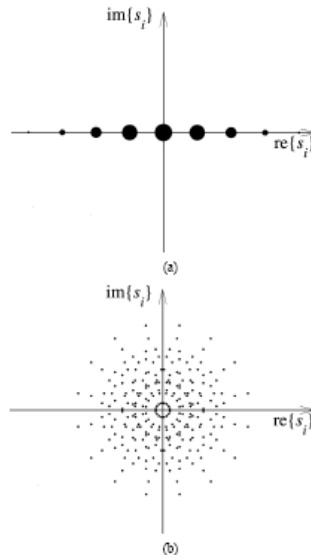
$$\underline{G}_{rot} = \underline{G} \text{Diag}(\underline{r}) \quad (172)$$

Rotasyon vektörü \underline{r} aşağıdaki gibidir:

$$\underline{r} = [r_0 \quad r_1 \quad \dots \quad r_{p-1}]^T; r_i = \exp\left(j \frac{2\pi i}{m p}\right) \quad (173)$$

Yukarıdaki denklemdeki m değeri yıldız kümesine bağlıdır. Eğer M -PSK kullanılmış ise, $m=M$ 'dir [50].

Aşağıdaki şekilde iki farklı yayma matrisi ile çarpılmış $BPSK$ sinyallerinin yeni yıldız kümeleri gösterilmektedir.



Şekil 14. 8×8 'lik Yayma Matrisi ile yayılmış $BPSK$ sinyallerinin yayma sonucu alabileceği olası değerler. a) 8×8 'lik *Hadamard* b) 8×8 'lik Rotasyonlu *Hadamard*

Yayma matrisi ile yayılmış sembollerin farklı kanal koşullarından geçecek olan farklı alt taşıyıcılardan iletilmesi sadece frekans çeşitlemesinden faydalanmayı sağlar. Frekans çeşitlemesi ile anten, zaman ve polarizasyon gibi çeşitlemeler bir arada kullanılıp çeşitleme kazancı arttırılabilir. Üzerinde yoğun olarak çalışma yapılan *OFDM*'de çeşitleme yöntemi olarak uzay-frekans (*SF*) kodlama kullanılabilir. *SF* kodlama sonucunda hem anten hem de frekans çeşitlemesinden faydalanılabilir.

1.7.2. Uzay Frekans Kodlama

SF kodlanmış bir *MIMO-OFDM* sistemini göz önüne alalım. Sistemde; M_t adet verici, M_r adet alıcı anten ile N tane alt taşıyıcı olsun. *MIMO* kanalın her *OFDM* bloğu boyunca sabit olduğu varsayılmaktadır. Verici ve alıcı antenler arasındaki frekans seçici kanalın L adet bağımsız yola ve aynı güç gecikme profiline sahip olduğu varsayılmaktadır.

Verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanalın vuruş tepkisi aşağıdaki gibi modellenmiştir:

$$\alpha_{i,j}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}(l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (174)$$

Yukarıdaki denklemde; τ_l , l 'inci yola ilişkin gecikme, $h_{i,j}(l)$, l 'inci yola ilişkin karmaşık kanal katsayısını belirtmektedir. Kanal katsayısı $h_{i,j}(l)$ sıfır ortalamalı karmaşık *Gaussian* işlevi olarak modellenmiştir ve varyansı aşağıdaki gibidir:

$$E|h_{i,j}(l)|^2 = \delta_l^2 \quad (175)$$

L adet yolun gücü aşağıdaki şekilde normalize edilmiştir:

$$\sum_{l=0}^{L-1} \delta_l^2 = 1 \quad (176)$$

Kanalın frekans tepkisi aşağıdaki gibidir:

$$\alpha_{i,j}(f) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}(l) e^{-j2\pi f \tau_l} \quad (177)$$

MIMO kanalın uzamsal (*spatially*) olarak ilintisiz olduğu varsayılmaktadır. Aşağıda *SF* kod kelimesi gösterilmektedir:

$$\underline{\underline{\mathbf{C}}} = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_2(0) & \dots & c_{M_t}(0) \\ c_1(1) & c_2(1) & \dots & c_{M_t}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(N-1) & c_2(N-1) & \dots & c_{M_t}(N-1) \end{bmatrix} \quad (178)$$

Yukarıdaki denklemde $c_i(n)$ n 'inci alt taşıyıcı ile i 'inci antenden iletilecek olan sembolü göstermektedir. İletilecek olan sembollerin toplam enerjisi $E\|\underline{C}\|_F^2 = NM_t$ şeklindedir.

Alıcıda uyumlu filtreleme, döngüsel ön ek kaldırma ve *FFT* uygulanması işleminden sonra n 'inci alt taşıyıcı ile j 'inci alıcı antenden alınan sinyal aşağıdaki gibi olur:

$$y_j(n) = \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \sum_{i=1}^{M_t} c_i(n) \alpha_{i,j}(n) + z_j(n) \quad (179)$$

Yukarıdaki denklemdeki $\alpha_{i,j}(n)$ aşağıdaki gibidir:

$$\alpha_{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}(l) e^{-j2\pi l \Delta f n} \quad (180)$$

Alt taşıyıcı frekans ayırması $\Delta f = 1/T$ 'dir. T ise *OFDM* sembol periyodudur. Kanal durum bilgisi $\alpha_{i,j}(n)$ 'nin alıcıda bilindiği ancak vericide bilinmediği varsayılmaktadır. $z_j(n)$; sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık *Gaussian* gürültüsünü belirtmektedir ve $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}}$ terimi ortalama sinyal gürültü oranını (*SNR*) belirten ρ 'nun her alıcı antende verici anten sayısından bağımsız olmasını sağlar. Verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanalın frekans tepkisi aşağıdaki gibidir:

$$\underline{\alpha}_{i,j} = [\alpha_{i,j}(0) \quad \alpha_{i,j}(1) \quad \dots \quad \alpha_{i,j}(N-1)]^T \quad (181)$$

$w = e^{-j2\pi \Delta f}$ notasyonunu kullanarak $\underline{\alpha}_{i,j}$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{\alpha}_{i,j} = \underline{W} \underline{A}_{i,j} \quad (182)$$

$$\underline{\underline{W}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ w^{\tau_0} & w^{\tau_1} & \dots & w^{\tau_{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w^{(N-1)\tau_0} & w^{(N-1)\tau_1} & \dots & w^{(N-1)\tau_{L-1}} \end{bmatrix} \quad (183)$$

$$\underline{A}_{i,j} = [h_{i,j}(0) \quad h_{i,j}(1) \quad \dots \quad h_{i,j}(L-1)]^T \quad (184)$$

Denklem (182)'den faydalanarak verici anten i ile alıcı anten j arasındaki kanal frekans tepkesinin ilinti matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{\underline{R}}_{i,j} = E\{\underline{H}_{i,j} \underline{H}_{i,j}^H\} = WE\{\underline{A}_{i,j} \underline{A}_{i,j}^H\} \underline{\underline{W}}^H = \underline{\underline{W}} \begin{bmatrix} \delta_0^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta_1^2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{L-1}^2 \end{bmatrix} \underline{\underline{W}}^H \stackrel{\Delta}{=} \underline{\underline{R}} \quad (185)$$

Yukarıdaki denklemde elde edilen ifade yol kazançlarının $(h_{i,j}(l))$ birbirinden bağımsız olduğu kabul edilmiştir. İki farklı SF kod kelimesi için aşağıdaki denklemi yazmak mümkündür:

$$\underline{\underline{\Delta}} = (\underline{\underline{C}} - \underline{\underline{\tilde{C}}})(\underline{\underline{C}} - \underline{\underline{\tilde{C}}})^H \quad (186)$$

Uzamsal olarak ilintisiz MIMO kanal göz önüne alındığında $\underline{\underline{C}}$ ve $\underline{\underline{\tilde{C}}}$ arasındaki karşılıklı (*pairwise*) hata olasılığı aşağıdaki gibi üst sınıra sahiptir [55], [64], [65].

$$P(\underline{\underline{C}} \rightarrow \underline{\underline{\tilde{C}}}) \leq \binom{2vM_r - 1}{vM_r} \left(\prod_{i=1}^v \lambda_i \right)^{-M_r} \left(\frac{\rho}{M_t} \right)^{-vM_r} \quad (187)$$

Yukarıdaki denklemde v ; $\underline{\underline{\Delta}} \circ \underline{\underline{R}}$ 'nin rankıdır ve \circ işlemi *Hadamard* çarpımını ifade etmektedir. Denklem (187)'deki üst sınıra dayanarak iki SF kod tasarımı ölçütü [55]'te ileri sürülmüştür.

- Çeşitleme (rank) ölçütü : $\underline{\underline{\Delta}} \circ \underline{\underline{R}}$ 'nin farklı $\underline{\underline{C}}$ ve $\underline{\underline{\tilde{C}}}$ çiftleri için rankı mümkün olduğunca büyük olmalıdır.
- Çarpım ölçütü : $\prod_{i=1}^v \lambda_i$ çarpımı tüm farklı $\underline{\underline{C}}$ ve $\underline{\underline{\tilde{C}}}$ çiftleri için yine en büyük olmalıdır.

Hadamard çarpımının rank eşitsizliği aşağıda verilmiştir.

$$\text{rank}(\underline{\underline{\Delta}} \circ \underline{\underline{R}}) \leq \text{rank}(\underline{\underline{\Delta}}) \text{rank}(\underline{\underline{R}}) \quad (188)$$

$\underline{\underline{\Delta}}$ 'nın rankı en fazla M_t , $\underline{\underline{R}}$ 'nin rankı en fazla L değerini ve $\underline{\underline{\Delta}} \circ \underline{\underline{R}}$ 'nin rankı en fazla N değerini alabildiğinden elde edilebilecek en büyük çeşitleme mertebesi $\min\{LM_t M_r, NM_r\}$ olabilir [58], [59], [55], [66]. Eğer bir SF kod kelimesi tam çeşitleme sağlayabiliyorsa normalize edilmiş kod kazanımı aşağıdaki gibi olur [55], [67], [68]:

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{M_t}} \min \left| \prod_{i=1}^v \lambda_i \right|^{\frac{1}{2v}} \quad (189)$$

Yukarıdaki denklemde ; $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_v$, iki farklı SF kodu ($\underline{\underline{C}}$ ve $\underline{\underline{\tilde{C}}}$) için $\underline{\underline{\Delta}} \circ \underline{\underline{R}}$ 'nin sıfır olmayan öz değerleridir.

Tam hızlı SF kodları için; Γ , 1 ile L arasında olan bir tam sayı olmak üzere, $\Gamma M_t M_r$ çeşitleme mertebesine sahip sistematik bir tasarım yöntemi [69]'da gösterilmiştir.

Denklem (187)'deki hata olasılığı ifadesinden faydalanarak [69]'da iç çeşitleme çarpımı olarak isimlendirilen aşağıdaki ifade yazılmıştır:

$$\zeta_{in} = \frac{1}{2} \min_{\tilde{x} = \hat{x}} \left(\prod_{k=1}^{\Gamma M_t} |x_p - \tilde{x}_p| \right)^{\frac{1}{\Gamma M_t}} \quad (190)$$

İç çeşitleme çarpımı olarak isimlendirilen denklem (190)'daki ifade kanalın güç gecikme profilinden bağımsızdır. Denklem (190) $\Gamma M_r M_r$ 'lik bir çeşitleme mertebesi için ($1 \leq \Gamma \leq L$) yazılmıştır. Denklem (190)'daki x_p değerleri aşağıdaki gibi elde edilen vektörün elemanlarıdır:

$$\underline{X} = \frac{1}{\sqrt{p}} \underline{M}_p \underline{S} \quad (191)$$

\underline{S} iletim sembollerini içeren vektördür; \underline{M}_p ise $p \times p$ 'lık bir yayma matrisidir. Mümkün olan en büyük çeşitleme mertebesine ulaşabilmek için iç çeşitleme çarpımının en büyük değerini almasının yanı sıra; birbiri ile ilintili semboller taşıyan alt taşıyıcıların ilintisi düşük kanallardan geçmeleri sağlanmalıdır. Alt taşıyıcıların sırası değiştirilerek ilintisiz kanallardan geçmeleri sağlanabilir. Bunu yapabilmek için de vericinin alıcıdaki kanalın güç gecikme profili hakkında önceden bir bilgiye sahip olması gerekmektedir.

Rastlantısal yol gecikmeleri için alt taşıyıcıların optimum permütasyonu [69]'da bulunmuştur. Yol gecikmeleri $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{L-1}$ ve bunlara ilişkin güçler $\delta_0^2, \delta_1^2, \dots, \delta_{L-1}^2$ verici tarafından biliniyor olarak varsayılmıştır. Aşağıda alt taşıyıcı kanalları arasındaki ilintiyi gösteren dış çeşitleme çarpımı gösterilmektedir [69].

$$\zeta_{ex} = \left(\prod_{m=1}^{M_r} |\det(W_m \Lambda W_m^H)| \right)^{\frac{1}{2\Gamma M_r}} \quad (192)$$

$$\underline{\underline{\Lambda}} = \text{diag}([\delta_0^2 \ \delta_1^2 \ \dots \ \delta_{L-1}^2]^T) \quad (193)$$

Dış çeşitleme çarpımı sadece kanalın güç gecikme profilinin permütasyonlarına bağlıdır. Permütasyon iç çeşitleme çarpımını etkilememektedir. Bundan dolayı dış çeşitleme çarpımını alt taşıyıcıların (ton) sırasını değiştirerek arttırmak mümkündür. Dış çeşitleme kazancını en büyük yapabilmek için sırası değiştirilmiş taşıyıcılara ilişkin dış çeşitleme kazancı aşağıdaki gibi yazılabilir [69]:

$$\zeta_{ex} = \left| \det \left(\underline{\underline{V}}_m \underline{\underline{\Lambda}} \underline{\underline{V}}_m^H \right) \right|^{\frac{1}{2\Gamma}} \quad (194)$$

Yukarıdaki denklemde sırası değiştirilmiş olan taşıyıcılara ilişkin olarak $\underline{\underline{W}}_m$ yerine $\underline{\underline{V}}_m$ yazılmıştır. $\underline{\underline{V}}_m = \underline{\underline{V}}_0$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

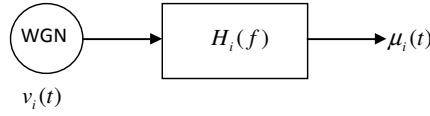
$$\underline{\underline{V}}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \omega^{q\tau_0} & \omega^{q\tau_1} & \dots & \omega^{q\tau_{L-1}} \\ \omega^{2q\tau_0} & \omega^{2q\tau_1} & \ddots & \omega^{2q\tau_{L-1}} \\ \omega^{(\Gamma-1)q\tau_0} & \omega^{(\Gamma-1)q\tau_1} & \dots & \omega^{(\Gamma-1)q\tau_{L-1}} \end{bmatrix}_{\Gamma \times L} \quad (195)$$

Yukarıdaki matristeki q değeri ayırma faktörü olarak isimlendirilmektedir. Optimum q değeri bulunularak alt taşıyıcıların sıraları bu optimum değere göre değiştirilip dış çeşitleme kazancı en büyük yapılabilir.

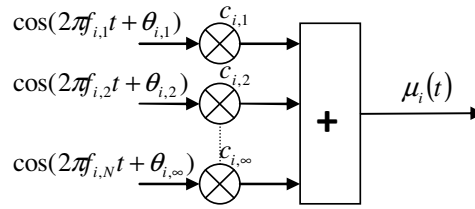
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Rayleigh Kanalı Benzetiminin Gerçekleştirilmesi

Renkli *Gaussian* işlevini modellemek için iki yöntem kullanılmaktadır. Bunlardan biri filtre yöntemi ve diğeri *Rice* yöntemidir [9], [70], [71], [72]. Filtre yöntemi ve *Rice* yönteminin temel prensibi aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.



(a) Filtre modeli



(b) Rice modeli

Şekil 15. Renkli *Gaussian* işlevi elde etmek için kullanılan modeller

Filtre yönteminde; vuruş tepkisi gerçel olan ve $H_i(f)$ ile gösterilen bir şekillendirme filtresi kullanılır. $S(f)$ *Doppler* güç spektrumunu göstermek üzere $H_i(f) = \sqrt{S(f)}$ şeklinde yazılabilir. Şekil (15.a)'da modelin genel blok diyagramı gösterilmektedir. Fiziksel ortama bağlı olarak üç farklı spektrum tanımlanmaktadır; bunlar *flat*, *Gaussian* ve *Jakes* spektrumudur [9]. *Flat* spektrum için *Doppler* güç spektrumu $S_f(f) = A, |f| \leq B$ 'dir ve buna göre $H(f) = \sqrt{A}, |f| \leq B$ olur. *Flat* spektrumda şekillendirme filtresi aslında ideal bir alçak geçiren süzgeçtir.

Gaussian spektrumunda *Doppler* güç spektrumu $S_G(f) = A^{-kf^2}, |f| \leq B$ biçimindedir. Buradaki k istenen bant genişliğine göre seçilen bir sayıdır. Şekillendirme filtresinin vuruş tepkisi de $H_G(f) = \sqrt{A} \exp(-\frac{1}{2}kf^2), |f| \leq B$ şeklinde olur. Filtrenin vuruş tepkisi zaman bölgesinde $h_G(t) = \sqrt{2\pi A/k} \exp[-(2\pi^2/k)t^2]$ biçiminde olur.

Jakes spektrumu diğer iki spektruma göre biraz daha karmaşıktır. *Jakes* spektrumu aşağıda gösterilmektedir.

$$S_J(f) = \frac{A}{[1 - (f/f_D)^2]^{1/2}} \quad (196)$$

Şekillendirme filtresinin tepkisini elde edebilmek için $S_J(f)$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$S_J(f) = S_f(f) |H_J(f)|^2 \quad (197)$$

Yukarıdaki denklemdeki $S_f(f)$ *flat* spektrumu ve $H_J(f)$ *Jakes* frekans tepkisini göstermektedir. $S_f(f) = 1$ varsayılarak aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$H_J(f) = [S_J(f)]^{1/2} = \frac{A^{1/2}}{[1 - (f/f_D)^2]^{1/4}} \quad (198)$$

$H_J(f)$ gerçel ve simetrik bir fonksiyon olduğundan filtrenin vuruş tepkisi $h_J(t)$ kosinüs dönüşümünden elde edilebilir [73].

$$\begin{aligned} h_J(t) &= F^{-1}(H_J(f)) = A^{1/2} 2^{1/4} \pi^{1/2} \Gamma(3/4) f_D x^{-1/4} J_{1/4}(x) \\ &= A^{1/2} 2.583 f_D x^{-1/4} J_{1/4}(x) \end{aligned} \quad (199)$$

Yukarıdaki denklemde $J_{1/4}(x)$ kesirli *Bessel* fonksiyonunu belirtmektedir ve $x = 2\pi f_D |t|$ 'dir. Filtre kazancı $A^{1/2}$; $h_J(t)$ 'nin ortalama gücü 1 olacak şekilde seçilir.

Rice modeli renkli *Gaussian* işlevini; sonsuz sayıdaki, eşit frekans farklarına sahip, rastlantısal fazlı, ağırlıklandırılmış harmonik fonksiyonlarının toplamı ile elde etmektedir. Bu prensibe göre stokastik *Gaussian* işlevi $\mu_i(t)$ aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir.

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (200)$$

$$c_{i,n} = 2\sqrt{\Delta f_i S_{\mu_i, \mu_i}(f_{i,n})} \quad (201)$$

$$f_{i,n} = n\Delta f_i \quad (202)$$

Fazlar; $\theta_{i,n}$ ($n=1,2,\dots,N_i$), $(0,2\pi]$ aralığında üniform olarak değişen rastlantısal değişkenlerdir. Denklem (202)'in gerekli tüm frekans bölgesini kapsamamasını sağlayacak şekilde Δf_i seçilir. Dolayısı ile $N_i \rightarrow \infty$ iken $\Delta f_i \rightarrow 0$ olur.

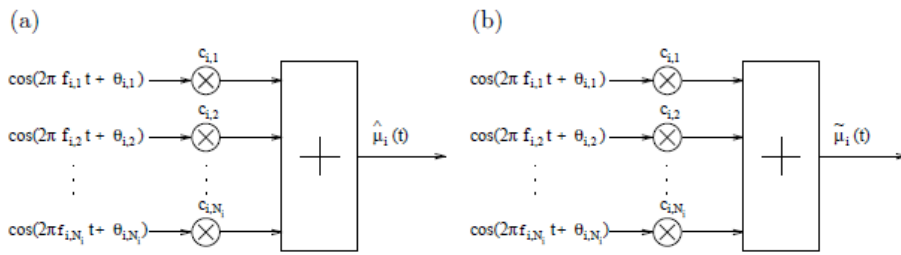
Bilindiği gibi *Gaussian* rastlantısal değişkenleri; ortalama değerleri, güç spektral yoğunlukları ya da öz ilinti fonksiyonları ile karakterize edilmektedirler. *Rice*'a göre denklem (200) sıfır ortalamalı ve spektral yoğunluğu $S_{\mu_i, \mu_i}(f)$ olan *Gaussian* rastlantısal işlevini belirtmektedir. Bundan dolayı Şekil (15.a) ve (15.b)'de gösterilen analitik modeller bir biri ile eşdeğerdirler. Öte yandan bu modelleri tam anlamı ile gerçekleştirmek ise mümkün değildir. Filtre yönteminde kullanılan filtrenin ideal olduğu kabulü modelin tam olarak gerçekleştirilmesini engeller. Ayrıca filtre girişindeki işaretin beyaz *Gaussian* gürültüsü olduğu kabul edilmektedir oysa beyaz *Gaussian* gürültüsü de tam anlamı ile elde edilememektedir. *Rice* modelinin gerçekleştirilebilmesi için ise sonsuz sayıdaki harmonik fonksiyona ihtiyaç vardır.

Filtre yöntemi ideal olmayan filtre kullanımı ile gerçekleştirilebilir. Yani bu yöntem ile stokastik bir benzetim hayata geçirilmiş olunur. Benzetimde kullanılan blokların ideale ne kadar yakın olduğuna bağlı olarak filtre çıkışındaki sinyal istenen ideal *Gaussian* işlevine o kadar yakın ya da uzak olur. Birçok çalışmada filtre metodu gezgin radyo kanallarının benzetiminde kullanılmıştır [74]-[75]-[76]-[77]-[78]. Yapılan çalışmada filtre yöntemi değil *Rice* yöntemi kanal benzetimi için kullanılmıştır.

Rice yöntemi sonlu sayıdaki harmonik fonksiyona uygulandığında aşağıdaki stokastik işlev elde edilir.

$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (203)$$

Denklem (203)'teki ifadedeki $c_{i,n}$ ve $f_{i,n}$ parametreleri (201) ve (202)'te gösterilen parametreler ile aynıdır. $\theta_{i,n}$ ile gösterilen fazlar da yine üniform dağılımlı rastlantısal değişkenlerdir. Bu modele ilişkin blok diyagram şekil (16.a)'da gösterilmektedir. $N_i \rightarrow \infty$ iken $\hat{\mu}_i(t) \rightarrow \mu_i(t)$ olmaktadır. Şekil (16.a)'da gösterilen benzetim yöntemi hala stokastik bir yapıya sahiptir; çünkü $\theta_{i,n}$ 'ler üniform dağılımlı rastlantısal değişkenlerdir. Rastlantısal sayı üreticinin ürettiği $(0,2\pi]$ arasındaki üniform dağılımlı fazlar üreteçten alındıktan sonra rastlantısal değişkenleri ifade etmezler. Bu fazlar artık rastlantısal bir olay sonucu elde edilen sabit niceliklerdir. Denklem (203)'teki ifadedeki $c_{i,n}$ ve $f_{i,n}$ parametreleri (201) ve (202)'te gösterilen parametreler ile aynıdır. $\theta_{i,n}$ ile gösterilen fazlar da yine üniform dağılımlı rastlantısal değişkenlerdir. Bu modele ilişkin blok diyagram Şekil (16.a)'da gösterilmektedir. $N_i \rightarrow \infty$ iken $\hat{\mu}_i(t) \rightarrow \mu_i(t)$ olmaktadır.



Şekil 16. Renkli Gaussian işlevi için benzetim yöntemleri : (a) Rastlantısal fazlı stokastik benzetim yöntemi (b) Sabit fazlı deterministik benzetim

Bu durumda aşağıdaki ifade bir deterministik fonksiyon ya da işlevi belirtmektedir:

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (204)$$

Şekil (16.b)'de deterministik modelin blok diyagramı gösterilmektedir. Eğer $N_i \rightarrow \infty$ olursa deterministik işlev $\tilde{\mu}_i(t)$, stokastik işlev $\mu_i(t)$ 'nin örnek fonksiyonu olur. Deterministik $\tilde{\mu}_i(t)$ işlevinin istatistiksel özellikleri sıfır ortalamalı renkli rastlantısal *Gaussian* işlevine yakın tutularak, $\mu_i(t)$ 'ye oldukça yakın benzetimler gerçekleştirilebilir. Bundan dolayı $\tilde{\mu}_i(t)$ gerçel deterministik *Gaussian* işlevi olarak isimlendirilmektedir. Aşağıda karmaşık deterministik *Gaussian* işlevi gösterilmektedir:

$$\tilde{\mu}(t) = \tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t) \quad (205)$$

Deterministik *Rayleigh* işlevi de aşağıda gösterilmektedir:

$$\tilde{\zeta}(t) = |\tilde{\mu}(t)| = |\tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t)| \quad (206)$$

Benzer şekilde aşağıdaki ifade de deterministik *Rice* işlevi olur:

$$\tilde{\xi}(t) = |\tilde{\mu}(t) + m(t)| \quad (207)$$

Yukarıdaki ifadedeki $m(t)$ terimi direk yol bileşenine ait olan terimi göstermektedir.

Bilgisayarda yapılacak bir benzetimde zaman değişkeni t yerine $t=kT_s$ alınarak örnekleme yapıp ayrık zamana geçiş yapılabilir (T_s : Örnekleme periyodu). Bundan sonraki adımda ise modele ilişkin $c_{i,n}$, $f_{i,n}$ ve $\theta_{i,n}$ ($n=1,2,\dots,N_i$) belirlenmelidir. Benzetim sırasında tüm parametreler sabit olarak kalırlar.

Rice modeline ilişkin parametreleri ($c_{i,n}, f_{i,n}, \theta_{i,n}$); deterministik işlev $\tilde{\mu}_i(t)$ ya da $\tilde{\mu}_i(kT_s)$ 'nin istatistiksel özelliklerinin ideal stokastik işlevin özelliklerine mümkün

olduğunca yakın olmasını sağlayacak şekilde seçmek için birçok yöntem önerilmiştir. Bu tür bir modelin ne kadar gerçekçi olduğunu test etmek için kullanılan bazı parametreler aşağıda sıralanmıştır.

- Ortalama Değer ve Ortalama Güç
- Öz İlinti ve Çapraz İlinti Fonksiyonları
- Zarf ve Fazın Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
- Seviye Çakışma Sayısı (Level Crossing Rate) ve Ortalama Sönüm Süresi
- Sönümleme Zaman Aralıklarının Yoğunluğu

Frekans seçici olmayan gerçek kanala ilişkin yukarıda belirtilen ikinci mertebeye istatistikler; [12]-[20]'de tanımlanmıştır ve bunlar benzetimin gerçekliğini test etmek için bir referans olarak kullanılmaktadır.

$$g(t) = g_c(t) + jg_s(t) \quad (208)$$

Yukarıdaki denklemdeki $g(t)$ frekans seçici olmayan sönümlemeyi ifade etmektedir. Aşağıdaki denklemlerde frekans seçici olmayan sönümlemeye ilişkin öz ve çapraz ilinti fonksiyonları gösterilmektedir.

$$r_{g_c g_c}(\tau) = E[g_c(t)g_c(t + \tau)] = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (209)$$

$$r_{g_s g_s}(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (210)$$

$$r_{g_c g_s}(\tau) = r_{g_s g_c}(\tau) = 0 \quad (211)$$

$$r_{gg}(\tau) = E[g(t)g^*(t + \tau)] = 2J_0(2\pi f_D \tau) \quad (212)$$

$$r_{|g|^2 |g|^2}(\tau) = 1 + J_0^2(2\pi f_D \tau) \quad (213)$$

Yukarıda belirtilen parametrelerin yanı sıra benzetim sonucu elde edilen kanalın zarfına ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu da *Rayleigh* dağılımına sahip olmalıdır. Aşağıda *Rayleigh* sönümlmeli bir kanalın zarfına ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu gösterilmektedir [79].

$$p_{|g(t)|}(r) = \frac{2r}{E(|g(t)|^2)} e^{-r^2/E(|g(t)|^2)}; r \geq 0 \quad (214)$$

$\tilde{\mu}_i(t)$ deterministik bir işlev ve $f_{i,n} \neq 0$ ($n = 1, 2, \dots, N_i$) ise bu işlevin ortalama değeri aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{m}_{\mu_i} = 0 \quad (215)$$

$\tilde{\mu}_i(t)$ işlevinin ortalama gücü aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{\sigma}_{\mu_i}^2 = \sum_{n=1}^{N_i} \frac{c_{i,n}^2}{2} \quad (216)$$

$\tilde{\mu}_i(t)$ işlevinin öz ilinti fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{r}_{\mu_i, \mu_i}(\tau) = \sum_{n=1}^{N_i} \frac{c_{i,n}^2}{2} \cos(2\pi f_{i,n} \tau) \quad (217)$$

Yukarıdaki denkleme dikkat edilecek olursa öz ilinti fonksiyonu; *Doppler* katsayıları ($c_{i,n}$) ve ayrı *Doppler* frekanslarına ($f_{i,n}$) bağlı iken *Doppler* fazlarından ($\theta_{i,n}$) bağımsızdır. İki ayrı ($\tilde{\mu}_1(t)$, $\tilde{\mu}_2(t)$) deterministik işlevin çapraz ilinti fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{r}_{\mu_1\mu_2}(\tau) = 0; f_{1,n} \neq \pm f_{2,m} \quad (218)$$

Yukarıdaki denkleme göre ilgili *Doppler* frekanslarının mutlak değerleri birbirinden farklı ise deterministik işlev $\tilde{\mu}_1(t)$ ve $\tilde{\mu}_2(t)$ birbirinden bağımsızdır. Ancak $f_{1,n} = \pm f_{2,m}$ tüm (n,m) değerleri için sağlanırsa $\tilde{\mu}_1(t)$ ve $\tilde{\mu}_2(t)$ ilintili olur. Aşağıda bu durum için çapraz ilinti fonksiyonu gösterilmektedir:

$$\tilde{r}_{\mu_1\mu_2}(\tau) = \sum_{\substack{n=1 \\ f_{1,n} = \pm f_{2,m}}}^N \frac{c_{1,n}c_{2,m}}{2} \cos(2\pi f_{1,n}\tau - \theta_{1,n} \pm \theta_{2,m}) \quad n=1,2 \dots N_1; m=1,2 \dots N_2 \quad (219)$$

Yukarıdaki denklemde $N = \max\{N_1, N_2\}$ 'dir. Çapraz ilinti fonksiyonu aynı zamanda *Doppler* fazlarına da bağlıdır. Çapraz ilinti fonksiyonu için $\tilde{r}_{\mu_1\mu_2}(\tau) = \tilde{r}_{\mu_2\mu_1}^*(-\tau) = \tilde{r}_{\mu_2\mu_1}(-\tau)$ eşitlikleri geçerlidir. $\tilde{\mu}_i(t)$ deterministik işlevinin güç spektral yoğunluğu aşağıda gösterilmektedir:

$$\tilde{S}_{\mu_i\mu_i}(f) = \sum_{n=1}^{N_i} \frac{c_{i,n}^2}{4} [\delta(f - f_{i,n}) + \delta(f + f_{i,n})] \quad (220)$$

Denklem (220)'den de görüleceği gibi $\tilde{S}_{\mu_i\mu_i}(f) = \tilde{S}_{\mu_i\mu_i}(-f)$ 'tir.

Eğer $\tilde{\mu}_1(t)$ ve $\tilde{\mu}_2(t)$ iki adet deterministik işlev ise bunlar arasındaki çapraz güç yoğunluğu aşağıdaki gibi olur:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{\mu_1\mu_2}(f) &= 0 \Rightarrow f_{1,n} \neq \pm f_{2,m} \\ \tilde{S}_{\mu_1\mu_2}(f) &= \sum_{n=1}^N \frac{c_{1,n}c_{2,m}}{4} [\delta(f - f_{1,n})e^{-j(\theta_{1,n} \mp \theta_{2,m})} + \delta(f + f_{1,n})e^{j(\theta_{1,n} \mp \theta_{2,m})}] \end{aligned} \quad (221)$$

Seviye çakışma hızı (*Level Crossing Rate*); sönümlenme zarfının belirlenen bir seviyeye pozitif yönde ilerlerken saniyede kaç kere ulaştığını veren bir ölçüdür. *Rayleigh* sönümlenme bir sinyal için teorik olarak *LCR* (*Level Crossing Rate*) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} = \sqrt{2\pi} f_D \gamma e^{-\gamma^2} \quad (222)$$

Yukarıdaki denklemde; f_D en büyük *Doppler* frekansını, $\gamma = R/R_{rms}$ belirlenen R seviyesinin yerel *rms* genliği ile normalize edilmesi sonucu elde edilen değeri gösterir. $\gamma=0.1$ ise yerel *rms* sinyal seviyesinin 0.1 katının yani 10 da 1'inin üstüne saniyede kaç kere çıkmış olduğu, *LCR*'yi verir.

Ortalama sönüm süresi (*Average Fade Duration, AFD*) sinyalin belirlenen R seviyesinin altında olduğu sürenin ortalamasıdır.

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} P_r[r \leq R] = \frac{e^{\gamma^2} - 1}{f_D \sqrt{2\pi}} \quad (223)$$

$P_r[r \leq R]$; alınan r sinyalinin R seviyesinin altında olma olasılığıdır ve aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$P_r[r \leq R] = \frac{1}{T} \sum_i \tau_i \quad (224)$$

Yukarıdaki denklemde τ_i ; sönüm ve T ; gözlem süresini göstermektedir. Kullanılan deterministik kanal modeline ilişkin *LCR* ve *AFD* değerleri kapalı formda [72]'de gösterilmektedir.

Rice metodundaki parametreleri orijinal *stokastik* işleve en benzer istatistiksel özellikleri elde edecek şekilde seçebilmek için birçok yöntem [80]-[81]-[82]-[83]-[84]-[85] önerilmiştir. Bu çalışmalardan, *Jakes* tarafından önerilen deterministik kanal modeli [85] oldukça kabul gören bir modeldir ancak kanal katsayılarının gerçel ve sanal kısımlarının tam olarak ilintisiz olmasını sağlayamaması ve çok sayıda ilintisiz kanal katsayısı elde etmede sorun çıkarmasından ötürü bu model üzerinde bazı değişiklikler yapılmıştır [86]-[87]-[88]-[89]. Daha sonra *Jakes* deterministik kanal modeli hakkında yapılan detaylı incelemeler, bu modelin geniş anlamda durağan (*WSS*) olmadığını da göstermiştir [90].

Bundan dolayı [90]'da *Jakes* modelinde bazı değişiklikler yapılmıştır. Ancak daha sonra [90]'daki modelin ikinci merteye istatistiklerinin, stokastik modelinkiler ile sonsuz sayıda harmonik fonksiyon kullanılsa bile uyuşmadığı gösterilmiştir [91]. Sadece sekiz adet ya da az sayıda harmonik fonksiyon kullanarak stokastik modelin istatistik özelliklerine yakın özellikler taşıyan bir benzetim yöntemi [92]'de önerilmiştir. Aşağıda gösterilen matematik ifadeleri *Rayleigh* sönümlemesi benzetiminde kullanılmak üzere [92]'de önerilen ifadelerdir:

$$X(t) = X_c(t) + jX_s(t) \quad (225)$$

$$X_c(t) = \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=1}^M \cos(\psi_n) \cos(\omega_D t \cos \alpha_n + \phi) \quad (226)$$

$$X_s(t) = \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=1}^M \sin(\psi_n) \cos(\omega_D t \cos \alpha_n + \phi) \quad (227)$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4M}, \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (228)$$

Yukarıdaki denklemlerdeki θ, ϕ ve ψ_n 'lerin değerleri istatistiksel olarak birbirinden bağımsızdır ve tüm n değerleri için $[-\pi, \pi)$ arasında üniform olarak dağılmışlardır; $\omega_D = 2\pi f_D$ ise *Doppler* frekansı ile ilgili olan terimdir.

Yapılan çalışmada *Rayleigh* kanal katsayıları elde edebilmek için benzetimlerde denklem (225), (226), (227) ve (228)'deki ifadeler kullanılmıştır. Benzetimlerde $M=8$ alınmıştır. Benzetimlerde kanal katsayıları ayrık zamanda elde edilmiştir. Örneğin en büyük *Doppler* frekansı ile örnekleme periyodu çarpımı $f_D T_s = 0.02$ olan bir sistem için K adet kanal katsayısı aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

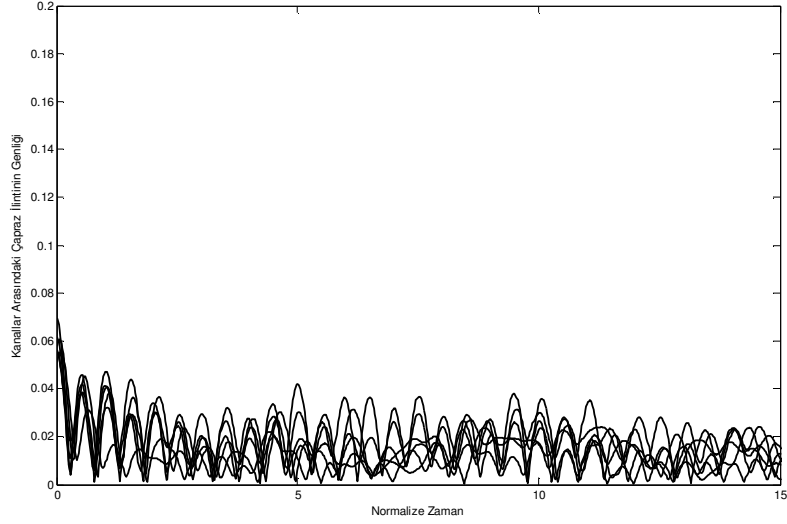
$$\begin{aligned}
X_C[k] &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^8 \cos(\psi_n) \cos(0.04\pi k \cos \alpha_n + \phi) \\
X_S[k] &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^8 \sin(\psi_n) \cos(0.04\pi k \cos \alpha_n + \phi) \\
X[k] &= X_C[k] + jX_S[k] \quad ; k = 0,1,2,\dots, K
\end{aligned} \tag{229}$$

Yukarıdaki denklemde gösterildiği biçimde kanal katsayıları elde edilmektedir. Kullanılacak sistemde birden fazla sayıda kanal var ise her bir kanal için K adet kanal katsayısı elde eden benzetim programı tekrar koşturulmaktadır.

Çeşitleme için en önemli nokta birbirinden bağımsız kanal koşullarını elde etmektir. Dolayısı ile benzetim programı sonucu farklı kanallara ilişkin olarak elde edilen kanal katsayılarının birbiri ile ilintisiz olmaları gerekmektedir. Kullanılan benzetim programı ile elde edilen ve X_1, X_2, X_3, X_4 ile gösterilen dört farklı *Rayleigh* kanal arasındaki ilinti matrisleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

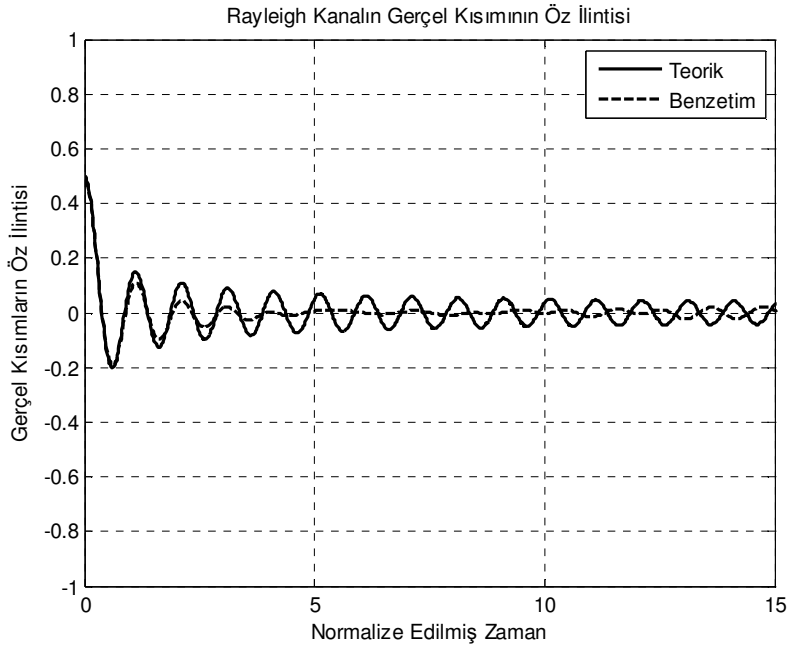
$$\begin{aligned}
\underline{\underline{r_{X_1 X_2}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.059 - 0.0157j \\ 0.059 + 0.0157j & 1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{r_{X_1 X_3}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.0624 + 0.0082j \\ 0.0624 - 0.0082j & 1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{r_{X_1 X_4}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.0459 - 0.0041j \\ 0.0459 + 0.0041j & 1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{r_{X_2 X_3}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.0504 + 0.0080j \\ 0.0504 - 0.0080j & 1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{r_{X_2 X_4}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.0534 + 0.0073j \\ 0.0534 - 0.0073j & 1 \end{bmatrix} \\
\underline{\underline{r_{X_3 X_4}}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.0553 + 0.0150j \\ 0.0553 - 0.0150j & 1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{230}$$

Şekil (17)'de benzetim programı ile üretilen dört farklı kanalın arasındaki ilinti fonksiyonlarının genliği gösterilmektedir. Benzetim programı ile üretilen farklı kanallar arasındaki ilintinin sıfıra yakın olduğu hem elde edilen ilinti matrislerinden hem de Şekil (17)'den görülmektedir.

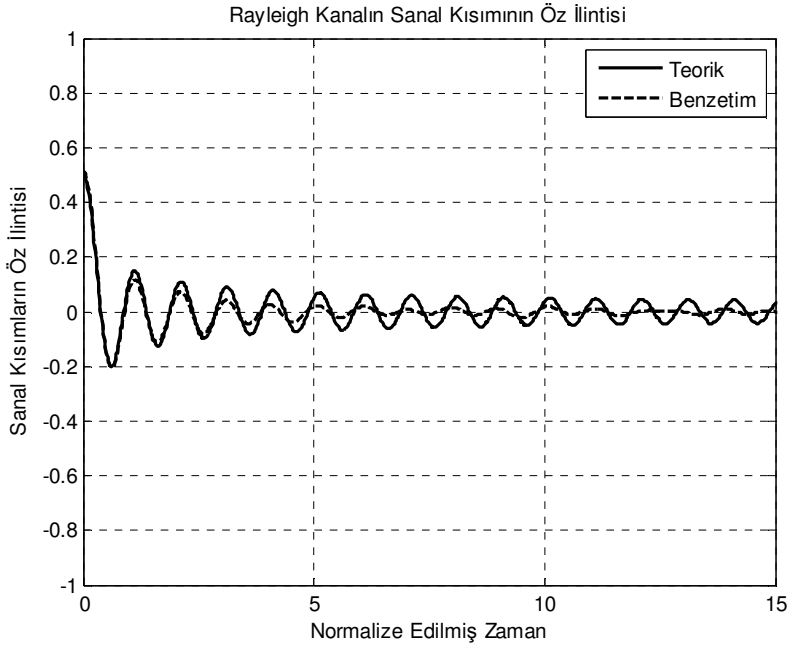


Şekil 17. Benzetimle üretilen dört farklı kanal arasındaki ilinti fonksiyonlarının genlikleri.

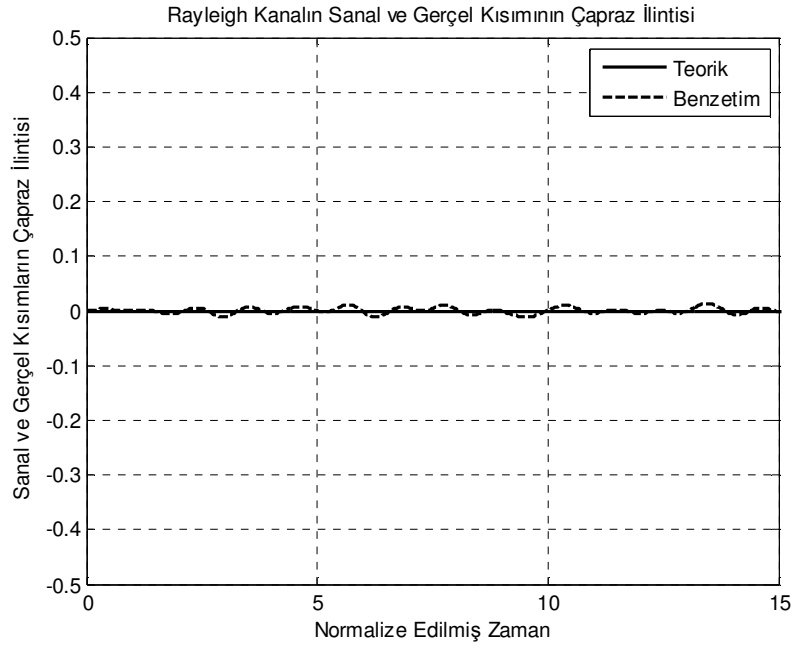
Aşağıdaki grafiklerde benzetim programı ile elde edilen kanallara ilişkin olarak; ilinti fonksiyonları, olasılık yoğunluk fonksiyonları, *LCR*, *AFD* ve olasılık yoğunluk fonksiyonları gösterilmektedir. İstenilen fonksiyonları benzetimle elde etmek için kanaldan 2×10^5 adet örnek alınmıştır. Benzetimlerde denklem (229) kullanılmıştır.



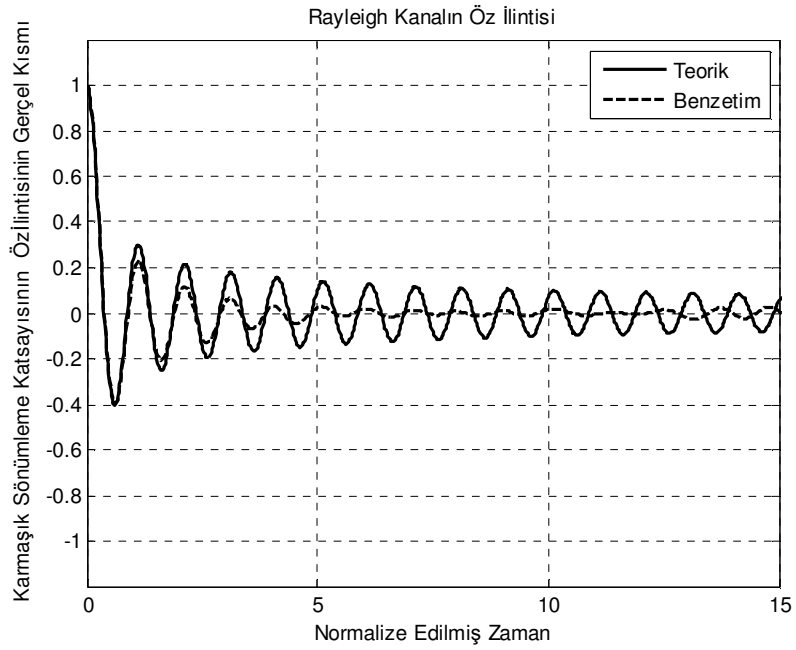
Şekil 18. *Rayleigh* kanalın gerçel kısmının öz ilintisi.



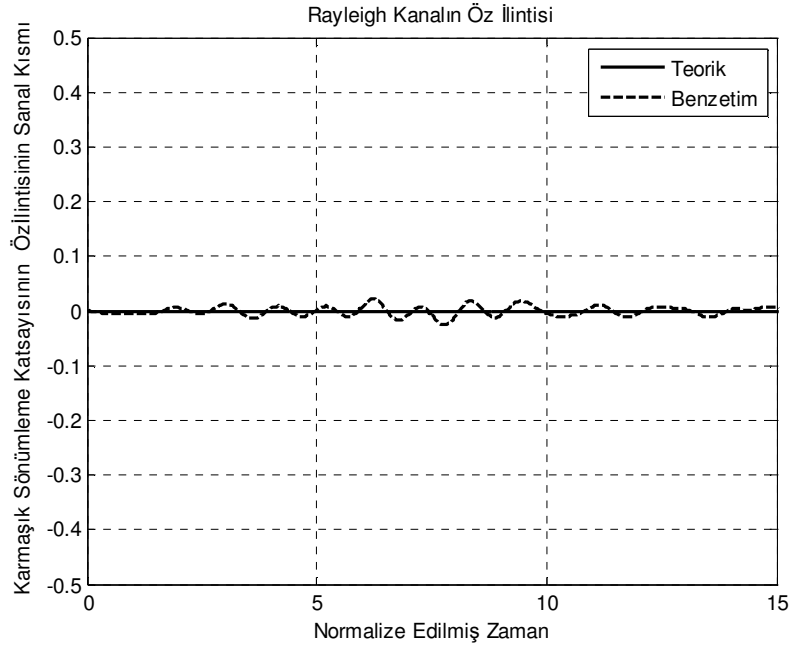
Şekil 19. *Rayleigh* kanalın sanal kısmının öz ilintisi.



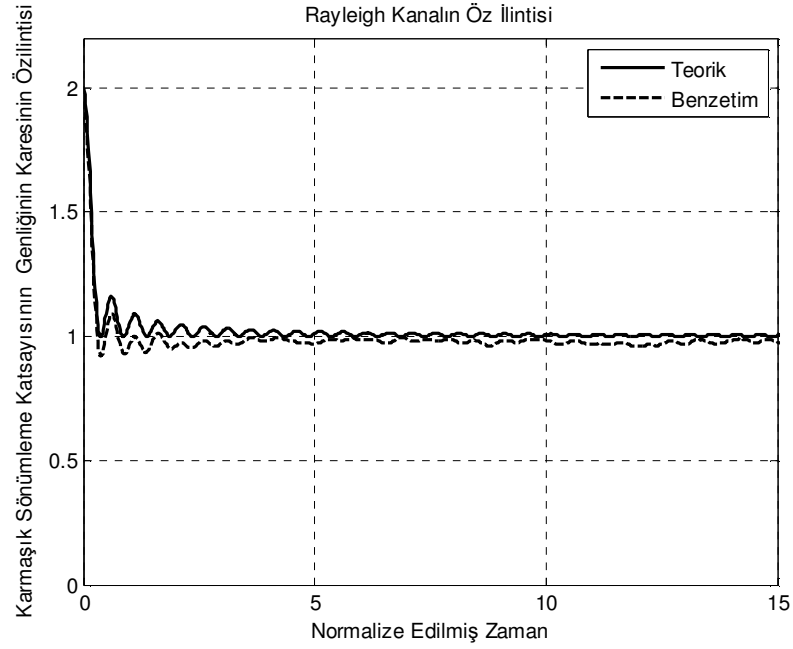
Şekil 20. *Rayleigh* kanalın gerçel ve sanal kısımlarının çapraz ilişkisi.



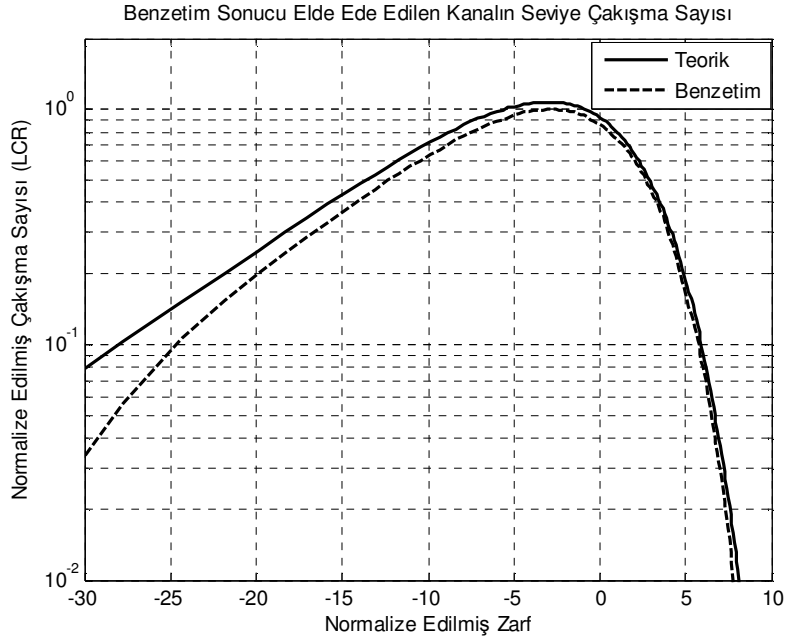
Şekil 21. Karmaşık *Rayleigh* sönümlenme katsayısının öz ilişkisinin gerçel kısmı.



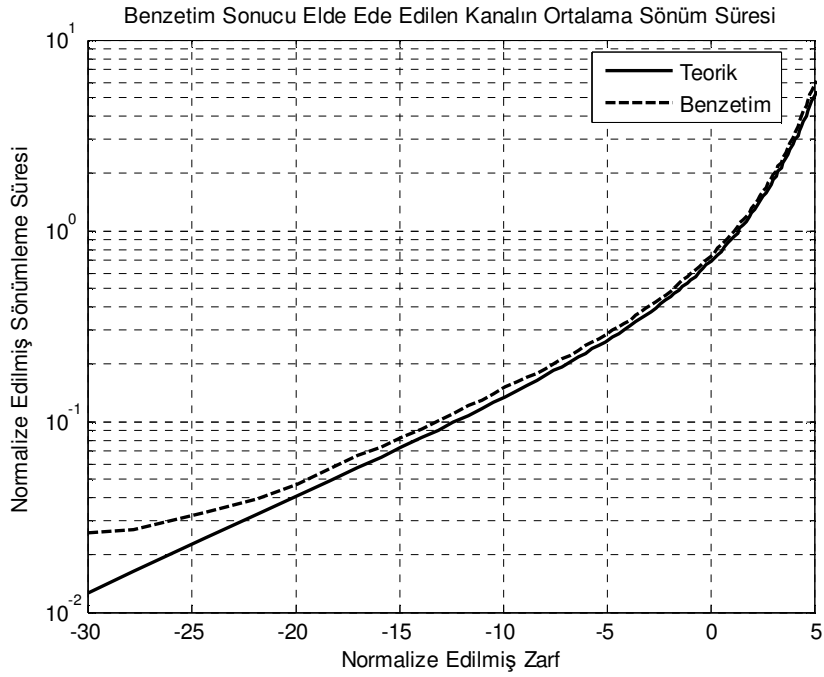
Şekil 22. Karmaşık *Rayleigh* sönümlenme katsayısının öz ilintisinin sanal kısmı.



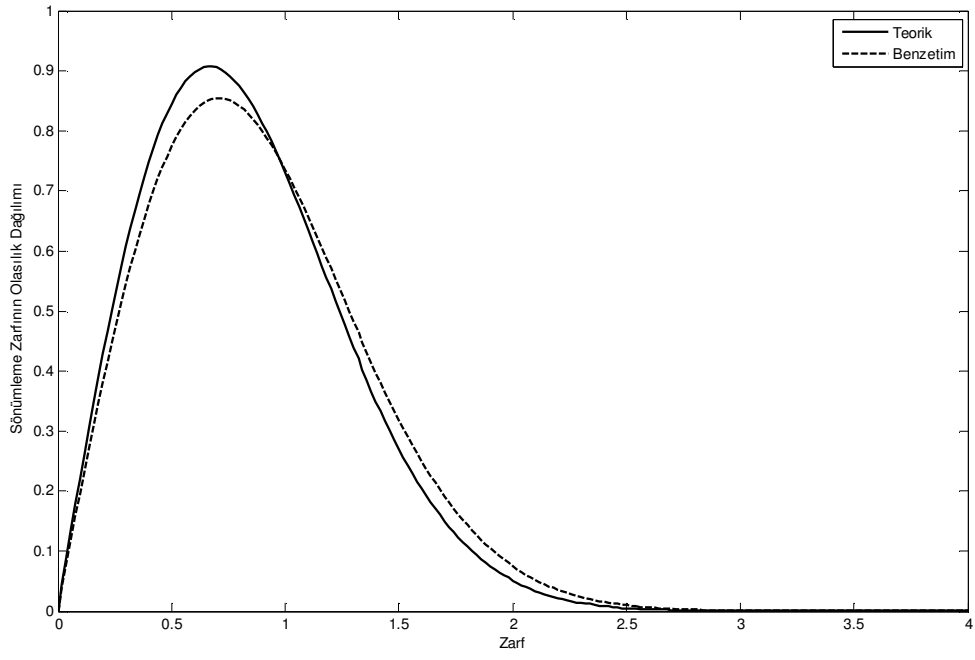
Şekil 23. *Rayleigh* kanal zarfınının karesinin öz ilintisi.



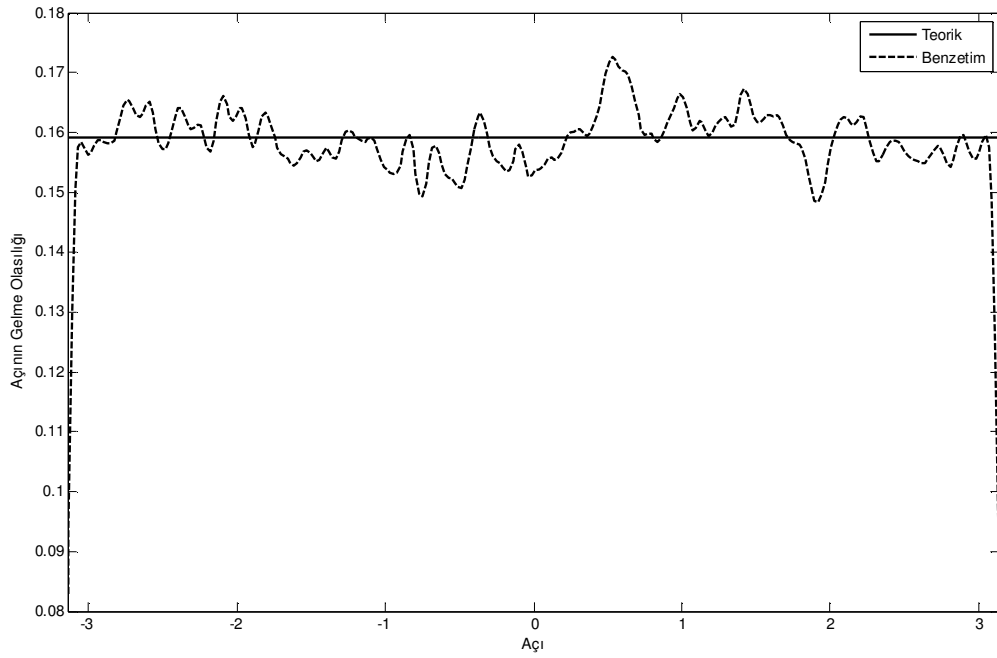
Şekil 24. *Rayleigh* kanal seviye çakışma sayısı (LCR).



Şekil 25. *Rayleigh* kanal ortalama sönüm süresi.



Şekil 26. *Rayleigh* kanal zarfının olasılık yoğunluk fonksiyonu.



Şekil 27. *Rayleigh* kanal fazının olasılık yoğunluk fonksiyonu.

Yapılan benzetimin; referans olarak alınan teorik modele ne kadar yakın sonuçlar verdiğini test etmek amacıyla elde edilen ve Şekil (18), (19), (20), (21), (22), (23), (24), (25), (26), (27)'de gösterilen grafiklerden de görüleceği gibi benzetim sonucu elde edilen kanal, teorik modele yakın sonuçlar vermektedir.

2.1.1. İlintili Rayleigh Kanal Katsayılarının Elde Edilmesi

Çok giriş çok çıkışlı (*MIMO*) ve *OFDM* sistemlerinin; benzetiminde birbiri ile çapraz ilintisi sıfır olmayan, kanal katsayıları oluşturmak; daha gerçekçi benzetimler yapabilmek için gereklilik haline gelmiştir. Kanal katsayıları gerçekte sürekli olarak değişmekte iken benzetimlerde ve sistem tasarımlarında çoğu kez kanal katsayıları belli bir süre değişmiyor olarak kabul edilmektedirler [5]. Kanal katsayılarındaki bu değişim çok küçük ise ihmal edilebilir ancak bazı durumlarda kanal katsayılarındaki değişimi ihmal etmek sistemin sağlıklı çalışmasına neden olabilir. *MIMO* sistemlerde alıcı ve verici antenleri arasındaki mesafeye göre de kanal katsayıları birbiri ile ilintili olabilmektedir [93]. İki ya da daha fazla sayıdaki farklı frekanstaki sinyallerin geçtiği kanallar; bu sinyallerin frekansları arasındaki farka göre birbiri ile ilintili olmaktadır [5].

Bu kısımdaki amaç *Rayleigh* zarfına sahip N adet ilintisiz karmaşık *Gaussian* işlevini kullanarak belli bir ilinti matrisine sahip N adet karmaşık *Gaussian* işlevi elde etmektir. İstenilen ilinti matrisine sahip N adet karmaşık *Gaussian* işlevi içeren vektör aşağıdaki gibi gösteriliyor olsun.

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_N \end{bmatrix} \quad (231)$$

\underline{Z} vektörüne ilişkin ilinti matrisi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\underline{\underline{K}} = E(\underline{\underline{Z}}\underline{\underline{Z}}^H) = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} & \cdots & \mu_{1N} \\ \mu_{21} & \mu_{22} & \cdots & \mu_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mu_{N1} & \mu_{N2} & \cdots & \mu_{NN} \end{bmatrix} \quad (232)$$

Bir $\underline{\underline{L}}$ matrisi aşağıdaki tanımlanmış olsun.

$$\underline{\underline{L}}\underline{\underline{L}}^H = \underline{\underline{K}} \quad (233)$$

Eldeki $\underline{\underline{K}}$ matrisi *Eigen* çözümlenmesi ile aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{\underline{K}} = \underline{\underline{V}}\underline{\underline{\Lambda}}\underline{\underline{V}}^H \quad (234)$$

Bu durumda $\underline{\underline{L}}$ matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{\underline{L}} = \underline{\underline{V}}\sqrt{\underline{\underline{\Lambda}}} \quad (235)$$

Bu durumda da aşağıdaki eşitlik sağlanmış olur:

$$\underline{\underline{L}}\underline{\underline{L}}^H = (\underline{\underline{V}}\sqrt{\underline{\underline{\Lambda}}})(\underline{\underline{V}}\sqrt{\underline{\underline{\Lambda}}})^H = \underline{\underline{V}}\sqrt{\underline{\underline{\Lambda}}}\sqrt{\underline{\underline{\Lambda}}}^H \underline{\underline{V}}^H = \underline{\underline{V}}\underline{\underline{\Lambda}}\underline{\underline{V}}^H = \underline{\underline{K}} \quad (236)$$

Eldeki bu bilgiler yardımıyla N adet ilintisiz kanal katsayısı kullanılarak belli bir ilinti matrisi $\underline{\underline{K}}$ 'ya sahip olan N adet kanal katsayısı elde edilebilir [94]. N adet ilintisiz σ_g^2 varyanslı karmaşık *Gaussian* rastlantısal değişkeni barındıran bir $\underline{\underline{W}}$ vektörü elde edilmiş ise istenilen ilintiye sahip N adet karmaşık *Gaussian* işlevini içinde barındıran bir $\underline{\underline{Z}}$ vektörü aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\underline{\underline{Z}} = \frac{\underline{\underline{LW}}}{\sigma_g} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_N \end{bmatrix} \quad (237)$$

Elde edilen $\underline{\underline{Z}}$ vektörü aşağıdaki eşitliği sağlamaktadır.

$$E(\underline{\underline{ZZ}}^H) = E\left(\frac{\underline{\underline{LW}}\underline{\underline{W}}^H \underline{\underline{L}}^H}{\sigma_g^2}\right) = E(\underline{\underline{LL}}^H) = \underline{\underline{K}} \quad (238)$$

$$E(\underline{\underline{WW}}^H) = \sigma_g^2 \underline{\underline{I}}_N$$

2.2. 1 Hızlı Uzay-Zaman ve Uzay-Frekans Çeşitleme

Bu kısımda *Alamouti* kodlaması ve yayma matrislerini bir arada kullanarak iletim hızını düşürmeyen uzay-zaman ve uzay-frekans kodlama yöntemi önerilmektedir.

Önerilen yöntem şu şekilde gerçekleştirilmektedir. Öncelikle sembol vektörleri $\underline{\underline{G}}$ ile gösterilen bir yayma matrisi ile çarpılmaktadır. Daha sonra çarpım sonucu elde edilen vektör *Alamouti* yöntemi ile kodlanmaktadır. Yayma matrisi olarak rotasyonlu *Hadamard* ve *Vandermonde* matrisleri kullanılmıştır.

Vandermonde matrisi yayma matrisi olarak [95], [96] ve [97]'de kullanılmıştır. *Vandermonde* matrisi yayma matrisi olarak kullanıldığında rotasyon işlemi uygulanmasına gerek yoktur. Aşağıda *Vandermonde* matrisi gösterilmektedir:

$$\underline{\underline{V}}_{p/2} = \begin{bmatrix} 1 & \theta_1 & \dots & (\theta_1)^{(p-1)} \\ 1 & \theta_2 & \dots & (\theta_2)^{(p-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \theta_p & \dots & (\theta_p)^{(p-1)} \end{bmatrix} \quad (239)$$

Vandermonde matrisindeki θ değerleri için iki optimum değer [96]'da bulunmuştur ve aşağıdaki gibidir:

$$p = 2^s \ (s \geq 1) \Rightarrow \theta_k = e^{j \frac{4k-3}{2^p} \pi}, k = 1, 2, \dots, p \quad (240)$$

$$p = 3 \cdot 2^s \ (s \geq 0) \Rightarrow \theta_k = e^{j \frac{6k-1}{3^p} \pi}, k = 1, 2, \dots, p$$

Optimum olmayan bir çözüm de p 'nin ikinin kuvveti olmadığı durumlar için aşağıdaki gibi bulunmuştur [97]:

$$p = 3^t \cdot 2^s \ (s \geq 1, t \geq 1) \Rightarrow \theta_k = e^{j \frac{6k-5}{3^p} \pi}, k = 1, 2, \dots, p \quad (241)$$

Eğer p ; ikinin kuvveti ise optimum bir çözüm [95]'te bulunmuştur ve aşağıda gösterilmektedir:

$$\theta_k = e^{j \frac{2m_k}{J} \pi}, \text{ obeb}(m_k, J) = 1, \ 1 \leq m_k < J \quad (242)$$

Yapılan çalışmada yayma matrisi olarak 2×2 ve 4×4 boyutlarında matrisler kullanılmıştır. Bundan dolayı *Vandermonde* matrisi kullanıldığında denklem (240)'daki

$\theta_k = e^{j \frac{4k-3}{2^p} \pi}$ yardımı ile yayma matrisi elde edilmektedir.

Önerilen yöntemin çalışmasını açıklamak için aşağıdaki vektörlerin iletim sembollerini içerdiklerini varsayalım:

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{\frac{p-1}{2}} \end{bmatrix} \quad \underline{K} = \begin{bmatrix} k_0 \\ k_1 \\ \vdots \\ k_{\frac{p-1}{2}} \end{bmatrix} \quad (243)$$

İletim sembolleri önce yayma matrisi \underline{G} ile aşağıdaki gibi çarpılmaktadır:

$$\begin{aligned}\underline{S}_{sp} &= \underline{G}\underline{S} \\ \underline{K}_{sp} &= \underline{G}\underline{K}\end{aligned}\quad (244)$$

Yayma işlemi denklem (244)'deki gibi gerçekleştirildikten sonra \underline{S}_{sp} ve \underline{K}_{sp} 'ye ilişkin elemanlar *Alamouti* kodlamasına tabi tutulup iletilmektedir. Önerilen yöntemle ilişkin alışı vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{R}_v = \underline{A}_v \begin{bmatrix} \underline{S}_{sp}(v) \\ \underline{K}_{sp}(v) \end{bmatrix} + \underline{N}; v = 1, 2, \dots, p/2 \quad (245)$$

Yukarıdaki denklemdeki $\underline{S}_{sp}(v)$, $\underline{K}_{sp}(v)$; sırası ile \underline{S}_{sp} ve \underline{K}_{sp} vektörlerine ilişkin v 'inci elemanı ifade etmektedir. \underline{N} beyaz *Gaussian* gürültüsüne ilişkin terimleri içeren vektördür. \underline{A}_v *Alamouti* kodlaması sonucu elde edilen sanal kanal kod matrisidir ve aşağıda gösterilmektedir:

$$\underline{A}_v = \begin{bmatrix} \alpha_{2v-1} & \alpha_{2v} \\ \alpha_{2v}^* & -\alpha_{2v-1}^* \end{bmatrix}; \quad v = 1, 2, \dots \quad (246)$$

Önerilen yöntem bir uzay-zaman kodlama yöntemi olarak uygulanırsa alışı vektörü aşağıdaki gibi olur:

$$\underline{R}_{ST} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{A}_1 & \underline{0} & \dots & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{A}_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \underline{0} & \dots & & \underline{A}_{p/2} \end{bmatrix}}_{\underline{H}_{ST}} \begin{bmatrix} \underline{S}_{sp}(1) \\ \underline{K}_{sp}(1) \\ \underline{S}_{sp}(2) \\ \underline{K}_{sp}(2) \\ \vdots \\ \underline{K}_{sp}(p/2) \end{bmatrix} + \underline{N}_{ST} \quad (247)$$

Yukarıdaki denklemdeki $\underline{0}$ 'lar 2×2 'lik sadece 0 değeri içeren matrisleri ifade etmektedir.

Önerilen yöntemle gönderilen sembollerin sezimleme işlemi aşağıdaki gibi yapılabilir:

$$\min_{\tilde{\underline{S}}} \left\| \underline{R}_{ST} - \underline{H}_{ST} \begin{bmatrix} \tilde{\underline{S}}_{sp}(1) \\ 0 \\ \tilde{\underline{S}}_{sp}(2) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \right\|_F^2, \min_{\tilde{\underline{K}}} \left\| \underline{R}_{ST} - \underline{H}_{ST} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\underline{K}}_{sp}(1) \\ 0 \\ \tilde{\underline{K}}_{sp}(2) \\ \vdots \\ \tilde{\underline{K}}_{sp}(p/2) \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (248)$$

Yukarıdaki denklemde $\| \cdot \|_F^2$ işlemi *Frobenius* normunun karesini ifade etmektedir. *Frobenius* normu $\| \underline{A} \|_F = \sqrt{\text{trace}(\underline{A}^H \underline{A})}$ biçiminde tanımlanmaktadır. Denklem (248)'deki ifadeleri en küçük yapan $\tilde{\underline{S}}_{sp}$ ve $\tilde{\underline{K}}_{sp}$ vektörleri iletim vektörleri olarak sezimlenirler.

Önerilen yöntemde ulaşılan çeşitleme mertebesi p iken $p/2$ tane sembol bir birine bağlı olarak sezimlenilmektedir. Önerilen yöntemde iletim hızında herhangi bir düşüş olmamaktadır.

Önerilen yöntemin uzay-frekans kodlama yöntemi olarak ta kullanılması mümkündür. Zaman domeni frekans domeni olarak değiştirilerek *Alamouti* kodlama matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{A}_v(k) = \begin{bmatrix} \alpha_{2v-1}(k) & \alpha_{2v}(k) \\ \alpha_{2v}^*(k+1) & -\alpha_{2v-1}^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (249)$$

Yukarıda gösterilen matristeki $\alpha_j(k)$ katsayıları, k 'nci alt taşıyıcıya ilişkin, j 'inci iletim anteni ile alıcı anten arasındaki kanal katsayılarını belirtmektedir. *Alamouti* kodlaması, birbirine yakın olan alt taşıyıcılara ilişkin kanal katsayılarının birbiri ile aynı olduğu kabul edilerek ($\alpha_j(k) = \alpha_j(k+1)$); frekans domeninde gerçekleştirilmiştir. Ardışıl alt taşıyıcılara ilişkin kanallar arasındaki ilinti matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{\underline{R}}_{yakin} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\Delta f\tau_0} & e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} & \dots & e^{-j2\pi\Delta f\tau_{l-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(p-1)2\pi\Delta f\tau_0} & e^{-j(p-1)2\pi\Delta f\tau_1} & \dots & e^{-j(p-1)2\pi\Delta f\tau_{l-1}} \end{bmatrix}}_{\underline{\underline{W}}_{yakin}} \begin{bmatrix} \delta_0^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & \delta_{l-1}^2 \end{bmatrix} \underline{\underline{W}}_{yakin}^H \quad (250)$$

Önerilen yöntemde verici tarafta iki tane anten kullanıldığı varsayılmaktadır. Dolayısı ile ikiden daha büyük bir verici çeşitlemesi mertebesine ulaşabilmek için frekanstan faydalanmak gerekir. Birbirinden belli uzaklıkta bulunan alt taşıyıcılara ilişkin kanallar düşük ilintili olabilirler. Aşağıda sırası ile $0, q, 2q, \dots, (p-1)q$ numaralı alt taşıyıcılara ilişkin kanal ilinti matrisi gösterilmektedir:

$$\underline{\underline{R}}_{uzak} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-jq2\pi\Delta f\tau_0} & e^{-jq2\pi\Delta f\tau_1} & \dots & e^{-jq2\pi\Delta f\tau_{l-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-jq(p-1)2\pi\Delta f\tau_0} & e^{-jq(p-1)2\pi\Delta f\tau_1} & \dots & e^{-jq(p-1)2\pi\Delta f\tau_{l-1}} \end{bmatrix}}_{\underline{\underline{W}}_{uzak}} \begin{bmatrix} \delta_0^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & \delta_{l-1}^2 \end{bmatrix} \underline{\underline{W}}_{uzak}^H \quad (251)$$

Yukarıdaki ifadenin determinantını en büyük yapan q değeri optimum ayırma faktörü olarak isimlendirilir [69]. Optimum ayırma faktörü sayesinde birbiri ile ilintisi en düşük kanallardan geçen p adet alt taşıyıcı tespit edilmiş olunur. Bu durumda iki verici anten ve $p/2$ alt taşıyıcı kullanarak p 'inci mertebeden verici çeşitlemesi kazancına ulaşılabilir.

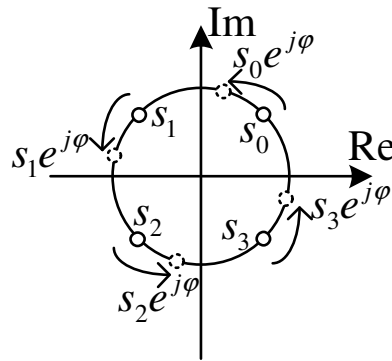
$$\underline{\underline{R}}_{SF} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{\underline{A}}_1(k) & \underline{\underline{0}} & \dots & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{A}}_1(k+q) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\underline{0}} & \dots & \dots & \underline{\underline{A}}_1(k + (\frac{p}{2}-1)q) \end{bmatrix}}_{\underline{\underline{H}}_{SF}} \begin{bmatrix} \underline{\underline{S}}_{sp}(1) \\ \underline{\underline{K}}_{sp}(1) \\ \underline{\underline{S}}_{sp}(2) \\ \underline{\underline{K}}_{sp}(2) \\ \vdots \\ \underline{\underline{K}}_{sp}(p/2) \end{bmatrix} + \underline{\underline{N}}_{SF} \quad (252)$$

Yukarıda önerilen uzay-frekans kodlama yöntemine ilişkin alış vektörü gösterilmektedir. Önerilen yöntemin uzay-frekans uygulamasına ilişkin sezimleme, denklem (248)'deki gibi yapılır; bu amaçla \underline{H}_{ST} 'nin yerine \underline{H}_{SF} yazılmalıdır.

2.3. Rotasyonlu Çeşitleme

Bu yöntemle ikinci mertebeye çeşitleme kazancı elde edilmektedir; ancak bu yöntem Alamouti kodlaması ve yayma çeşitlemesi ile birlikte kullanılıp daha yüksek çeşitleme mertebelerine ulaşılması sağlanabilir. Yapılan çalışmada bu yöntem 4-QAM modülasyonu için uygulanmıştır.

Rotasyonlu çeşitleme yöntemi yıldız kümesi noktalarının gerçel ve sanal kısımlarının sadece bir kez kullanılması mantığına dayanmaktadır. Bu sayede iletilen sembolün sadece gerçel ya da sadece sanal kısmı ile sezimleme gerçekleştirilebilir.



Şekil 28. 4-QAM noktalarının döndürülmesi.

Şekil (28)'den de görüleceği gibi 4-QAM yıldız kümesi noktaları φ açısı kadar döndürülmektedir. Döndürülmeden önce gerçel kısımları aynı olan s_0, s_3 ; s_1, s_2 'nin döndürüldükten sonra gerçel kısımları aynı olmamaktadır. Aynı şekilde döndürülmeden önce sanal kısımları aynı olan s_0, s_1 ; s_2, s_3 'ün döndürüldükten sonra sanal kısımları aynı olmamaktadır.

Döndürme işleminden sonra çeşitleme kazancından faydalanabilmek için iletilecek olan sembollerin gerçel ve sanal kısımları farklı kanallardan iletilmelidir. İletilecek olan

sembollerin s_0 ve s_1 olduğunu varsayalım. İletim sembolleri döndürüldükten sonra elde edilen dönmüş sembollerin gerçel ve sanal kısımları aşağıdaki gibi harmanlanır:

$$\left. \begin{aligned} s_0 e^{j\varphi} = s_0^R = s_{0R}^R + js_{0I}^R \\ s_1 e^{j\varphi} = s_1^R = s_{1R}^R + js_{1I}^R \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} s_{T0} = s_{0R}^R + js_{1R}^R \\ s_{T1} = s_{0I}^R + js_{1I}^R \end{aligned} \quad (253)$$

Yukarıda görüldüğü gibi elde edilen s_{T0} ve s_{T1} 'i, farklı iki kanaldan ileterek çeşitleme kazancından faydalanabiliriz. Alış sinyalleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} r_0 &= \alpha_0 s_{T0} + n_0 \\ r_1 &= \alpha_1 s_{T1} + n_1 \end{aligned} \quad (254)$$

Yukarıdaki denklemleri aşağıdaki gibi vektör formatında yazabiliriz:

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} s_{T0} & 0 \\ 0 & s_{T1} \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_2} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \quad (255)$$

Alış işaretleri kullanılarak iletilen semboller birbirinden bağımsız olarak *MLD* ile sezimlenebilirler:

$$\min \left\| \underline{R} - \begin{bmatrix} s_{kR} & 0 \\ 0 & s_{kI} \end{bmatrix} \underline{H}_2 \right\|_F^2 \quad k = 0, 1, 2, 3 \quad (256)$$

$$\min \left\| \underline{R} - \begin{bmatrix} js_{kR} & 0 \\ 0 & js_{kI} \end{bmatrix} \underline{H}_2 \right\|_F^2 \quad k = 0, 1, 2, 3 \quad (257)$$

Rotasyonlu çeşitleme yöntemi ikinci mertbe verici çeşitlemesini iletim hızında düşüşe neden olmadan ve sezimleme karmaşıklığını arttırmadan sağlamaktadır.

2.3.1. Rotasyon, Alamouti Kodu ve Yayma Matrisinin Bir Arada Kullanılması

Bu kısımda rotasyonlu çeşitleme yöntemi ile *Alamouti* kodlaması bir arada kullanılarak dördüncü mertebede verici çeşitlemesi elde edilmesi hedeflenmektedir. İletilecek olan döndürülmüş dört adet sembolün aşağıdaki gibi harmanlandığını varsayalım.

$$\begin{aligned}
 s_{T0} &= s_{0R}^R + js_{1R}^R \\
 s_{T1} &= s_{0I}^R + js_{1I}^R \\
 s_{T2} &= s_{2R}^R + js_{3R}^R \\
 s_{T3} &= s_{2I}^R + js_{3I}^R
 \end{aligned} \tag{258}$$

Rotasyonlu çeşitleme ve *Alamouti* kodlaması bir arada kullanıldığında alışı vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\underline{R}_A = \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} s_{T0} & s_{T2} & 0 & 0 \\ -s_{T2}^* & s_{T0}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_{T1} & s_{T3} \\ 0 & 0 & -s_{T3}^* & s_{T1}^* \end{bmatrix}}_{\underline{C}_A} \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_4} + \underbrace{\begin{bmatrix} \eta_0 \\ \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix}}_{\underline{N}} \tag{259}$$

Alamouti kodlaması ile rotasyonlu çeşitlemenin bir arada kullanılması ile elde edilen dördüncü mertebeye çeşitleme için semboller birbirinden bağımsız olarak *MLD* ile sezimlenebilirler. Metrikler aşağıda gösterildiği gibidir.

$$\min_{s_k} \left\| \underline{R}_A - \begin{bmatrix} s_{kR} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_{kR} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_{kI} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{kI} \end{bmatrix} \underline{H}_4 \right\|_F^2 \quad k = 0,1,2,3 \tag{260}$$

$$\min_{s_k} \left\| \underline{R}_A - \begin{bmatrix} js_{kR} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -js_{kR} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & js_{kI} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -js_{kI} \end{bmatrix} \underline{H}_4 \right\|_F^2 \quad k = 0,1,2,3 \quad (261)$$

$$\min_{s_k} \left\| \underline{R}_A - \begin{bmatrix} 0 & s_{kR} & 0 & 0 \\ -s_{kR} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{kI} \\ 0 & 0 & -s_{kI} & 0 \end{bmatrix} \underline{H}_4 \right\|_F^2 \quad k = 0,1,2,3 \quad (262)$$

$$\min_{s_k} \left\| \underline{R}_A - \begin{bmatrix} 0 & js_{kR} & 0 & 0 \\ js_{kR} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & js_{kI} \\ 0 & 0 & js_{kI} & 0 \end{bmatrix} \underline{H}_4 \right\|_F^2 \quad k = 0,1,2,3 \quad (263)$$

Rotasyonlu çeşitleme, *Alamouti* kodlaması ve *Hadamard* yayma matrisi bir arada kullanıldığında sekizinci mertebede bir çeşitlemeye ulaşmak mümkün olabilir. Ancak bu durumda iki sembol bir birine ile bağlı olarak sezimlenmelidir.

$$\begin{aligned} \underline{q}_0 &= \underline{\underline{G}} \begin{bmatrix} s_{T0} \\ s_{T2} \end{bmatrix} & \underline{q}_1 &= \underline{\underline{G}} \begin{bmatrix} s_{T1} \\ s_{T3} \end{bmatrix} \\ \underline{q}_2 &= \underline{\underline{G}} \begin{bmatrix} s_{T4} \\ s_{T6} \end{bmatrix} & \underline{q}_3 &= \underline{\underline{G}} \begin{bmatrix} s_{T5} \\ s_{T7} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (264)$$

$$s_{T4} = s_{4R}^R + js_{5R}^R, s_{T5} = s_{4I}^R + js_{5I}^R$$

$$s_{T6} = s_{6R}^R + js_{7R}^R, s_{T7} = s_{6I}^R + js_{7I}^R$$

Aşağıda rotasyonlu çeşitleme, *Alamouti* kodlaması ve *Hadamard* matrisinin bir arada kullanılması sonucu alıcıda elde edilecek olan alış vektörü gösterilmektedir:

$$\underline{R}_H = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{q_0(1)} & \underline{q_2(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\underline{q_2^*(1)} & \underline{q_0^*(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \underline{q_0(2)} & \underline{q_2(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\underline{q_2^*(2)} & \underline{q_0^*(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \underline{q_1(1)} & \underline{q_3(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\underline{q_3^*(1)} & \underline{q_1^*(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \underline{q_1(2)} & \underline{q_3(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\underline{q_3^*(2)} & \underline{q_1^*(2)} \end{bmatrix}}_{\underline{C}_H} + \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \alpha_6 \\ \alpha_7 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_8} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \end{bmatrix} \quad (265)$$

Sezimlemede 0, 2; 1, 3; 4, 6; 5, 7 numaralı semboller birbirine bağılı olarak sezimlenirler ve metrikler aşağıdaki gibidir:

$$\min \left\| \underline{R}_H - \underline{C}_{Hi,j} \underline{H}_8 \right\|_F^2 \quad (266)$$

$$\underline{C}_{H0,2} = \begin{bmatrix} s_{kR} + s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_{kR} + s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_{kR} - s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{kR} - s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} + s_{iI} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} + s_{iI} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} - s_{iI} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} - s_{iI} \end{bmatrix}; k, i = 0, 1, 2, 3 \quad (267)$$

$$\underline{C}_{H1,3} = \begin{bmatrix} j(s_{kR} + s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j(s_{kR} + s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j(s_{kR} - s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j(s_{kR} - s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} + s_{iI}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j(s_{kI} + s_{iI}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} - s_{iI}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j(s_{kI} - s_{iI}) \end{bmatrix}; k, i = 0, 1, 2, 3 \quad (268)$$

$$\underline{\underline{C_{H4.6}}} = \begin{bmatrix} 0 & s_{kR} + s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -s_{kR} - s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{kR} - s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -s_{kR} + s_{iR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} + s_{iI} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -s_{kI} - s_{iI} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{kI} - s_{iI} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -s_{kI} + s_{iI} & 0 \end{bmatrix}; k, i = 0, 1, 2, 3 \quad (269)$$

$$\underline{\underline{C_{H5.7}}} = \begin{bmatrix} 0 & j(s_{kR} + s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j(s_{kR} + s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j(s_{kR} - s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j(s_{kR} - s_{iR}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} + s_{iI}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} + s_{iI}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} - s_{iI}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j(s_{kI} - s_{iI}) & 0 \end{bmatrix}; k, i = 0, 1, 2, 3 \quad (270)$$

2.4. Zamanla Değişen Kanallar İçin İlinti Matrisinin Elde Edilişi

Uzay-zaman blok kodlamada kanal tüm kod matrisi iletilinceye dek değişmiyor olarak kabul edilmektedir. Sembol süresi uzun olan kablosuz sistemlerde, kanalı birkaç sembol periyodu kadar değişmiyor kabul etmek sistemin başarımını olumsuz etkileyebilir. Özellikle *OFDM* sistemlerinde sembol süresi uzun olabilmektedir.

Bu kısımda *Rayleigh* sönmülemeli kanal için sembol süresine göre kanalın değişimi göz önüne alınarak birbiri ile ilintili kanal katsayılarının nasıl elde edildiği gösterilmektedir.

Zamanla değişen kanal katsayılarını içeren \underline{H}_t vektörünün aşağıdaki gibi olduğunu varsayalım.

$$\underline{H}_t = \begin{bmatrix} \alpha_1^t \\ \alpha_1^{t+1} \\ \vdots \\ \alpha_1^{t+(p-1)} \\ \alpha_2^t \\ \alpha_2^{t+1} \\ \vdots \\ \alpha_2^{t+(p-1)} \\ \vdots \\ \alpha_p^{t+(p-1)} \end{bmatrix} \quad (271)$$

Yukarıda gösterilen \underline{H}_t vektörünün $\alpha_i^{t+kT_s} = \alpha_i^{t+k}$ şeklindeki elemanları i 'inci iletim anteni ile alıcı anten arasındaki kanal katsayısının k 'inci sembol periyodundaki değerini ifade etmektedir. Zamanla değişen kanal katsayılarına ilişkin ilinti matrisi aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\underline{R}_{\text{zaman}} = E[\underline{H}_t \underline{H}_t^H] \quad (272)$$

Denklem (25)'te kanalın zamanla değişimine göre ilintisinin elde edilişi gösterilmektedir. Yapılan çalışmada; T_s sembol süresini göstermek üzere $E[\alpha_i^t (\alpha_i^{t+k})^*] = E[\alpha_i^{t+k} (\alpha_i^t)^*] = J_0(2\pi f_d k T_s)$ ve $E[\alpha_i^t (\alpha_j^{t+k})^*] = E[\alpha_j^{t+k} (\alpha_i^t)^*] = 0; i \neq j$ olarak alınmıştır. Kanal ilinti matrisi elde edildikten sonra denklem (237)'de gösterildiği gibi ilintili kanal katsayıları elde edilebilir.

2.5. OFDM Alt Taşıyıcılara İlişkin Kanalların Üretilmesi

Frekans seçici sönmülemeli bir kanalın birçok düz sönmülemeli kanala dönüştürüldüğü *OFDM* için alt taşıyıcılara ilişkin kanallar arasındaki ilintinin göz önüne alınarak kanal katsayılarının üretilmesi daha gerçekçi bir benzetim için gereklidir.

Uzay-frekans kodlamada alt taşıyıcıların sırası değiştirilerek frekans çeşitlemesinden faydalanılması sağlanmaktadır. Yapılan çalışmada gezgin sayısal karasal televizyon yayını

(*DVB-H*) (98, 2010) parametreleri ve *IEEE 802.20* gezgin geniş bant erişim (*MBWA*) (99, 2010) parametreleri için benzetim sonuçları elde edilmiştir. *DVB-H* için şehir için sık kullanılan *COST-207* 6 yollu *TU6* kanal profili göz önüne alınmıştır [20]. Aşağıda bu modele ilişkin parametreler gösterilmektedir.

Tablo 5. Tipik altı yollu şehir güç gecikme profili

Gecikme profili (μs)	0.0	0.2	0.5	1.6	2.3	5.0
Normalize güç profili	0.189	0.379	0.239	0.095	0.061	0.037

MBWA için ise *ITU*'nun hızlı hareket edebilen araçlar için önerdiği kanal modeli parametreleri kullanılmıştır. Bu kanal modellerinden biri sıkça karşılaşılabilen küçük gecikme profiline sahip olan ve *VEHA* olarak isimlendirilen modeldir. Yine sıkça karşılaşılabilen ve büyük gecikme profiline sahip olan diğer kanal modeli ise *VEHB* olarak isimlendirilmektedir. Aşağıda bu gecikme profillerine ilişkin parametreler gösterilmektedir (100, 2010).

Tablo 6. Yüksek hızlı araçlar için *ITU* kanal modelleri.

VEHA		VEHB	
Gecikme Profili (ns)	Güç Profili (dB)	Gecikme Profili (ns)	Güç Profili (dB)
0	0	0	-2.5
310	-1	300	0
710	-9	8900	-12.8
1090	-10	12900	-10
1730	-15	17100	-25.2
2510	-20	20000	-16

Kanal bant genişliği ve alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak Tablo (5) ve (6)'daki gecikme profilleri için optimum ayırma faktörleri denklem (194)'ü en büyük yapan q değerleri olarak bulunur. Bulunan q değeri denklem (250) ve (251)'de yerine yazılarak kanal frekans ilinti matrisleri elde edilebilir.

Verici antenler ile alıcı anten arasındaki kanal için istenilen ilintiye sahip kanal katsayılarını içeren bir \underline{H}_f vektörü aşağıdaki gibi gösteriliyor olsun.

$$\underline{H}_f = \begin{bmatrix} \alpha_1(0) \\ \alpha_1(1) \\ \vdots \\ \alpha_1(p-1) \\ \alpha_1(q) \\ \alpha_1(q+1) \\ \vdots \\ \alpha_1(q+p-1) \\ \alpha_1(2q) \\ \alpha_1(2q+1) \\ \vdots \\ \alpha_2(0) \\ \alpha_2(1) \\ \vdots \\ \alpha_2(p-1) \\ \alpha_2(q) \\ \alpha_2(q+1) \\ \vdots \\ \alpha_2(q+p-1) \\ \alpha_2(2q) \\ \alpha_1(2q+1) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (273)$$

İstenilen ilintiye sahip kanal katsayıları elde etmek için aşağıdaki gibi bir ilinti matrisi elde edilebilir:

$$\underline{R}_{\text{frekans}} = E[\underline{H}_f \underline{H}_f^H] \quad (274)$$

İlinti matrisinin elemanları elde edilirken daha önce denklem (250) ve (251) yardımı ile elde edilmiş olan matrislerin elemanlarından faydalanılmaktadır. Elde edilen bu ilinti matrisi ile denklem (237)'de gösterildiği gibi ilintili kanal katsayıları elde edilebilir.

3. BULGULAR

3.1. Önerilen Yöntemlerin Uzay-Zaman Çeşitleme Olarak Başarımları

Önerilen yöntemlerin uzay-zaman çeşitleme olarak başarımları ile diğer uzay-zaman çeşitleme yöntemlerinin başarımları çeşitli parametreler için kıyaslanmaktadır. Elde edilen grafikler benzetim programı ile elde edilmiştir. Grafikleri elde etmek için aşağıda belirtilen parametreler kullanılmıştır.

- I. Spektral etkinlik tüm yöntemler için $2b/s/Hz$ 'dir.
- II. Farklı verici antenlerine ilişkin kanal katsayılarının ilintisi sıfırdır.
- III. En büyük Doppler frekansı ile örnekleme periyodu çarpımı $f_m T_o = 0.02$ 'dir.
- IV. Kanal düz sönümlenmeli bir kanaldır. Kanal katsayılarının genliği *Rayleigh* dağılımına sahiptir. Kanal katsayılarının gerçel ve sanal kısımlarının varyansları birbirine eşit ve 0.5'tir.
- V. Gürültü beyaz *Gaussian* gürültüsüdür.
- VI. İletilecek olan bitler rastlantısal olarak oluşturulmuştur. İletilen bitlerin 1 ve 0 olma olasılıkları birbirine eşittir.
- VII. Herhangi bir *SNR* değerindeki bit hata olasılığı değeri *BER* ile gösteriliyor ise o *BER* değerini elde etmek için en az $\frac{100}{BER}$ adet bit iletilmiştir.
- VIII. Alıcı tarafta bir adet alıcı anten olduğu varsayılmıştır.
- IX. Verici çeşitlemesi mertebesi dört ise sözde dikgen uzay-zaman kodlama (*QOSTBC*) için rotasyon açıları 0 ve $\pi/4$ 'tür.
- X. Verici çeşitlemesi mertebesi sekiz ise sözde dikgen uzay-zaman kodlama için rotasyon açıları 0, $\pi/8$, $\pi/4$ ve $3\pi/8$ 'dir.
- XI. Verici çeşitlemesi mertebesi dört ise önerilen yöntemlerden; *Alamouti* kodlama ile yayma matrisi bir arada kullanılan yöntemde, *Vandermonde* yayma matrisi için $\theta_1 = e^{j\pi/4}$, $\theta_2 = e^{j5\pi/4}$ ve *Hadamard* yayma matrisi için rotasyon açıları 0, $\pi/4$ olarak alınmıştır.

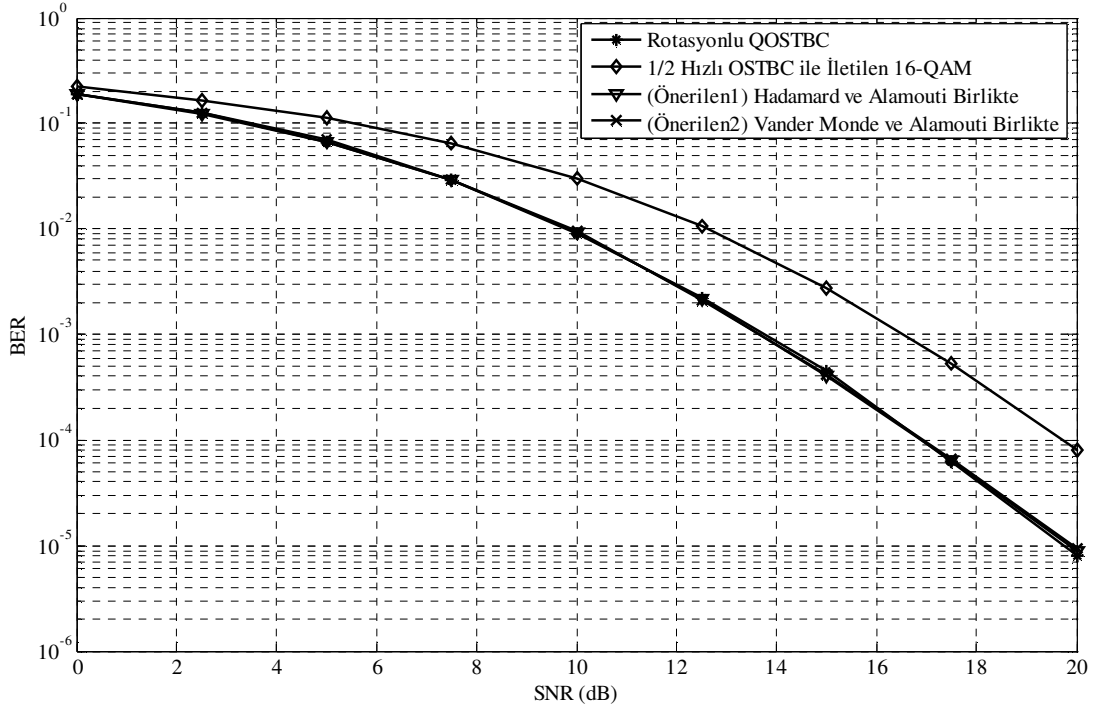
- XII. Verici çeşitlemesi mertebesi sekiz ise önerilen yöntemlerden; *Alamouti* kodlama ile yayma matrisi bir arada kullanılan yöntemde, *Vandermonde* yayma matrisi için $\theta_1 = e^{j\pi/8}$, $\theta_2 = e^{j5\pi/8}$, $\theta_3 = e^{j9\pi/8}$, $\theta_4 = e^{j13\pi/8}$ olarak alınmıştır.
- XIII. Verici çeşitlemesi mertebesi dört ise sadece Hadamard yayma matrisi kullanılarak yapılan çeşitlemede rotasyon açıları; 0 , $\pi/8$, $\pi/4$ ve $3\pi/8$ 'dir.

3.1.1. Kanalın Sözde Durağan Olması Durumundaki Başarım

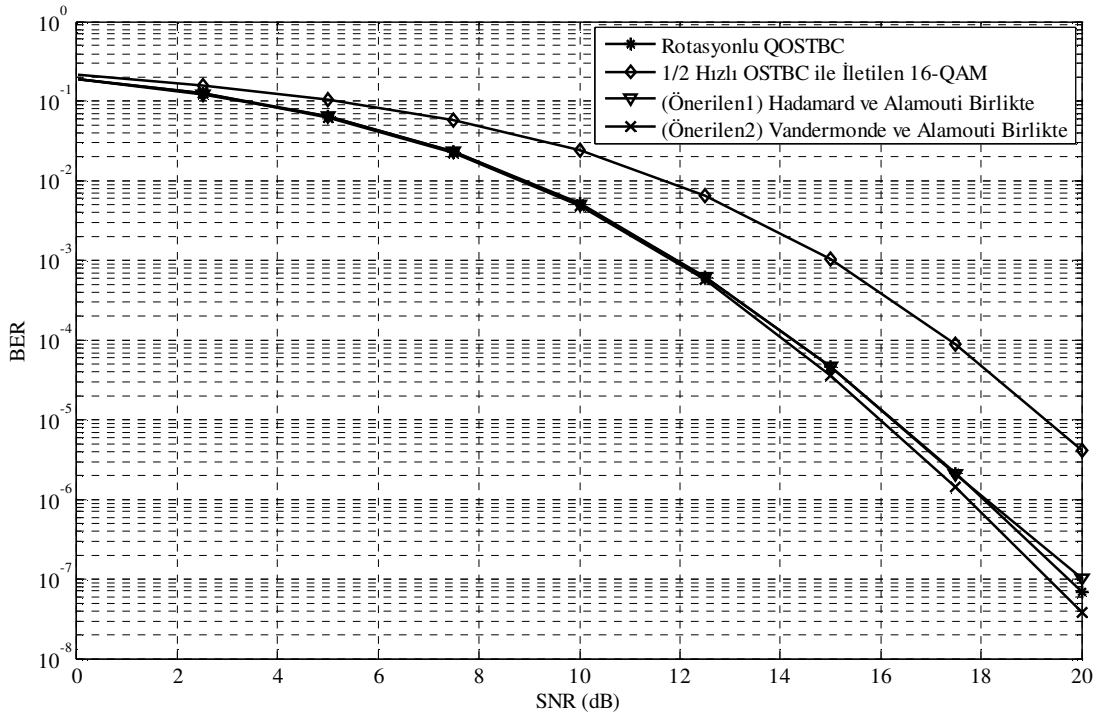
Kanal katsayılarının tüm kod matrisi iletilinceye kadar değişmediği durum için yani kanalın sözde-durağan kanal olduğu durum için önerilen yöntemlerin başarımlarının birbirleriyle ve diğer yöntemlerle karşılaştırılması Şekil (29), (30), (31), (32), (33), (34) ve (35)'te gösterilmektedir.

Alamouti kodlama ile yayma matrisi bir arada kullanılıp elde edilen ve denklem (247)'de gösterilen yöntemin başarımları; Şekil (29), (30)'da diğer yöntemler ile karşılaştırılmaktadır.

Şekil (29)'dan da görüleceği gibi önerilen yöntem dördüncü mertebeli verici çeşitlemesi için *QOSTBC*'ye göre bir kazanç sağlayamamaktadır. Hem *QOSTBC* hem de önerilen yöntem; *OSTBC*'ye göre yaklaşık $3dB$ kazanç sağlayabilmektedir. *Alamouti* kodlama ile yayma matrisi bir arada kullanarak elde edilen yöntemlerin, *QOSTBC*'den en önemli farkı verici çeşitlemesi mertebesi ne olursa olsun kanalın iki sembol periyodu kadar değişmiyor olarak kabul edilmesinin yeterli olmasıdır. *QOSTBC*'de ise kanal; en az verici çeşitlemesi mertebesi kadar sembol periyodu, sabit olarak kabul edilmelidir. Bundan dolayı önerilen yöntemin kanalın sözde durağan olmadığı durumlarda *QOSTBC*'den daha iyi bir başarımlar sağlaması beklenebilir.



Şekil 29. QOSTBC, OSTBC ve önerilen yöntemin başarımının dördüncü mertbe verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.

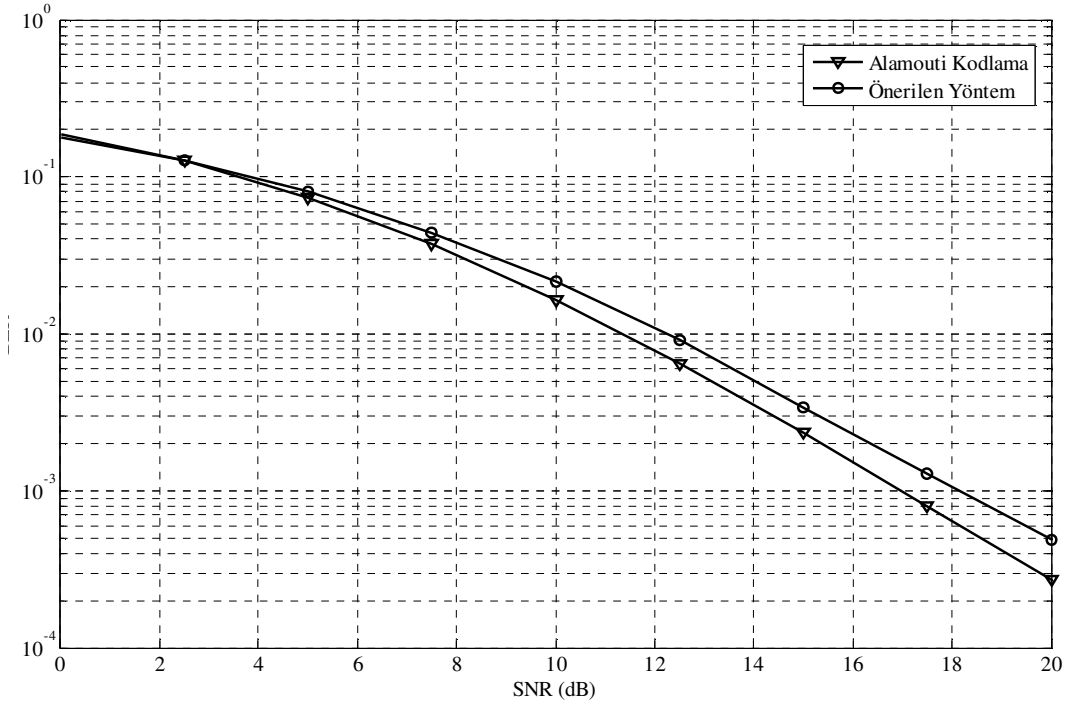


Şekil 30. QOSTBC, OSTBC ve önerilen yöntemin başarımının sekizinci mertbe verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.

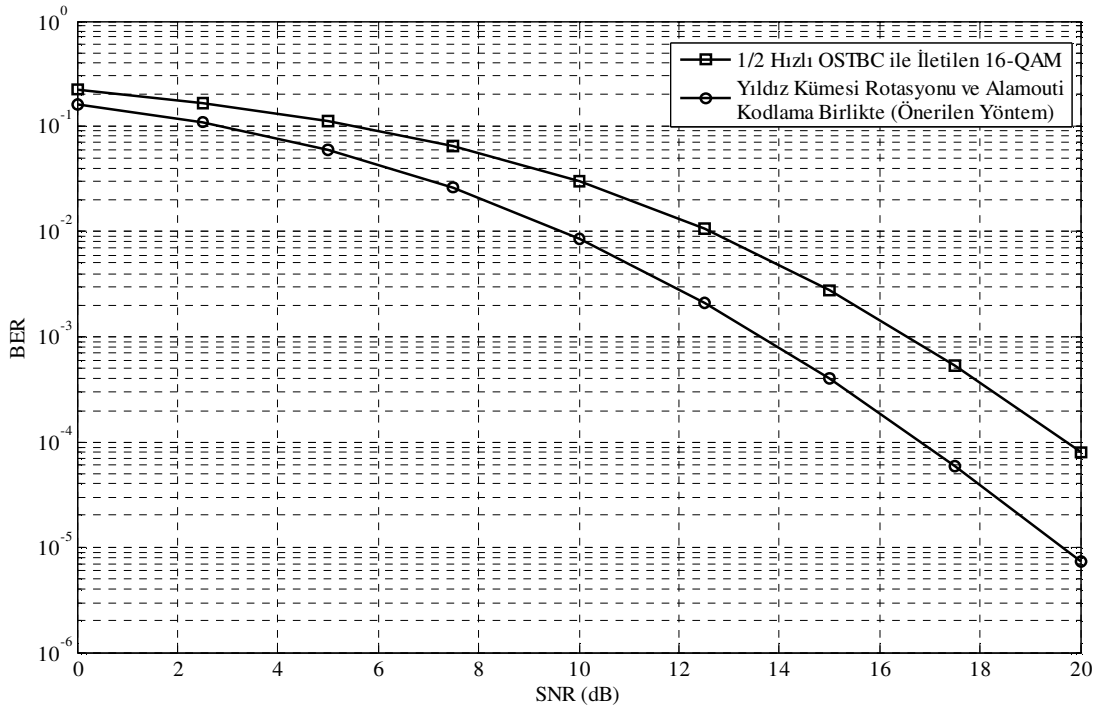
Şekil (30)'da *Hadamard* ve *Vandermonde* yayma matrislerinden biri ve *Alamouti* kodlama kullanarak elde edilen çeşitleme yöntemleri; *OSTBC*, *QOSTBC* ile sekizinci mertebe verici çeşitlemesi için kıyaslanmaktadır. Sonuç olarak *Vandermonde* yayma matrisi ile *Alamouti* kodlama bir arada kullanılarak elde edilen verici çeşitlemesinin diğer yöntemlere göre az da olsa daha iyi bir başarımla gösterdiği görülmektedir. Bu sebeple diğer koşullar için yapılan benzetimlerde yayma matrisi olarak *Vandermonde* kullanılmıştır. Daha önce de bahsedildiği gibi kanalın sözde durağan olmadığı durumlarda önerilen yöntemle elde edilecek olan kazancın daha yüksek olması beklenmektedir. Sekizinci mertebe verici çeşitlemesinde, bir hızlı *QOSTBC*'nin uzay-zaman kodlama olarak kullanılabilmesi için kanal katsayılarının sekiz sembol periyodu kadar sabit kabul edilmesi gerekmektedir. Öte yandan önerdiğimiz yöntemler için kanalın değişmiyor olarak kabul edildiği süre iki sembol periyodudur.

Denklem (255)'te gösterilen rotasyonlu çeşitleme yöntemine ilişkin başarımla Şekil (31)'de *Alamouti* kodlama ile karşılaştırılmaktadır. Denklem (259)'da gösterilen; rotasyon ve *Alamouti* kodlamanın bir arada kullanıldığı çeşitleme yöntemine ilişkin başarımla, Şekil (32), (33)'te *OSTBC* ve *QOSTBC* ile dördüncü mertebe verici çeşitlemesi için karşılaştırılmaktadır. Denklem (265)'te gösterilen; rotasyon, *Alamouti* kodlama ve yayma matrisinin bir arada kullanıldığı çeşitleme yöntemine ilişkin başarımla; Şekil (34)'te aynı sezimleme karmaşıklığı için *QOSTBC* ile karşılaştırılmaktadır. Şekil (35)'te ise denklem (259), (265)'te gösterilen yöntemler; *Hadamard* yayma matrisi ile yapılan verici çeşitlemesi ile karşılaştırılmaktadır.

Şekil (31)'den *Alamouti* kodlamanın önerilen rotasyonlu çeşitleme yöntemine göre $1dB$ 'nin biraz üzerinde bir kazançla sahip olduğu görülebilir. Şekil (31)'de gösterilen önerilen yöntem için kanalın sözde durağan olması ya da olmaması başarımla etkilememektedir. Bu açıdan bakıldığında kanalın iki sembol periyodu kadar değişmediğinin varsayıldığı *Alamouti* kodlamaya göre, önerilen yöntemin zamanla değişen kanallar için daha iyi bir başarımla sağlayabileceği düşünülebilir. Öte yandan dördüncü mertebe verici çeşitlemesi elde edebilmek için rotasyonlu çeşitleme ile *Alamouti* kodlama birlikte kullanılabilir ve bunun sonucunda ne sezimleme karmaşıklığı artar ne de iletim hızında bir düşme olur.



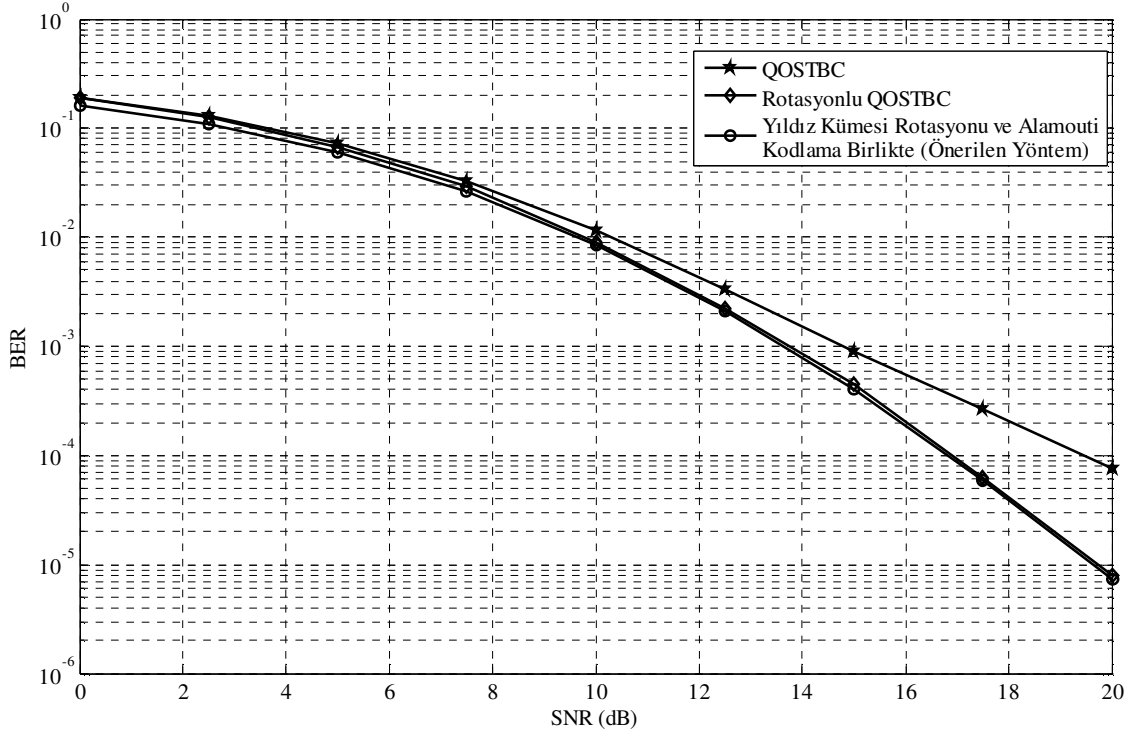
Şekil 31. Alamouti kodlama ve rotasyonlu çeşitlemenin (önerilen yöntem) başarımları.



Şekil 32. Önerilen yöntem ve OSTBC'nin başarımlarının karşılaştırılması.

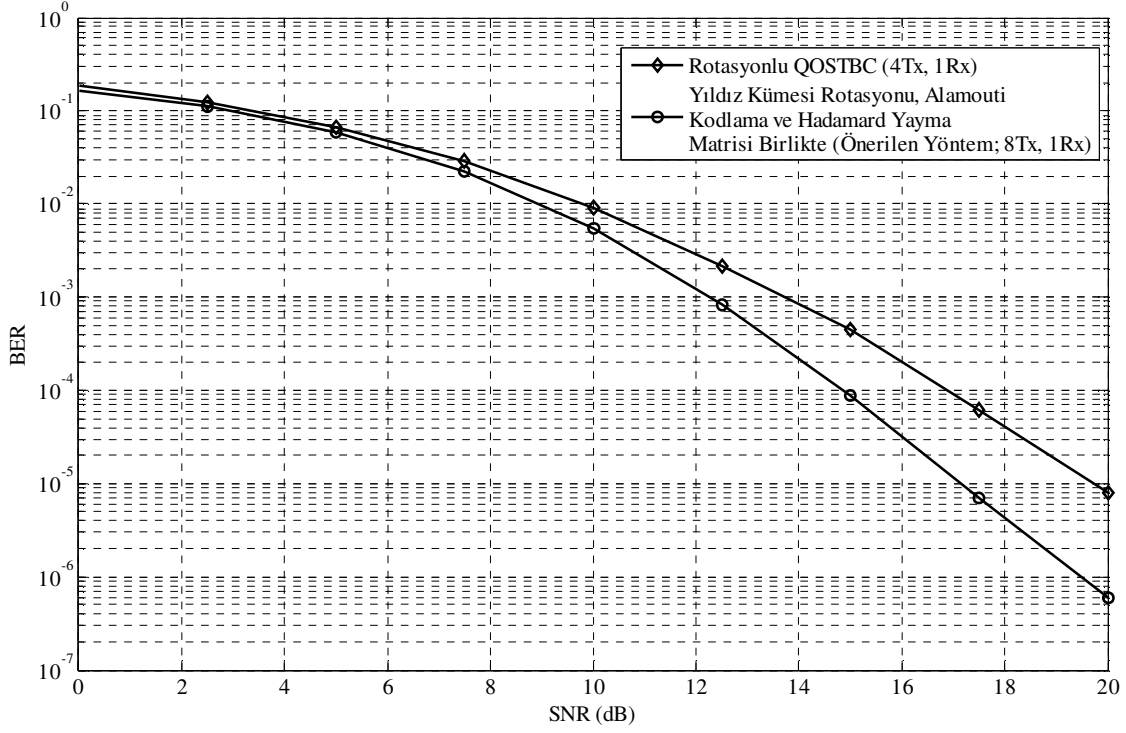
Alamouti kodlama sadece iki verici anten için kullanılabilir. *Alamouti* kodlamanın herhangi bir sayıdaki verici anten için genelleştirilmiş biçimine daha önce de bahsedildiği gibi dikgen uzay-zaman kodlama (*OSTBC*) denilmektedir. *OSTBC* ikiden fazla sayıdaki verici anten için iletim hızında düşmeye neden olmaktadır. Şekil (32)'de rotasyon ve *Alamouti* kodlamanın bir arada kullanılması ile elde edilen çeşitleme yönteminin başarımı; $\frac{1}{2}$ hızlı *OSTBC* ile dördüncü mertebeli verici çeşitlemesi için karşılaştırılmaktadır. Şekil (32)'den de görüleceği gibi önerilen yöntem $\frac{1}{2}$ hızlı *OSTBC*'ye göre yaklaşık $3dB$ 'lik bir kazanç sağlayabilir. Öte yandan önerilen yöntemin zamanla değişen kanallar için *OSTBC*'den $3dB$ 'nin çok daha üstünde bir kazanç sağlaması beklenmektedir. Hızı $\frac{1}{2}$ olan *OSTBC* dört verici anten için kanalı sekiz sembol periyodu kadar değişmiyor olarak kabul etmeyi gerektirmektedir. Oysa önerdiğimiz yöntemde bu süre her mertebeli çeşitleme için iki sembol periyodudur. Sezimleme karmaşıklığı bakımından ele alınırsa Şekil (32)'deki grafiklerde başarımları gösterilen *OSTBC* ve önerilen yöntem her sembolün bağımsız olarak sezimlenilmesini sağlar. Öte yandan önerilen yöntem 4-QAM yıldız kümesi kullanırken, $\frac{1}{2}$ hızlı *OSTBC* 16-QAM kullandığından önerilen yöntemin sezimleme karmaşıklığı daha düşüktür.

Şekil (33)'te önerilen yöntem ile rotasyonlu ve rotasyonsuz *QOSTBC* dördüncü mertebeli verici çeşitlemesi için karşılaştırılmaktadır. Önerilen yöntem tam mertebeli verici çeşitlemesi sağladığından ötürü yüksek *SNR* değerlerinde üstel olarak azalan bir bit hata oranına sahiptir. *QOSTBC* tam mertebeli verici çeşitlemesi sağlayamadığından yüksek *SNR* değerlerinde önerilen yöntemden daha kötü bir başarımla sağlamaktadır. Rotasyonlu *QOSTBC* tam mertebeli verici çeşitlemesi sağlayabildiğinden yüksek *SNR* değerlerinde önerilen yöntemle aynı başarımla göstermektedir. Öte yandan sezimleme karmaşıklığı bakımından incelenirse önerilen yöntem için her sembol bağımsız olarak sezimlenilirken rotasyonlu *QOSTBC* için iki sembol bileşik olarak sezimlenilir. Ayrıca önerilen yöntem zamanla değişen kanallarda *QOSTBC*'den daha iyi bir başarımla gösterme potansiyeline sahiptir.



Şekil 33. Önerilen yöntem ve *QOSTBC*'nin karşılaştırılması.

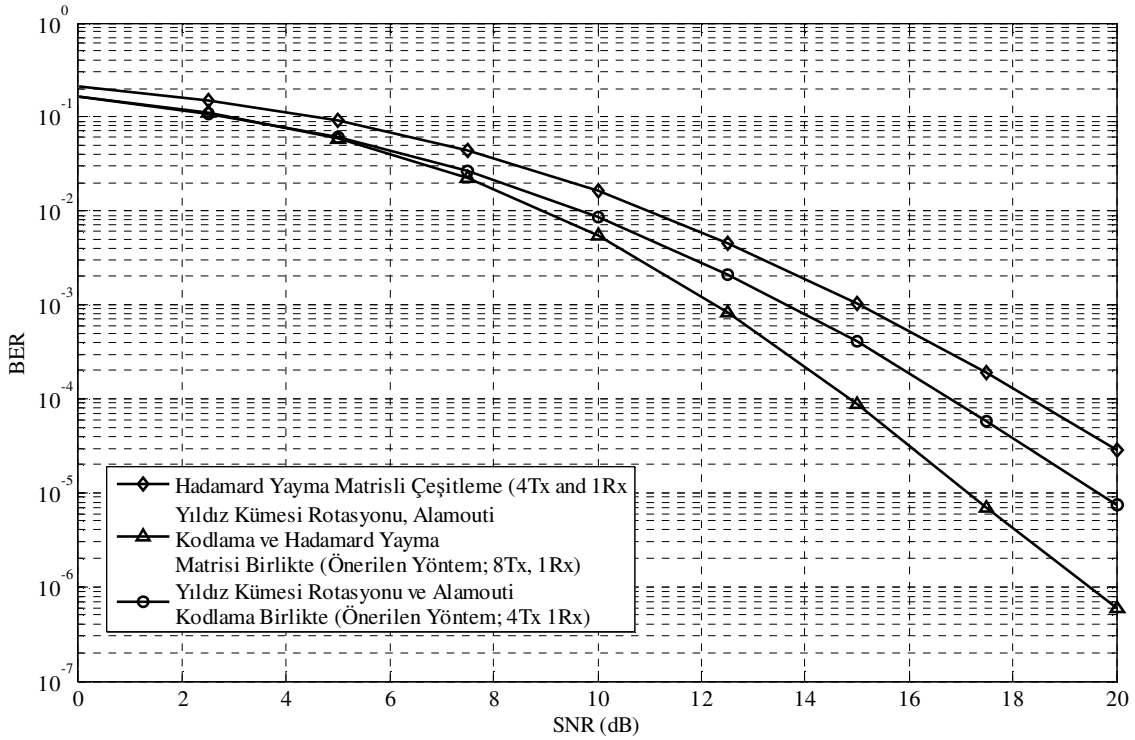
Şekil (34)'te *Hadamard* yayma matrisi, *Alamouti* kodlama ve rotasyon bir arada kullanılarak elde edilmiş olan sekizinci mertbe verici çeşitlemesi sağlayan yöntemin başarımı ile aynı sezimleme karmaşıklığına sahip rotasyonlu *QOSTBC* başarımı karşılaştırılmaktadır. Şekil (34)'teki önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC*; iki adet sembolün bileşik sezimlenilmesini gerektirmektedir. Sezimleme karmaşıklığının aynı olabilmesi için önerilen yöntemin sekizinci mertbe verici çeşitlemesini, rotasyonlu *QOSTBC*'nin ise dördüncü mertbe verici çeşitlemesini gerçekleştirmesi gerekmektedir. Önerilen yöntemin çeşitleme mertbesi daha yüksek olduğundan dolayı yüksek *SNR* değerlerinde rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre giderek daha fazla düşen bir bit hata oranına sahip olur. Şekil (34)'ten de görüleceği gibi önerilen yöntem aynı sezimleme karmaşıklığında *QOSTBC*'ye göre *3dB* ve üstü bir kazanç sağlayabilir. Üstelik bu kazancın zamanla değişen kanallarda daha da artma potansiyeli vardır.



Şekil 34. Aynı sezimleme karmaşıklığı için önerilen yöntem ve QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.

Şekil (35)'te önerilen yöntemler ile *Hadamard* yayma matrisi ile yapılan dördüncü mertebe verici çeşitlemesi başarımları karşılaştırılmaktadır. Şekilden de görüleceği gibi önerilen yöntemlerden dördüncü mertebe verici çeşitlemesi sağlayan ve denklem (247)'de gösterilen yöntem *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemeden yaklaşık $2dB$ daha iyi bir başarımlar göstermektedir. Aynı mertebe verici çeşitlemesinde önerilen yöntemin *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemeye göre önemli bir kazancı da önerilen yöntemin dördüncü mertebe verici çeşitlemesinde sembollerin bileşik sezimlenilmesini gerektirmemesidir. *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemede ise dördüncü mertebe verici çeşitlemesi kazancı elde edebilmek için dört adet sembolün bileşik sezimlenilmesi gerekir. Sezimleme karmaşıklığı bakımından ele alınırsa önerilen yöntem için dördüncü mertebe verici

çeşitlemesinde 4-*QAM* için sembol başına 4 metrik hesaplanırken *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemede bu sayı 256'dır. Önerilen yöntem ile sekizinci mertbe verici çeşitlemesi elde edildiğinde sembol başına 16 metrik hesaplanmaktadır. Önerilen yöntem daha düşük sezimleme karmaşıklığında *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemeden yaklaşık 4dB ve üzerinde daha fazla kazanç sağlayabilmektedir. Kanalin sözde durağan olmadığı durumlarda ise *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemenin sağlayacağı kazançta bir değişim olmazken; önerilen yöntemin kazancında bir miktar düşme olması beklenebilir çünkü önerilen yöntemde kanal iki sembol periyodu kadar değişmiyor olarak kabul edilmektedir.



Şekil 35. Önerilen yöntemler ile *Hadamard* yayma matrisi verici çeşitlemesinin karşılaştırılması.

3.1.2. Önerilen Yöntemlerin Zamanla Değişen Kanallardaki Başarımları

Daha önceki kısımda kanal katsayılarının tüm kod matrisi iletilinceye dek değişmediği varsayılmıştı. Bu kısımda kanal katsayılarının bir sembol periyodundan diğer sembol periyoduna kadar olan sürede değişmesi durumundaki başarımlar benzetim ile elde edilmiştir. Benzetimlerde en büyük Doppler frekansı 30Hz olarak alınmıştır. Verici

çeşitlemesi mertebesi p ise her bir verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal için p adet bir biri ile ilintili kanal katsayısı oluşturulmuştur. Benzetimlerde sembol süreleri *DVB-H* ve *MBWA* iletim modlarına ilişkin sembol süreleri olarak alınmıştır. Tablo (7)'de benzetimlerde kullanılan sembol süreleri gösterilmektedir.

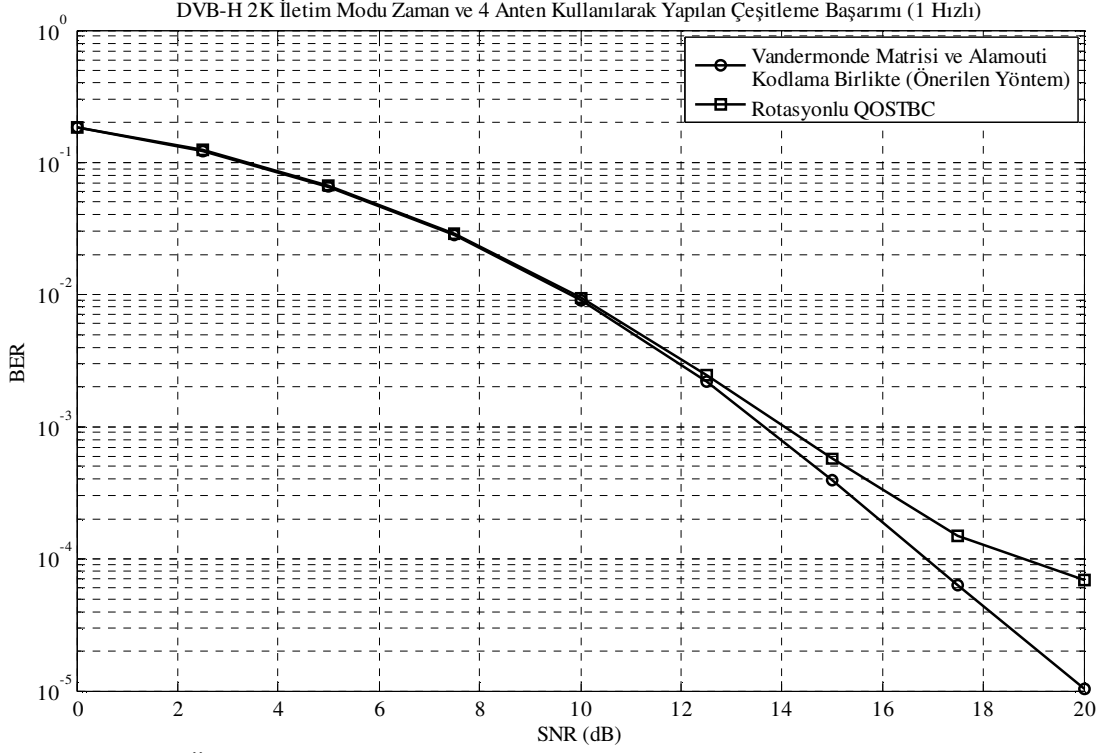
Tablo 7. Benzetimlerde kullanılan sembol süreleri.

DVB-H		MBWA	
İletim Modu	Sembol Süresi	İletim Modu	Sembol Süresi
2K	280 μ s	512	133.46 μ s
4K	560 μ s	1K	133.46 μ s
8K	1120 μ s	2K	133.46 μ s

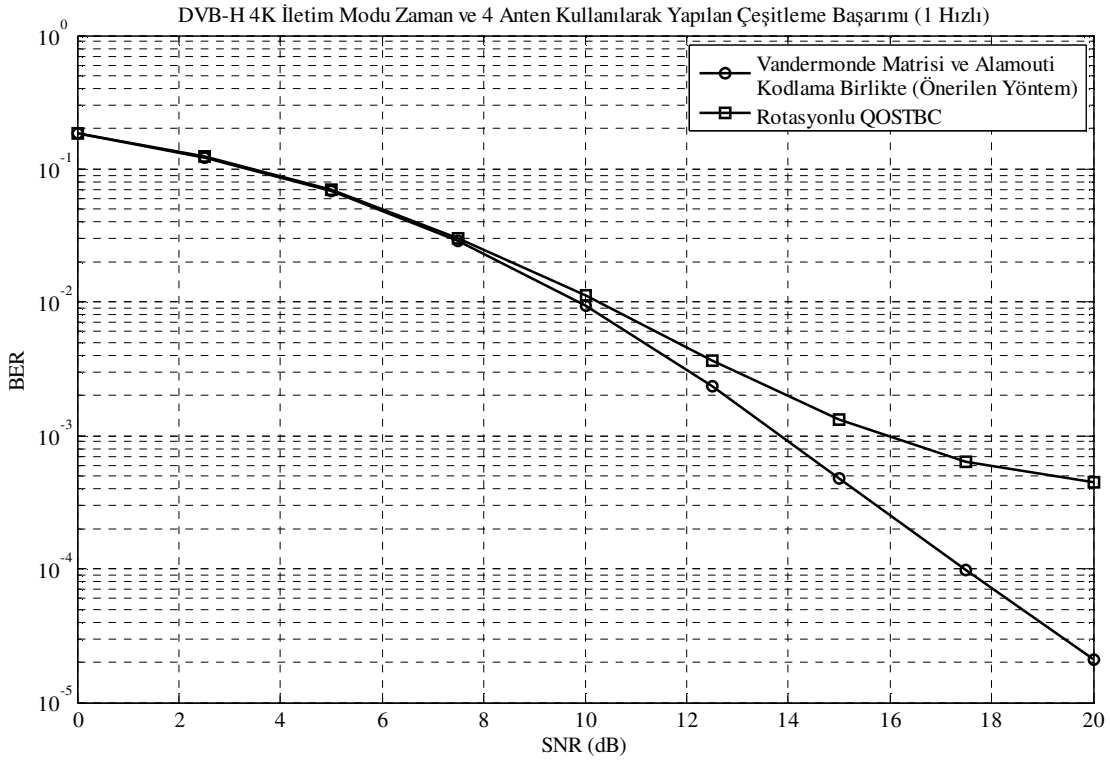
Şekil (36), (37), (38), (42)'de *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlama kullanarak elde edip önerdiğimiz yöntemin başarımı *QOSTBC* ile dördüncü mertebeye verici çeşitlemesi için kıyaslanmaktadır.

Şekil (36)'dan da görüleceği gibi önerilen yöntem *QOSTBC*'ye göre dördüncü mertebeye verici çeşitlemesinde 3dB ve üzerinde kazançlar sağlayabilmektedir. Oysa sözde durağan kanallar için başarımların gösterildiği, Şekil (29)'da önerilen yöntem ile *QOSTBC* aynı başarımları göstermekteydi.

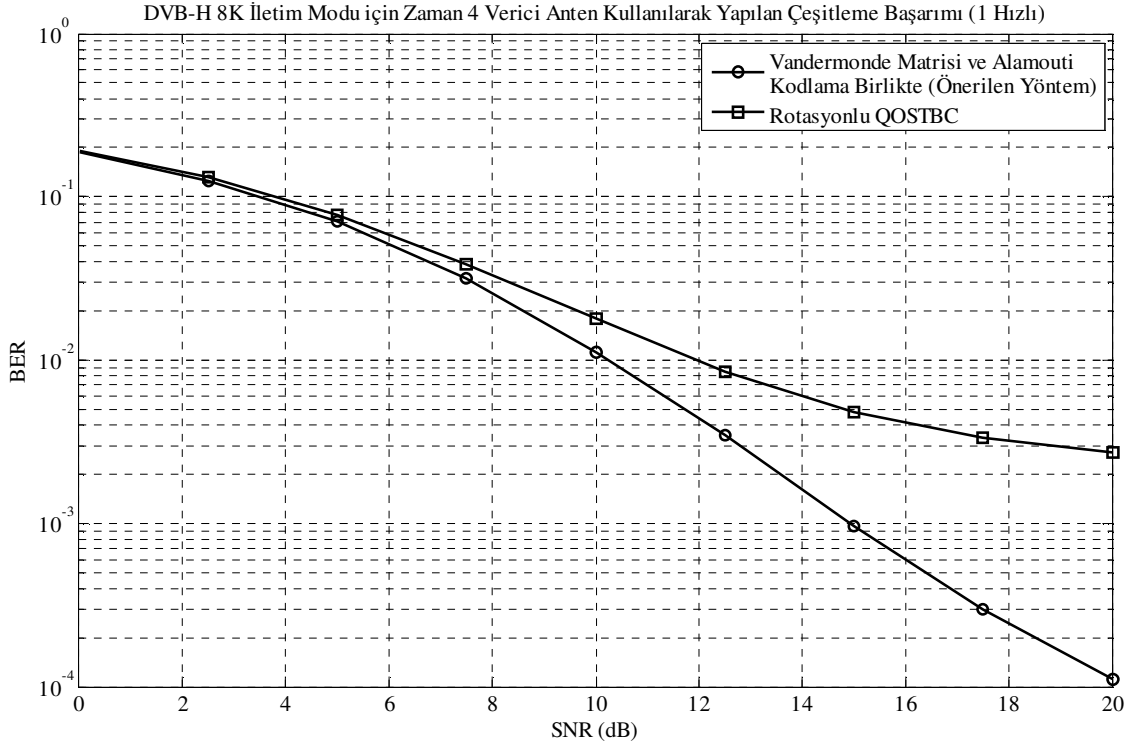
Şekil (37)'de önerilen yöntemin başarımı ile *QOSTBC*'nin başarımı *DVB-H* 4K iletim modu için karşılaştırılmaktadır. Sembol süresi *DVB-H* 4K iletim modunda 2K iletim moduna göre daha uzun olduğundan önerilen yöntemin sağladığı kazanç farkı daha da artmıştır. Şekil (37)'den de görüleceği gibi önerilen yöntem *QOSTBC*'ye göre 5dB ve üzerinde kazanç sağlayabilmektedir.



Şekil 36. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.

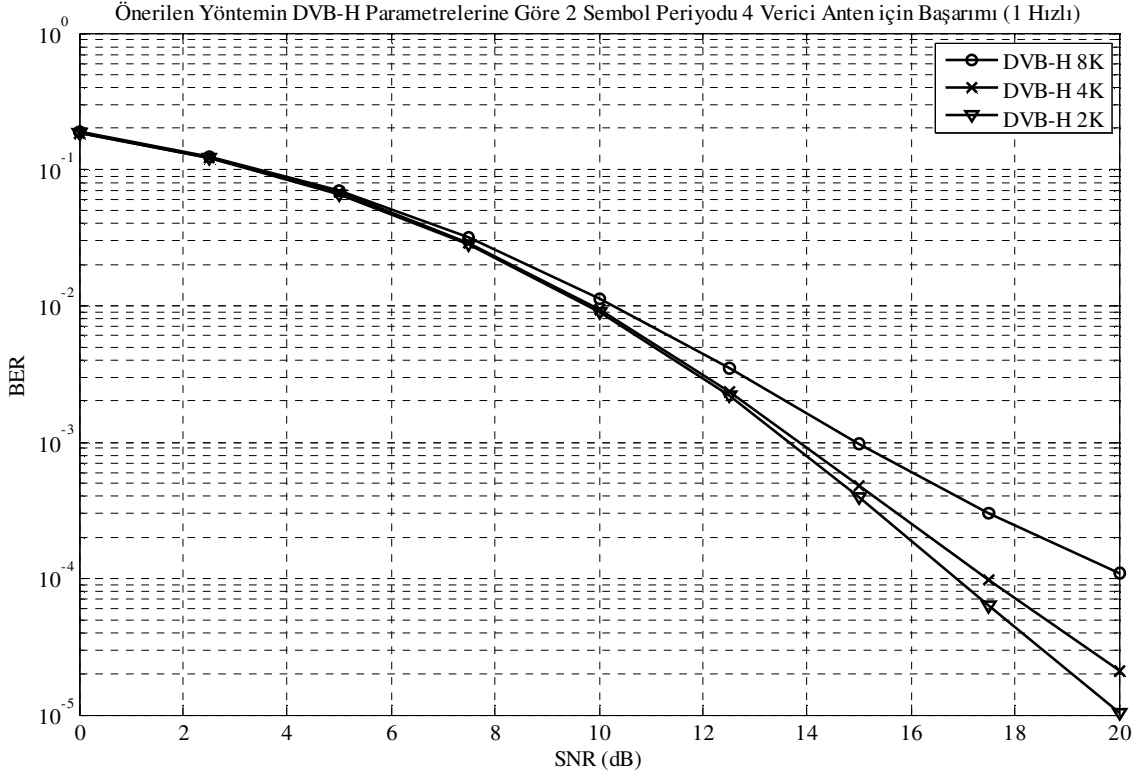


Şekil 37. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.



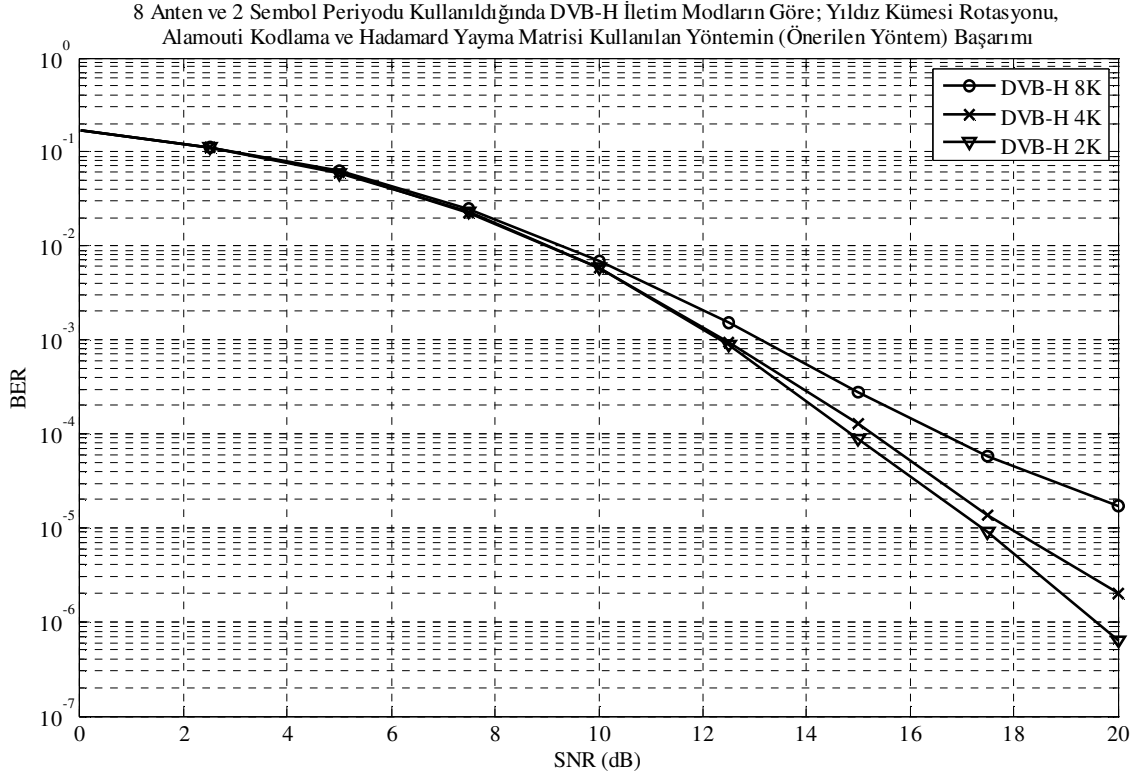
Şekil 38. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 8K iletim modu için karşılaştırılması.

DVB-H 8K iletim modunda sembol süresi diğer *DVB-H* iletim modlarında göre oldukça uzundur ve bunun sonucu olarak önerilen yöntemin *QOSTBC*'ye göre sağladığı kazanç farkı Şekil (38)'den de görüleceği gibi 8dB'yi aşabilmektedir. Hatta *QOSTBC* 8K iletim modunda çeşitleme kazancı sağlayamamaktadır çünkü *BER* değeri *SNR* arttıkça üstel olarak azalmamaktadır.



Şekil 39. Önerilen yöntemin başarımının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.

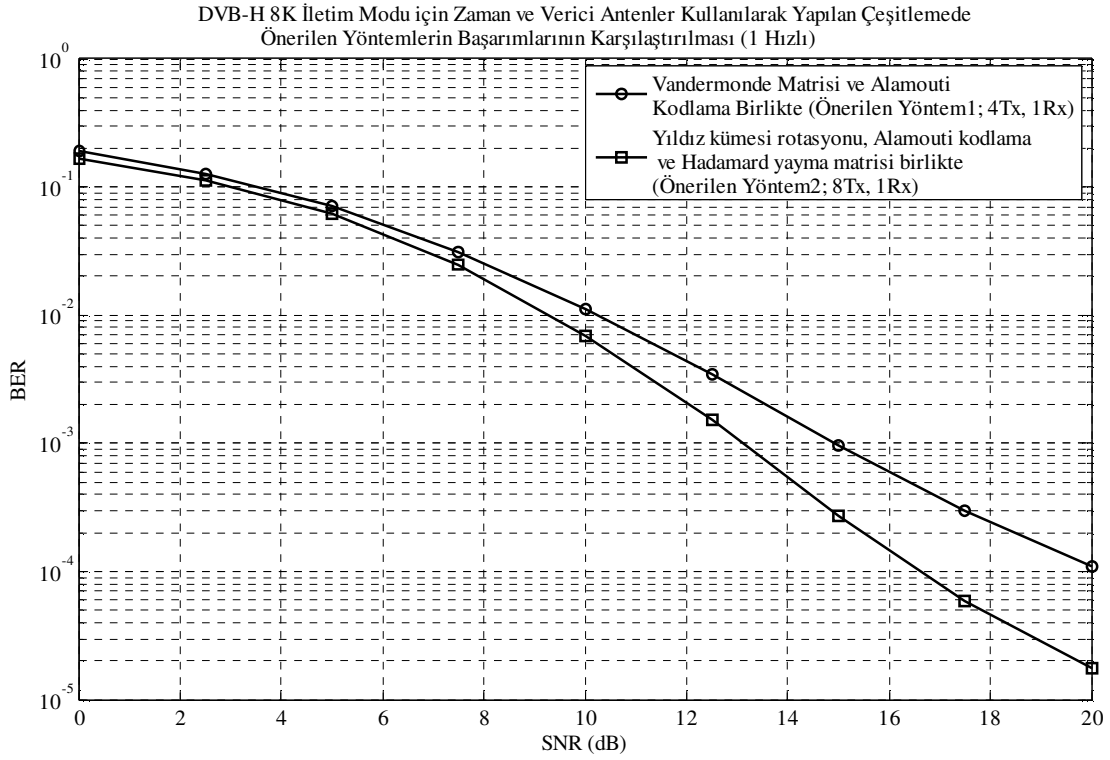
Şekil (39)'da *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlama kullanılarak dördüncü mertebeye verici çeşitlemesi elde edilerek önerilen yöntemin başarımının *DVB-H* iletim modlarına göre değişimi gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen yöntemin başarımı sembol süresi arttıkça bir miktar düşmektedir. *DVB-H 2K* iletim moduna göre *8K* iletim modunda önerilen yöntem $3dB$ ve üzerinde daha az kazanç sağlamaktadır. Önerilen yöntemin kazancında düşüşe sebep olan uzun sembol süreli iletim modlarıdır. Önerilen yöntemde; kanal, verici çeşitlemesinden bağımsız olarak iki sembol süresi kadar değişmiyor kabul edilmektedir; dolayısı ile önerilen yöntemin kazancını arttırmak için verici çeşitlemesi mertebesi artırılabilir. Verici çeşitlemesi mertebesi arttıkça sezimleme karmaşıklığı da artmaktadır. Bunun da önüne geçebilmek için önerilen diğer yöntem olan yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve yayma matrisinin birkaçı ya da hepsinin bir arada kullanıldığı çeşitlemeden faydalanılabilir.



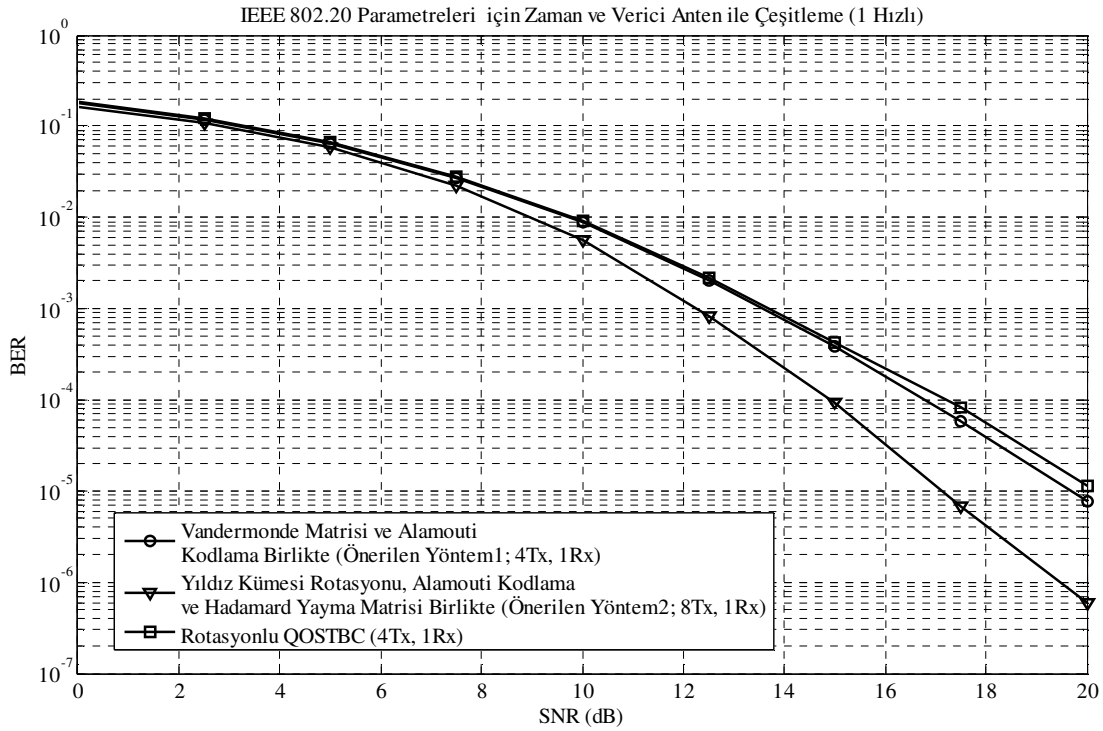
Şekil 40. Önerilen yöntemin başarımının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.

Şekil (40)'ta; yıldız kümesi rotasyonu, Alamouti kodlama ve yayma matrisinin bir arada kullanılması ile elde edilerek önerilen yöntemin başarımının *DVB-H* iletim modlarına göre değişimi gösterilmektedir. Şekil (40)'taki verici çeşitlemesi mertebesi sekiz olmasına rağmen iki adet sembolün bileşik sezimlenilmesini gerektirmektedir ve bu bakımdan Şekil (39)'da başarımları gösterilen diğer yöntemle aynı sezimleme karmaşıklığına sahiptir. *DVB-H 8K* iletim modunda düşük başarımları telafi edebilmek için önerilen bu yöntem de kullanılabilir.

Şekil (41)'de; aynı sezimleme karmaşıklığı için, önerilen iki yöntemin başarımları gösterilmektedir. Önerilen yöntemlerden daha yüksek mertebeli verici çeşitlemesini aynı sezimleme karmaşıklığı ile sağlayan yöntemin (*yöntem2*) diğer yöntemden *3dB* ve üzerinde bir kazanç sağlayabileceği görülmektedir.



Şekil 41. Önerilen yöntemlerin DVB-H 8K iletim modundaki başarımları



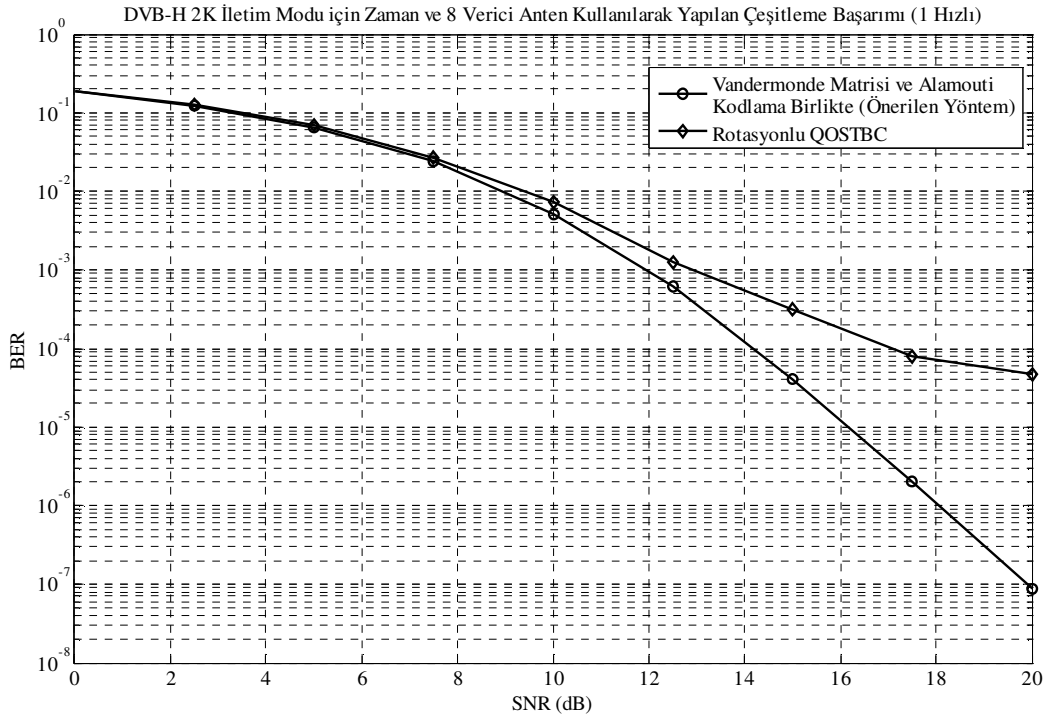
Şekil 42. MBWA (IEEE 802.20) Sembol Süresi için Önerilen Yöntemler ve QOSTBC'nin başarımları.

Şekil (42)'deki sonuçları elde ederken benzetimde sembol süresi *MBWA* sembol süresi olarak alınmıştır. *MBWA* sembol süresi *MBWA* iletim modlarından bağımsızdır ve *DVB-H* iletim modlarının her birindeki sembol süresinden kısadır. Bundan dolayı önerilen yöntemlerden birincisi bu parametreler için *QOSTBC*'ye göre çok belirgin bir kazanç sağlayamamıştır. Öte yandan benzetimlerde en büyük *Doppler* frekansı 30Hz olarak alınmıştır. Daha büyük *Doppler* frekansları için önerilen yöntemin sağlayacağı kazanç farkı da artacaktır. Önerilen yöntem daha yüksek hızlarda hareket edilmesi durumunda *QOSTBC*'den daha iyi bir başarımla gösterecektir. Verici çeşitlemesi mertebesi arttıkça önerilen yöntemin *QOSTBC*'ye göre sağladığı kazanç farkı daha da artacaktır. Öte yandan yayma matrisi ve Alamouti kodlamanın yanı sıra yıldız kümesi rotasyonu da kullanılan diğer önerilen yöntem; sekizinci mertebeli verici çeşitlemesini, *QOSTBC*'deki dördüncü mertebeli verici çeşitlemesi ile aynı sezimleme karmaşıklığı ile elde etmektedir. Dolayısıyla aynı sezimleme karmaşıklığında daha yüksek verici çeşitlemesi kazancı elde ederek *QOSTBC*'nin sağladığı kazançtan daha belirgin bir şekilde yüksek olan bir kazanç sağlanabilir. Şekil (42)'den önerilen ikinci yöntemin *QOSTBC*'ye göre 3dB ve üzerinde bir kazanç sağlayabileceği görülmektedir.

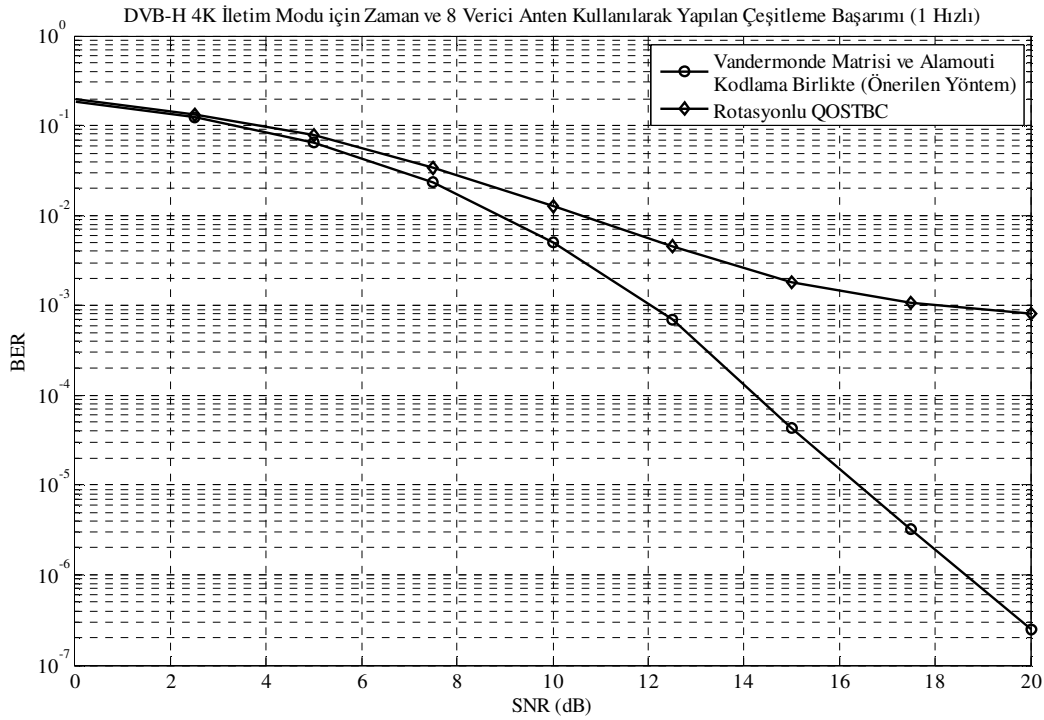
Şekil (Şekil 43), (44), (45), ve (46)'da *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlama bir arada kullanılarak elde edilip önerilen yöntemin başarımla ile rotasyonlu *QOSTBC*'nin başarımla verici çeşitlemesi mertebesi sekiz için kıyaslanmaktadır.

Şekil (Şekil 43)'ten de görüldüğü gibi önerilen yöntem *DVB-H 2K* iletim modu için *QOSTBC*'ye göre 5dB ve üzerinde bir kazanç sağlayabilmektedir. Verici çeşitlemesi mertebesi dört olduğunda ise kazanç farkı 3dB civarında olmaktadır (Şekil 36). Görüldüğü gibi önerilen yöntem yüksek mertebeli verici çeşitlemelerinde uzay-zaman kodlaması olarak *QOSTBC*'den daha yüksek kazanç sağlayabilmektedir.

Şekil (44)'ten önerilen yöntemin; *DVB-H 4K* iletim modu için *QOSTBC*'ye oranla 7.5dB ve üzerinde kazanç sağlayabileceği görülmektedir. Bu kazancın; daha düşük *Doppler* frekanslarında azalması ve daha yüksek *Doppler* frekanslarında, artması beklenebilir.

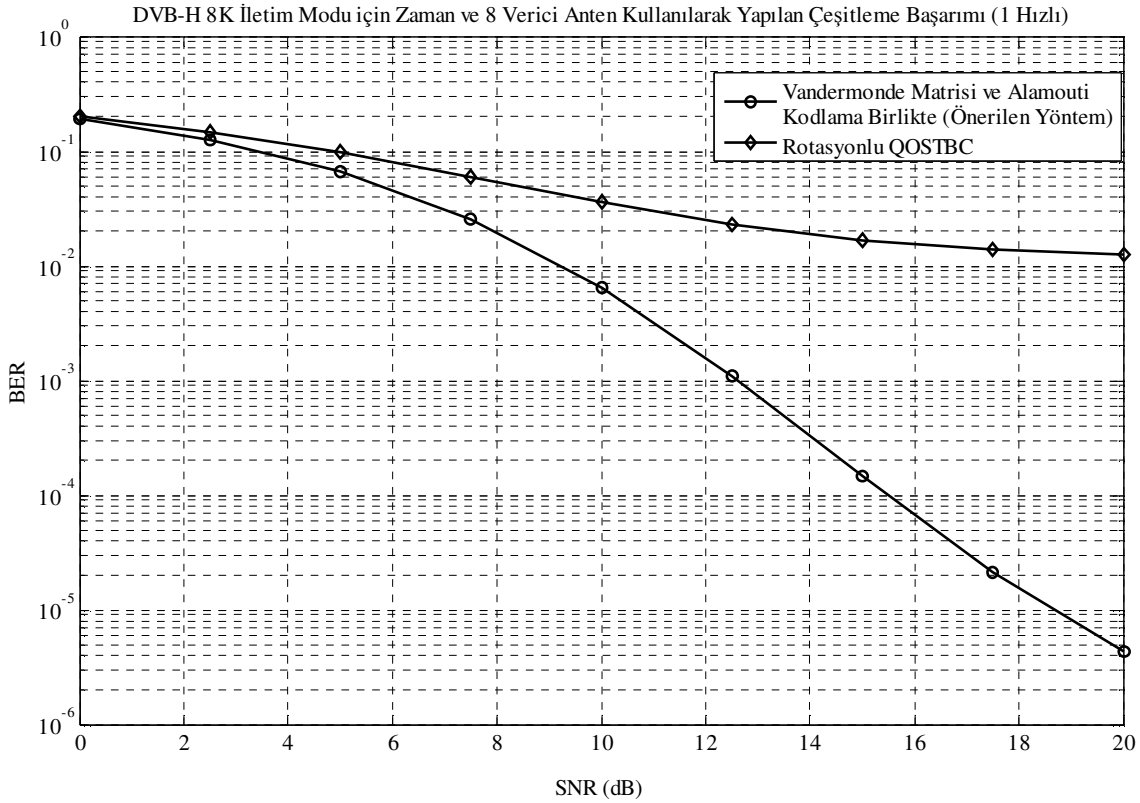


Şekil 43. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.



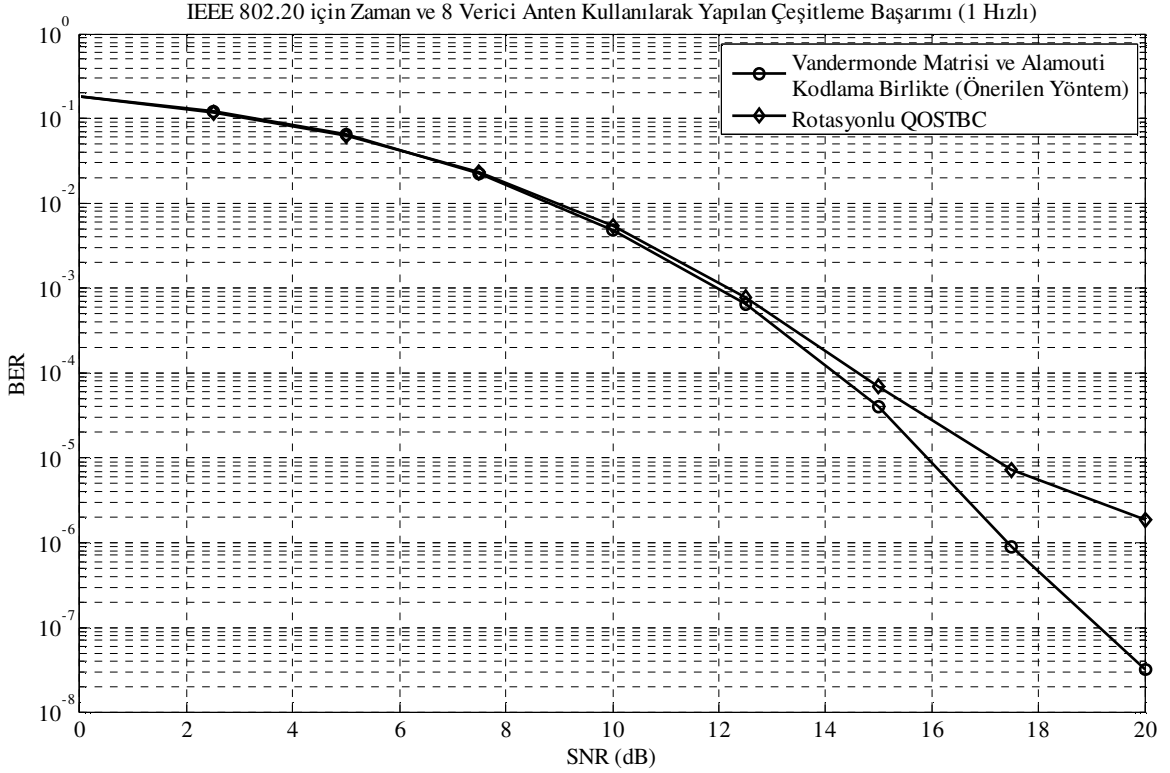
Şekil 44. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.

Şekil (45)'te önerilen yöntemin *DVB-H* 8K iletim modunda *QOSTBC*'den 11dB ve daha fazla kazanç sağlayabileceği görülmektedir. Öte yandan *QOSTBC* *DVB-H* 8K iletim modu için uzay-zaman çeşitlemesi kazancı da sağlayamamaktadır; çünkü yüksek *SNR* değerlerinde *BER* değeri üstel olarak azalmamaktadır.



Şekil 45. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının *DVB-H* 8K iletim modu için karşılaştırılması.

Şekil (46)'da önerilen yöntem ile *QOSTBC* başarımları sekizinci mertebeli verici çeşitlemesi için *MBWA* sembol süresine göre karşılaştırılmaktadır. Şekilden de görüleceği gibi önerilen yöntem *QOSTBC*'den 5dB ve üzerinde fazla kazanç sağlayabilmektedir. *MBWA* sembol süresi *DVB-H* iletim modlarındaki sembol sürelerinden kısa olduğundan; önerilen yöntemin, *MBWA*'da sağladığı kazanç farkı, *DVB-H*'ta sağlanan kazanç farkından düşüktür.



Şekil 46. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının MBWA sembol süresi için karşılaştırılması.

3.2. Önerilen Yöntemlerin Uzak-Frekans Çeşitleme Olarak Başarımları

Bu kısımda önerilen yöntemlerin başarımları *OFDM* sistemleri için uzak-frekans çeşitleme olarak kullanılmaları durumuna göre incelenmektedir. Önerilen yöntemlerin uzak-frekans çeşitleme olarak kullanılmaları durumundaki başarımları; aşağıdaki parametrelere göre benzetim programı ile incelenmiştir.

- I. Bölüm 3.1’de belirtilen parametreler bu kısımda da kullanılmıştır.
- II. Kullanılan sisteme göre ilinti matrisleri elde edilmiştir. İlintisiz kanal katsayıları ve ilinti matrisleri ile denklem (237)’de gösterildiği gibi ilintili kanal katsayıları elde edilmiştir.
- III. *DVB-H* için Tablo (5)’te gösterilen güç gecikme profili ve *MBWA* (*IEEE802.20*) için Tablo (6)’da gösterilen güç gecikme profilleri ilinti matrislerini elde ederken kullanılmıştır.

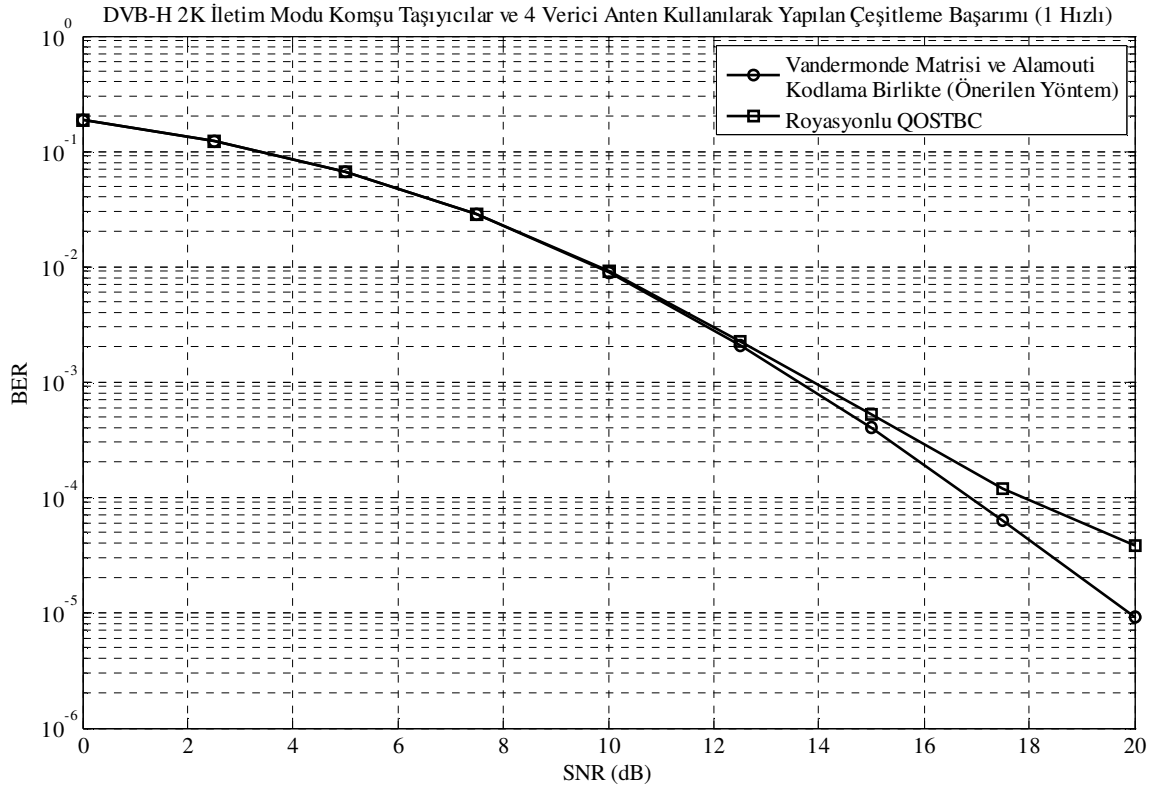
- IV. Frekans çeşitlemesinden de faydalanabilmek amacı ile aralarında belli bir frekans farkı bulunan taşıyıcılar kullanılmıştır. Taşıyıcılar arasındaki optimum frekans farkı denklem (251)'in determinantını en büyük yapan q değeri olarak bulunmuştur. Benzetimlerde optimum ayırma faktörü q yerine q' 'ya en yakın değerdeki ikinin kuvveti daha gerçekçi sonuçlar elde etmek amacı ile kullanılmıştır.

Uzay-zaman kodlamada kod matrisinin her sütunu bir verici antenden iletilirken; kod matrisinin her satırı da bir öncekinden sonraki sembol periyodunda iletilir. Daha önceki kısımdaki benzetim sonuçlarından da görüleceği gibi sembol süresi uzadıkça uzay-zaman kodlarının sağladığı çeşitleme kazancında düşme olmaktadır. Kazanç düşüşünü engellemek amacı ile uzay-zaman kod matrisinin her satırı aynı anda fakat komşu alt taşıyıcılar ile iletilir. Bu durumda p 'inci mertebede verici çeşitlemesi elde edebilmek için 1 hızlı uzay-zaman kod matrisi ile bir sembol periyodunda p adet komşu taşıyıcıdan p adet sembol iletilmiş olur. Yani iletim hızında bir düşüş olmaz. Tablo (8)'de *DVB-H* ve *MBWA*'nın alt taşıyıcıları arasındaki frekans farkları gösterilmektedir.

Tablo 8. *DVB-H* ve *MBWA* komşu alt taşıyıcıları arasındaki frekans farkı.

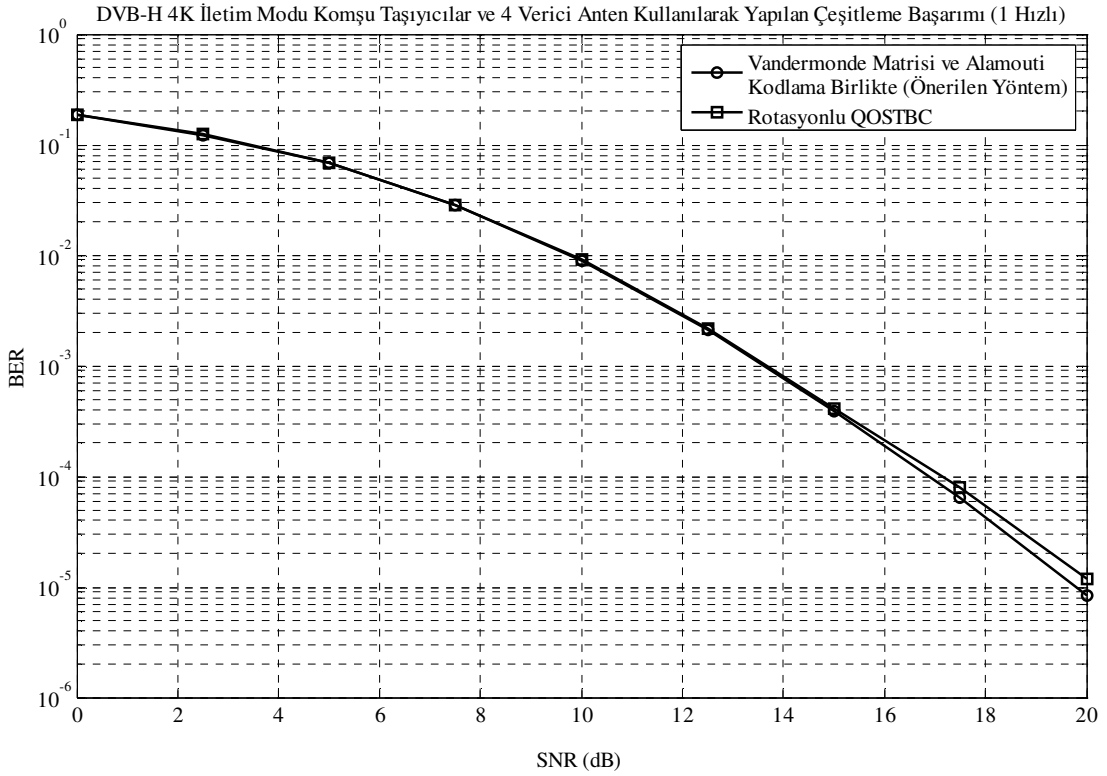
DVB-H		MBWA (IEEE 802.20)	
İletim Modu	Alttaşıyıcı Ayırması	İletim Modu	Sembol Süresi
2K	4.464kHz	512	9.6kHz
4K	2.232kHz	1K	9.6kHz
8K	1.116kHz	2K	9.6kHz

Şekil (47), (48), (49), (50), (51), (52), (53), (54), (55) ve (56); uzay-zaman kod matrislerinin satırlarının komşu taşıyıcılardan, sütunlarının farklı iletim antenlerinden iletilmeleri ile elde edilen sonuçları göstermektedir.



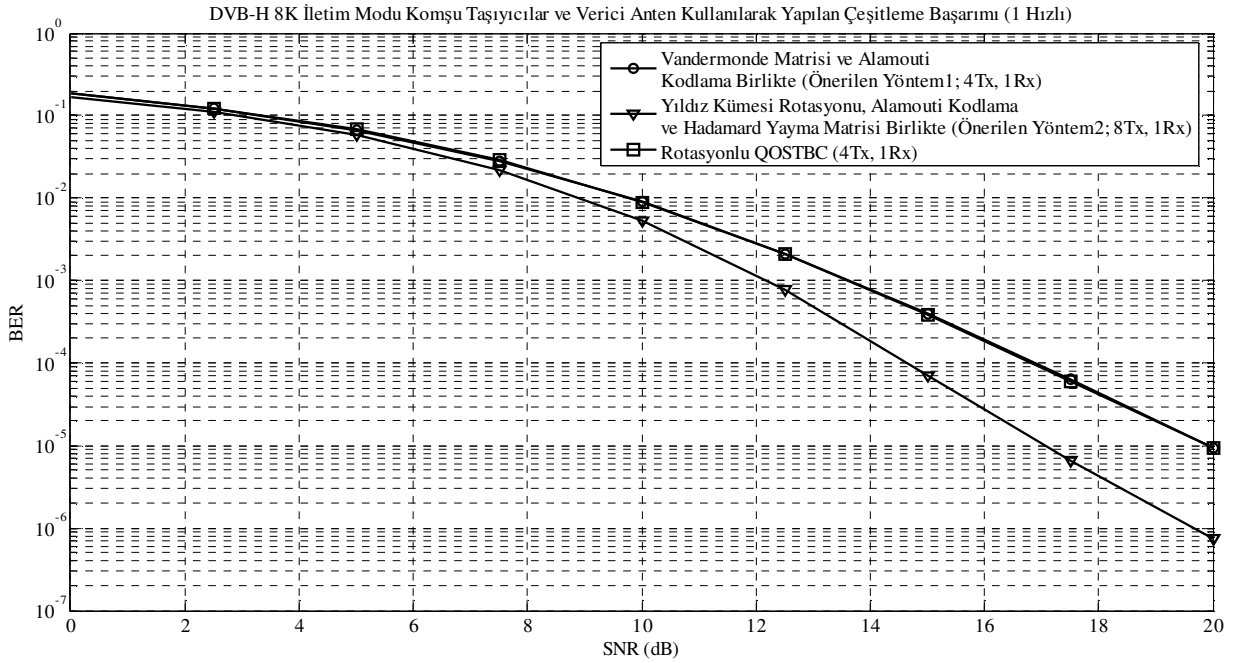
Şekil 47. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 2K iletim modu için karşılaştırılması.

Şekil (47)'den önerilen yöntemin başarımının; zaman yerine komşu taşıyıcılar kullanılması durumunda fazla değişmediği ancak *QOSTBC*'nin başarımının bu uygulama şekli için biraz arttığı görülmektedir. Sonuç olarak Şekil (36)'da iki yöntem arasındaki kazanç farkı; yaklaşık $3dB$ önerilen yöntem lehine iken Şekil (47)'de bu $2dB$ önerilen yöntem lehinedir.



Şekil 48. Önerilen yöntem ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 4K iletim modu için karşılaştırılması.

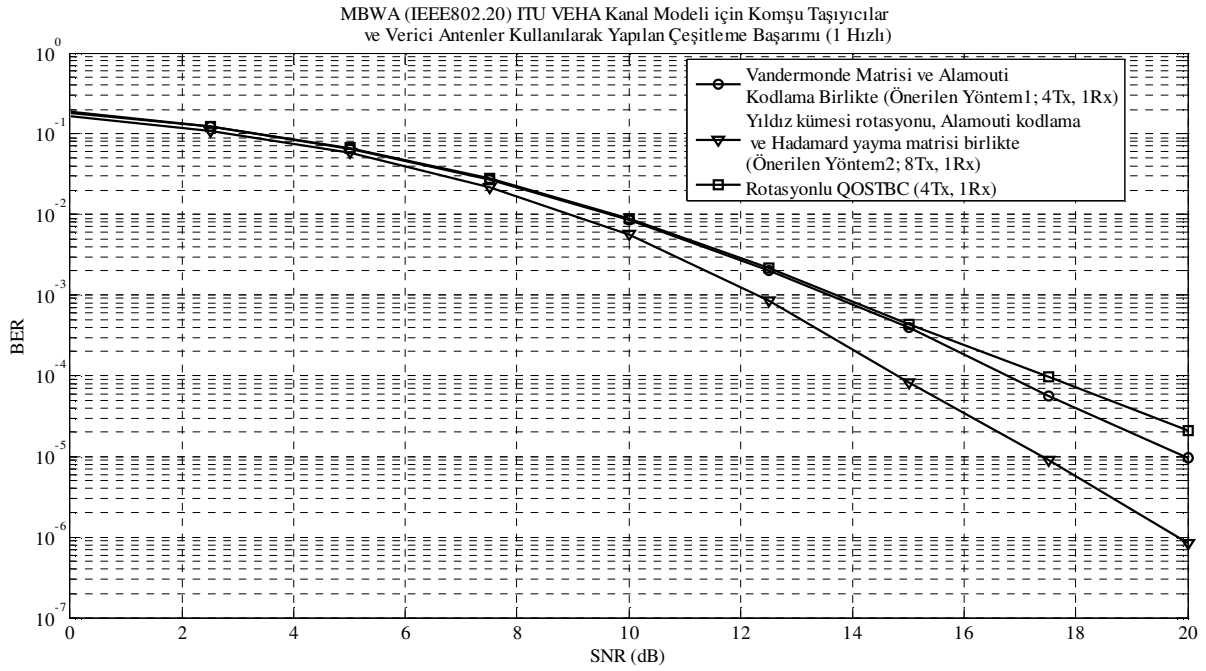
Şekil (48)'den de görüldüğü gibi *DVB-H* 4K iletim modunda önerilen yöntemin *QOSTBC*'ye göre sağladığı kazanç farkı 2K iletim moduna göre düşmüştür. Bunun sebebi ise komşu taşıyıcılar arasındaki frekans farkının 4K iletim modunda daha düşük olmasıdır. Öte yandan daha yüksek mertebeli verici çeşitlemesinde önerilen yöntemin sağlayacağı kazanç farkının artması beklenebilir çünkü önerilen yöntem için sadece iki komşu alt taşıyıcı, çeşitleme mertebesinde bağımsız olarak kullanılmaktadır. Verici çeşitlemesi mertebesi arttıkça *QOSTBC* için kullanılan komşu alt taşıyıcı sayısı da artmaktadır.



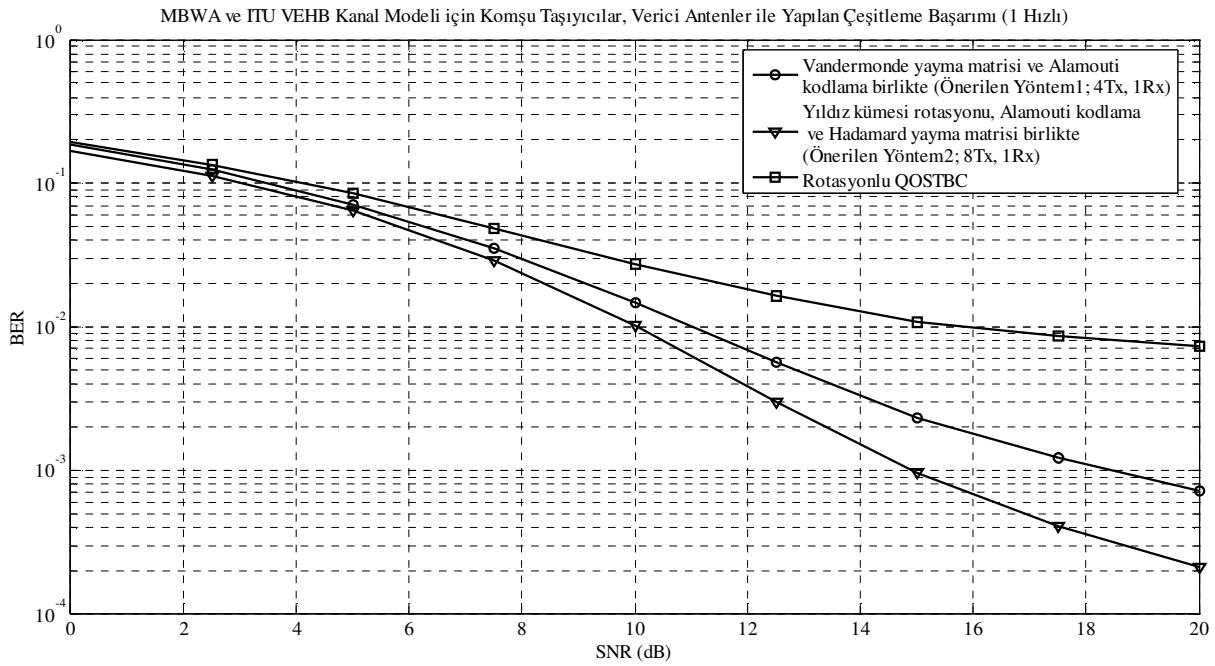
Şekil 49. Önerilen yöntemler ve Rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının DVB-H 8K iletim modu için karşılaştırılması.

Şekil (49)'dan da görüldüğü gibi *DVB-H 8K* iletim modunda önerilen yöntemlerden yöntem1'in *QOSTBC*'ye göre sağladığı bir kazanç farkı yoktur. Öte yandan yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve *Hadamard* yayma matrisi birlikte kullanılırsa (yöntem2), aynı sezimleme karmaşıklığında 8 verici anten kullanılabilir. Şekilden de görüldüğü gibi bu durumda *QOSTBC*'ye göre 3dB ve üzerinde bir kazanç sağlanabilir.

Şekil (50)'de önerilen yöntemler *MBWA* parametreleri ve *ITU VEHA* (bkz. Tablo (6)) kanal modeli için rotasyonlu *QOSTBC* ile karşılaştırılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen yöntemlerden rotasyonlu *QOSTBC* ile aynı sezimleme karmaşıklığı ve verici çeşitlemesi mertebesine sahip olan yöntem (yöntem1) rotasyonlu *QOSTBC*'den az da olsa daha iyi bir başarımlar göstermektedir. Öte yandan rotasyonlu *QOSTBC* ile aynı sezimleme karmaşıklığını sekizinci mertebe verici çeşitlemesi için elde edebilen, önerilen diğer yöntem (yöntem2), *QOSTBC*'ye göre 3dB ve üzerinde kazanç sağlayabilmektedir.



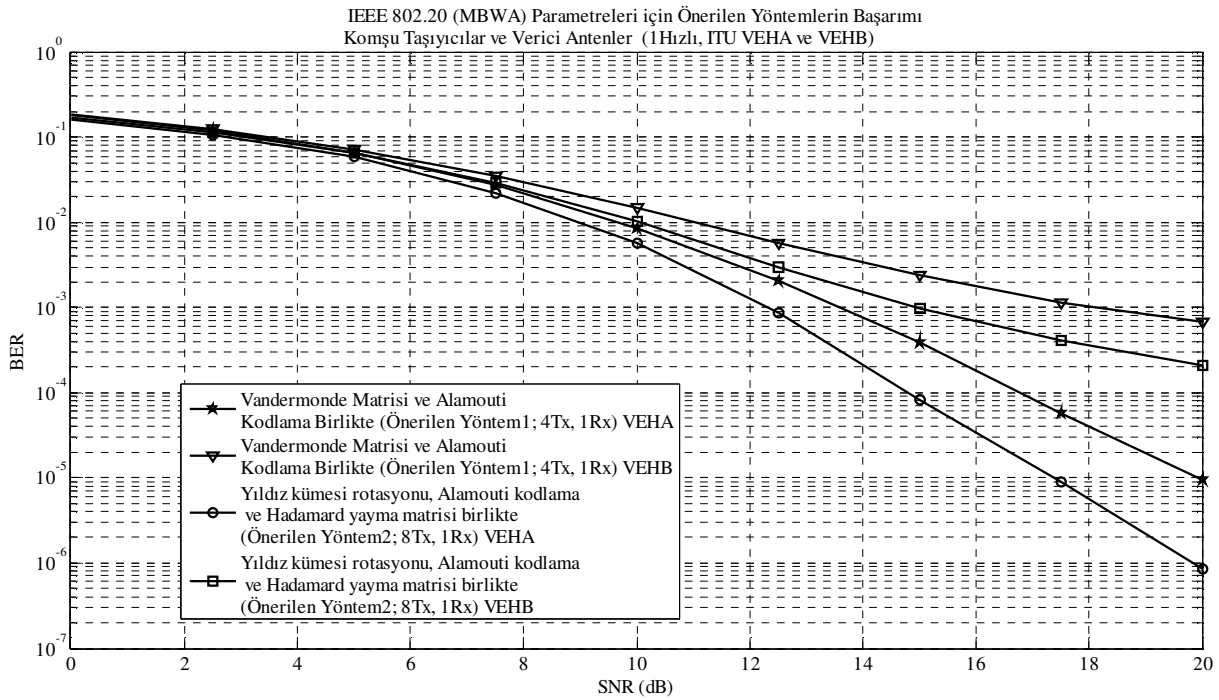
Şekil 50. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; MBWA ITU VEHA kanal modeli için karşılaştırılması.



Şekil 51. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; MBWA ITU VEHB kanal modeli için karşılaştırılması.

Şekil (51)'den *ITU VEHB* kanal modeli için başarımları incelenen tüm yöntemlerin başarımlarının kayda değer bir biçimde düştüğü görülmektedir. Gecikme yaymasının oldukça fazla olduğu *ITU VEHB* kanal modeli için uzay-frekans çeşitlemesini başka bir şekilde elde etmek ya da uzay-frekans kodlama kullanmak daha iyi sonuç alınmasını sağlayacaktır. Öte yandan önerilen yöntemlerin *QOSTBC*'ye göre sağladıkları kazanç farkı bu kanal modeli için oldukça artmaktadır. Önerilen yöntem1 yaklaşık $8dB$ ve üzerinde; önerilen yöntem2 ise $9dB$ ve üzerinde bir kazanç sağlayabilmektedirler.

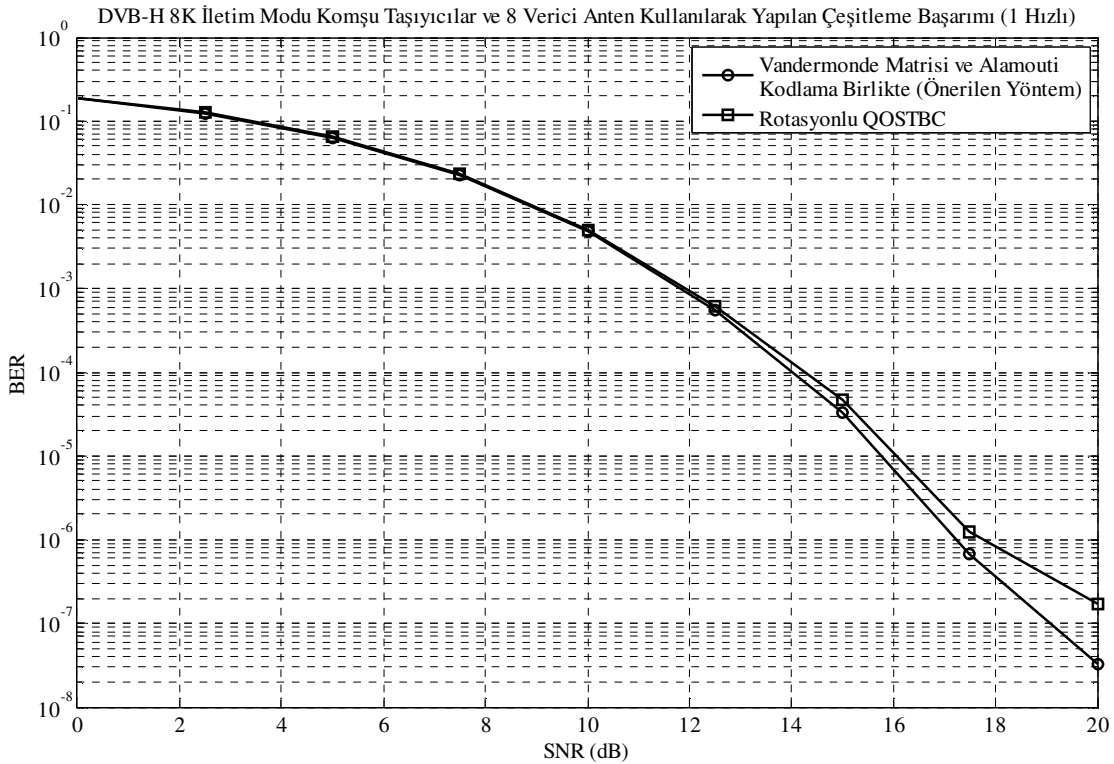
Şekil (52)'de *MBWA* parametrelerinin; *ITU-VEHA* ve *ITU-VEHB* kanal modeli için kullanılması durumunda, önerilen yöntemlerin başarımlarının değişimi gösterilmektedir.



Şekil 52. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; *MBWA* *ITU VEHB* kanal Modeli için karşılaştırılması.

Şekil (52)'den de görüleceği gibi önerilen yöntemler; *ITU VEHB* kanal modeli için *ITU VEHA* kanal modeline göre yaklaşık $6dB$ daha az bir kazançla sahiptirler. Bundan dolayı; önerilen yöntemlerin, kod matrislerinin satırlarının, komşu alt taşıyıcılar yerine farklı sembol periyotlarında iletilmeleri, *MBWA* kanal parametreleri için daha iyi sonuç verecektir.

Önerilen yöntemler, *DVB-H* iletim modlarından 8K iletim modunda; komşu taşıyıcılar ve verici antenler ile kullanılmaları durumunda, Şekil (49)'dan da görüldüğü gibi *QOSTBC*'ye göre en düşük kazanç farkını sağlamaktadırlar. Şekil (49)'daki verici çeşitleme mertebesi 4'tür. Verici çeşitlemesi mertebesi arttığında önerilen yöntemin sağlayacağı kazanç farkının artması beklenmelidir. Daha öncede belirtildiği gibi önerilen yöntemler için çeşitleme mertebesinden bağımsız olarak iki komşu taşıyıcının kullanılması yeterli olmaktadır. Öte yandan *QOSTBC*'de ise çeşitleme mertebesi arttıkça kullanılan komşu taşıyıcıların sayısı da artmaktadır. Bundan dolayı önerilen yöntem, *DVB-H* 8K iletim modunda, *QOSTBC* ile 8'inci mertebe verici çeşitlemesi için Şekil (53)'te karşılaştırılmıştır.

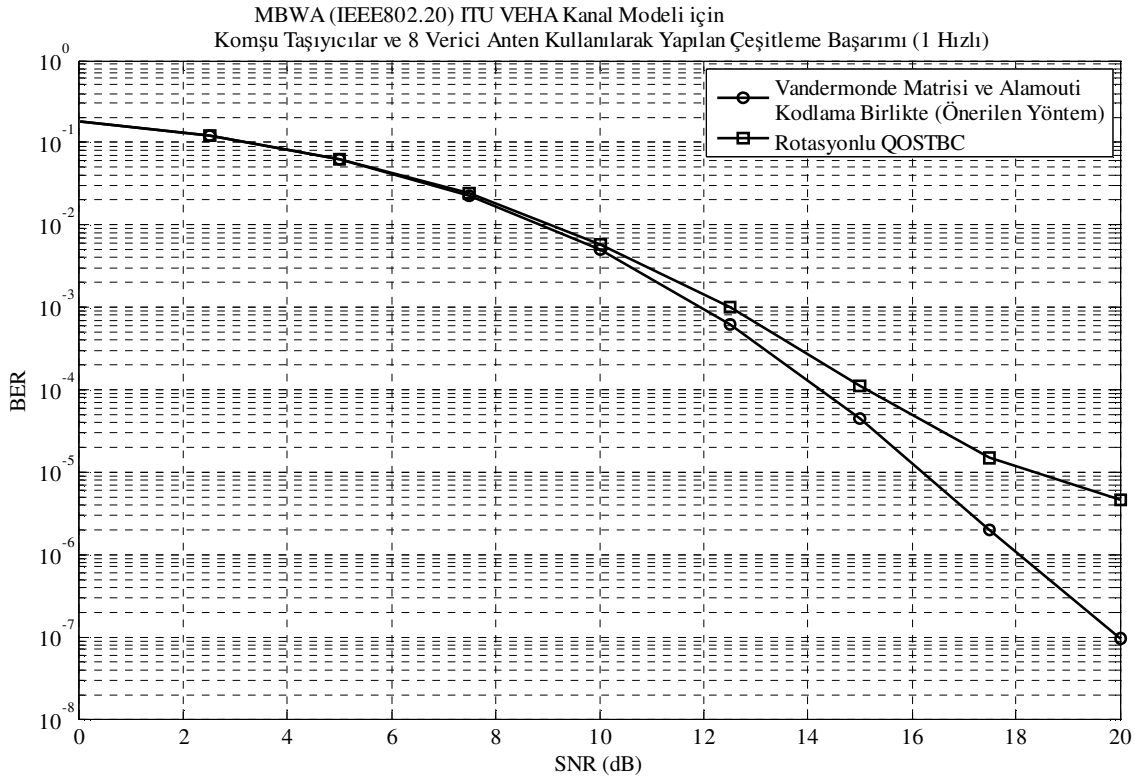


Şekil 53. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; *DVB-H* 8K iletim modu ve 8'inci mertebe verici çeşitlemesi için karşılaştırılması.

Şekil (53)'ten de görüldüğü gibi *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamasının bir arada kullanılması ile elde edilip önerilen yöntem; komşu taşıyıcılar ve 8 verici anten ile gerçekleştirilen çeşitlemede, *DVB-H* 8K iletim modunda rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre 1dB

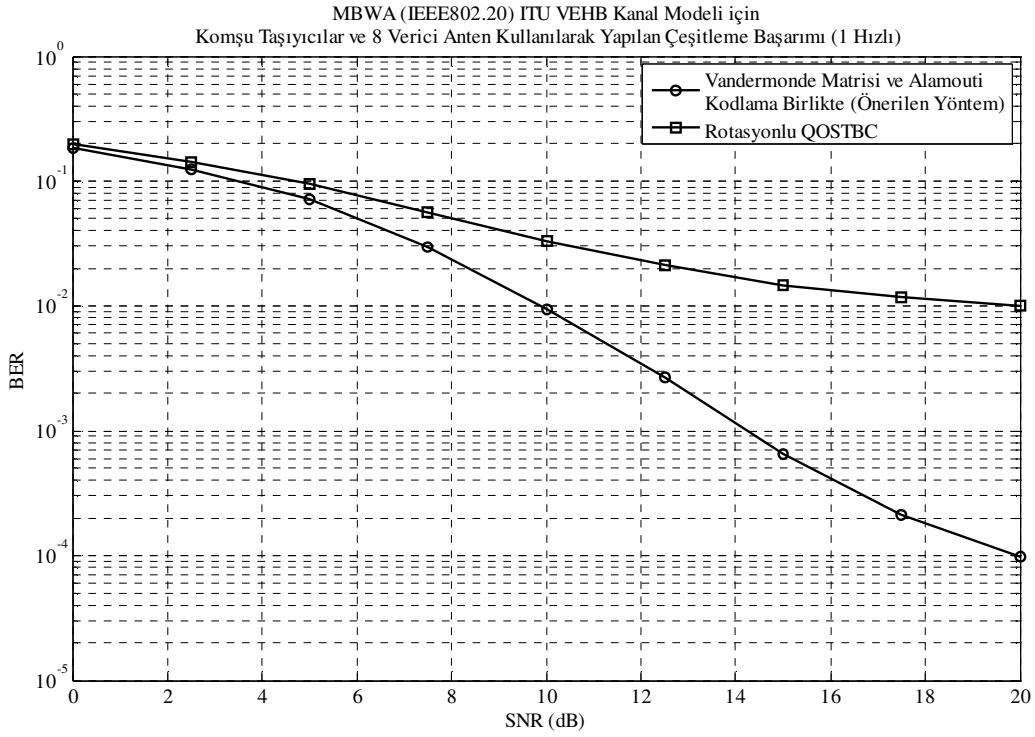
ve üzerinde kazanç sağlayabilmektedir. Öte yandan diğer *DVB-H* iletim modlarında önerilen yöntemin sağlayacağı kazanç farkı daha da büyük olacaktır.

Şekil (54)'te önerilen yöntem; *MBWA* parametreleri ve *ITU VEHA* kanal modeli için *QOSTBC* ile 8'inci merteye verici çeşitlemesinde karşılaştırılmaktadır. Şekilden de görüleceği gibi önerilen yöntem *QOSTBC*'ye göre *3dB* ve üzerinde kazanç sağlayabilmektedir.

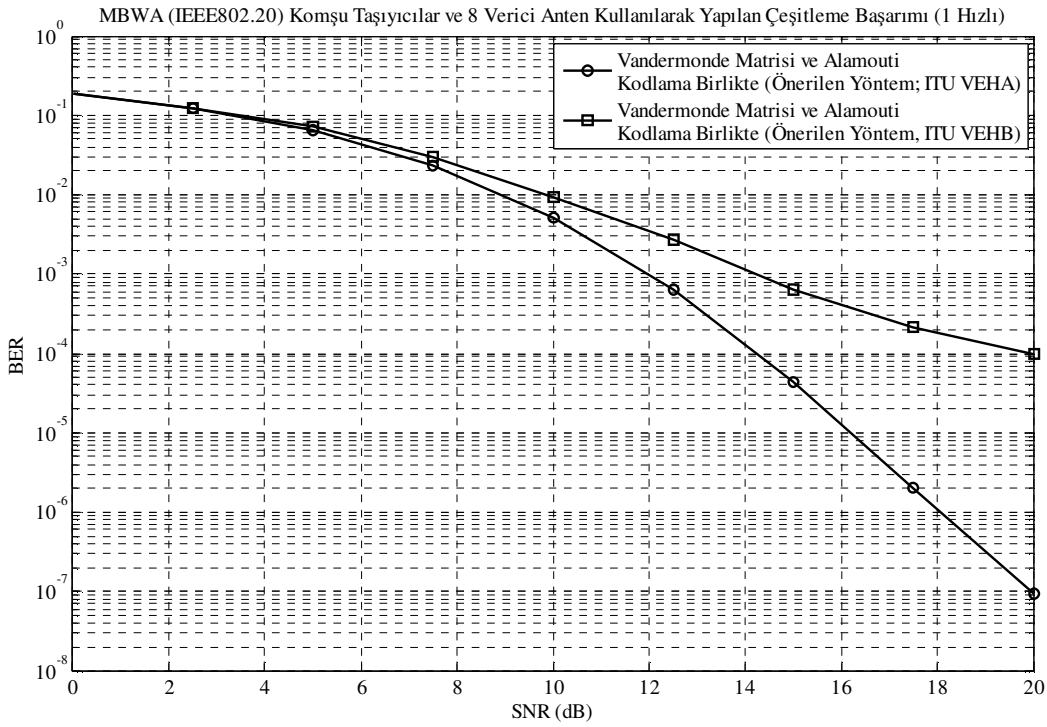


Şekil 54. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; *MBWA* *ITU VEHA* kanal modeli için karşılaştırılması.

Şekil (55)'te önerilen yöntem; *MBWA* parametreleri ve *ITU VEHB* kanal modeli için *QOSTBC* ile 8'inci merteye verici çeşitlemesinde karşılaştırılmaktadır. Şekilden de görüleceği gibi önerilen yöntem *QOSTBC*'ye göre *10dB* ve üzerinde kazanç sağlayabilmektedir. Öte yandan önerilen yöntemin sağladığı kazançta *ITU VEHA* kanal modeline göre oldukça fazla bir düşüş olmuştur.



Şekil 55. Önerilen yöntem ve rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının; MBWA ITU VEHB kanal modeli için karşılaştırılması.



Şekil 56. Önerilen yöntemin; MBWA ITU VEHA ve VEHB kanal modelleri için başarımının karşılaştırılması.

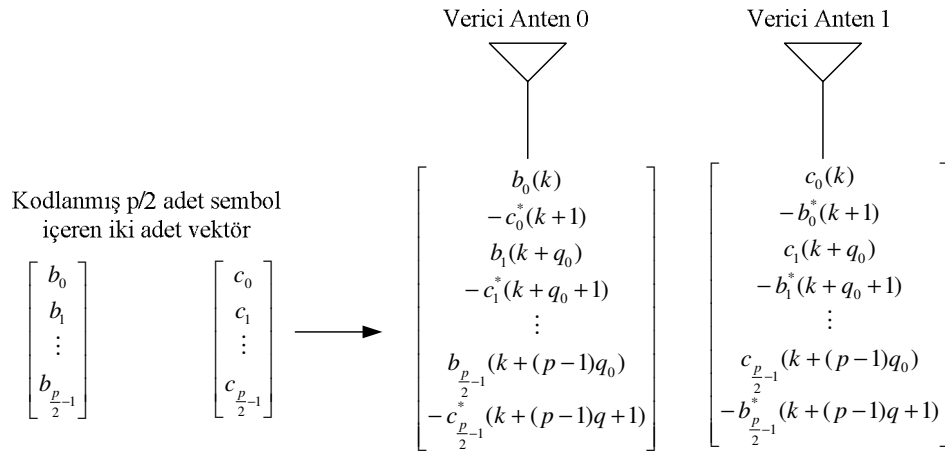
Şekil (56)'dan görüldüğü gibi önerilen yöntemin başarımında; *ITU VEHB* kanal modeli için yaklaşık $6dB$ 'lik bir düşüş olmaktadır. Daha önce 4'üncü merteye verici çeşitlemesi için de önerildiği gibi *MBWA*'da 8'inci merteye verici çeşitlemesi elde ederken kod matrisinin satırlarını komşu taşıyıcılar yerine farklı sembol periyotlarında iletmek daha iyi bir başarımla elde edilmesini sağlayabilecektir.

3.2.1. Önerilen Yöntemler ile Frekans Çeşitlemesi Elde Edilmesi

Buraya kadar elde edilen sonuçların hepsinde verici çeşitlemesi elde edebilmek için çok sayıda verici anten kullanılmıştır. *OFDM*'de birçok alt taşıyıcı farklı frekanslarda iletim yaptığından; *OFDM* ile frekans çeşitlemesi kazancı da elde edilebilir. Bir biri ile ilintisi en düşük olan alt taşıyıcılar denklem (251)'in determinantını en büyük yapan q değerinin bulunması ile bulunabilir. Kod matrisinin sütunları bir biri ile düşük ilintili alt taşıyıcılardan ve kod matrisinin satırları komşu alt taşıyıcılardan iletilerek çeşitleme kazancı elde edilebilir. Ancak bu durumda $p \times p$ 'lik bir kod matrisi için p adet düşük ilintili alt taşıyıcı ve p adet komşu alt taşıyıcı kullanılması gerekir. Sonuç olarak tek iletim anteni ve $2p$ adet taşıyıcıdan p adet sembol iletilir ve bu iletim hızının $\frac{1}{2}$ olmasına sebep olur.

Önerilen yöntemler ile iletim hızı düşüşü yaşamadan frekans çeşitlemesinden faydalanabilmek için en az iki verici anten kullanılmalıdır. Benzetimlerde optimum ayırma faktörü q bulunduktan sonra; 2'nin kuvvetlerinden, bulunan q değerine en yakın olan değer ayırma faktörü olarak alınmıştır.

Şekil (57)'de önerilen yöntemler ile iki verici anten kullanarak frekans çeşitlemesinden faydalanma gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi toplam p adet alt taşıyıcı ile p adet iletim sembolü iletilmektedir. Şekil (57)'de çeşitlemeden faydalanılırken tüm iletim sembolleri aynı anda ancak farklı anten ve taşıyıcılar ile iletilmektedir.



Şekil 57. Önerilen yöntemler ile iletim hızını düşürmeden frekans çeşitlemesi elde edilmesi

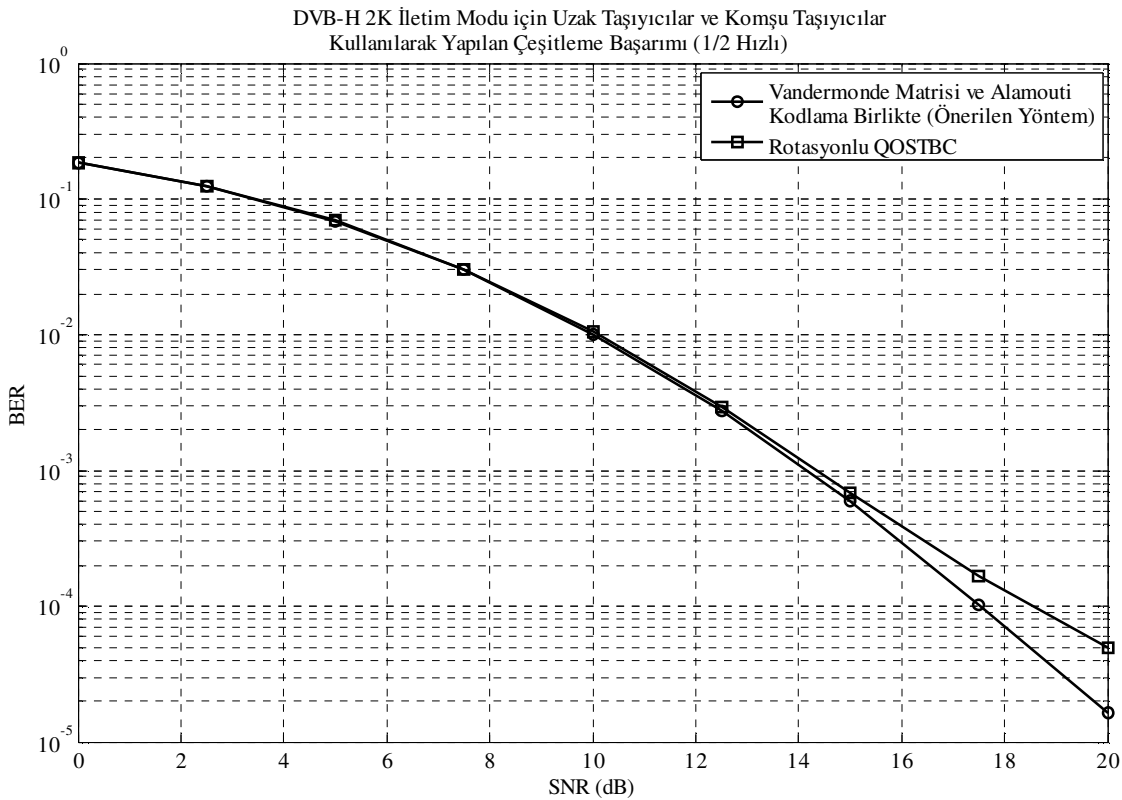
Öte yandan *QOSTBC* ve *OSTBC*'ye ilişkin kod matrisleri; iletim hızında düşüş olmadan, Şekil (57)'de gösterildiği gibi iki verici anten ve farklı alt taşıyıcılarla iletilemez. Yani Şekil (57)'de gösterilen kullanım biçimi sadece önerilen yöntemler için geçerlidir. Bundan dolayı önerilen yöntemler ile *QOSTBC* Şekil (57)'deki uygulama biçimi için karşılaştırılamamıştır. Önerilen yöntemler ile *QOSTBC* tek verici anten ve farklı alt taşıyıcılar kullanılan $\frac{1}{2}$ hızlı frekans çeşitlemesi uygulaması için karşılaştırılmıştır.

Sadece yayma matrisi kullanılarak ileti hızını düşürmeden frekans çeşitlemesi elde edilmesi mümkündür; ancak sezimleme karmaşıklığı verici çeşitlemesi mertebesi ile üstel olarak artar. Sezimleme karmaşıklığının çok artması, geniş bant haberleşmede dengeleyici kullanımına karşı *OFDM*'in sağladığı sadelik avantajını zedeleyebilir. Oysa önerilen yöntemlerden; yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanıldığı yöntemde, sezimleme karmaşıklığı verici çeşitlemesi mertebesinin yarısı ile üstel olarak artar. Hatta önerilen yöntemlerden; yıldız kümesi rotasyonu, yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanıldığı yöntemde, sezimleme karmaşıklığı çeşitleme mertebesinin dörtte biri ile üstel olarak artar. Bu sebeple; önerilen yöntemler ile elde edilen çeşitleme kazancı, aynı sezimleme karmaşıklığı için yayma matrisi kullanılarak elde edilen çeşitleme yöntemi ile karşılaştırılmıştır.

3.2.1.1. $\frac{1}{2}$ İletim Hızı ile Sağlanan Frekans Çeşitlemesi için Önerilen Yöntemler ve *QOSTBC*'nin Başarımlarının Karşılaştırılması

Bu kısımda önerilen yöntemler ile *QOSTBC* başarımları; $\frac{1}{2}$ iletim hızı için tek verici anten ile frekans çeşitlemesi elde edilmesi durumunda karşılaştırılacaktır. İletim hızının yarıya düşmüş olması çeşitleme ile elde edilecek olan kazancın önemini azaltacaktır. Çeşitleme olmaksızın hata düzeltme kodlayıcısının hızı azaltılarak ta bit hata oranında iyileşme sağlanabilir. Bundan dolayı bu kısımda çok detaylı bir başarımlar karşılaştırılması yapılmayacaktır.

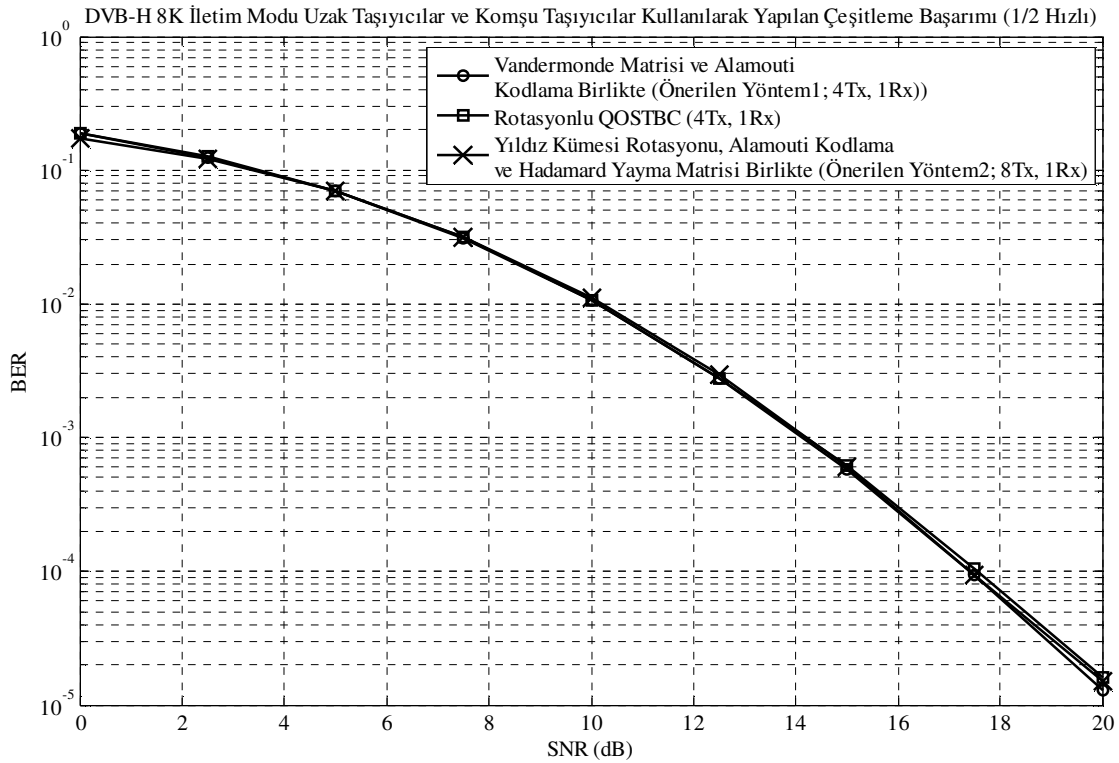
Önerilen yöntem ve *QOSTBC* kod matrislerine ilişkin; satırlar komşu alt taşıyıcılardan, sütunlar ilintisi düşük alt taşıyıcılardan iletildiğinde, elde edilecek olan başarımlara ilişkin grafikler; Şekil (58),(59), (60), ve (61)'de gösterilmektedir.



Şekil 58. $\frac{1}{2}$ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için DVB-H 2K iletim modunda önerilen yöntem ile rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının karşılaştırılması.

Şekil (58)'den de görüldüğü gibi önerilen yöntem *DVB-H 2K* iletim modunda dördüncü merteye verici çeşitlemesi için *QOSTBC*'ye göre 1.5dB 'nin üzerinde bir kazanç sağlayabilir. Önerilen yöntemin *QOSTBC*'den en önemli farkı, çeşitleme mertebesinde bağımsız olarak kod matrisinin satırlarını, iki komşu alt taşıyıcıdan iletebilmesidir. *QOSTBC* ise elde edilen çeşitleme mertebesine eşit olan sayıda komşu alt taşıyıcının kullanılmasının gerektirir. Komşu taşıyıcılar arasındaki ilinti; kullanılan komşu taşıyıcıların sayısının ya da komşu taşıyıcılar arasındaki frekans farkının artması ile azalmaktadır. Bu durumdan da *QOSTBC* önerilen yöntemlere göre daha fazla olumsuz etkilenecektir.

DVB-H 8K iletim modunda komşu taşıyıcılar arasındaki frekans farkı *2K* iletim moduna göre daha düşüktür. Bu sebeple önerilen yöntemin *8K* modunda *2K* moduna göre, aynı çeşitleme mertebesinde, *QOSTBC*'den daha az kazanç sağlaması beklenebilir. Benzetim programı ile elde edilip Şekil (59)'da gösterilen grafiklerden; önerilen yöntemin, *DVB-H 8K* iletim modunda aynı verici çeşitleme mertebesi için *QOSTBC*'ye göre çok belirgin bir kazanç farkı sağlayamadığı görülmektedir.

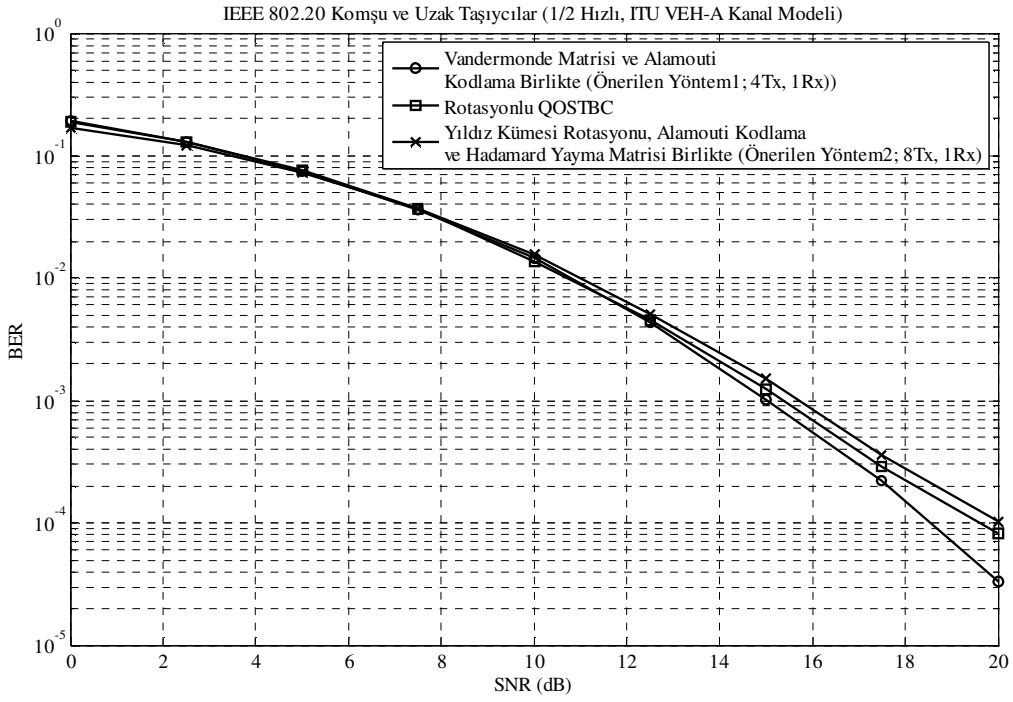


Şekil 59. $\frac{1}{2}$ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için *DVB-H 8K* iletim modunda önerilen yöntemler ile rotasyonlu *QOSTBC* başarımlarının karşılaştırılması.

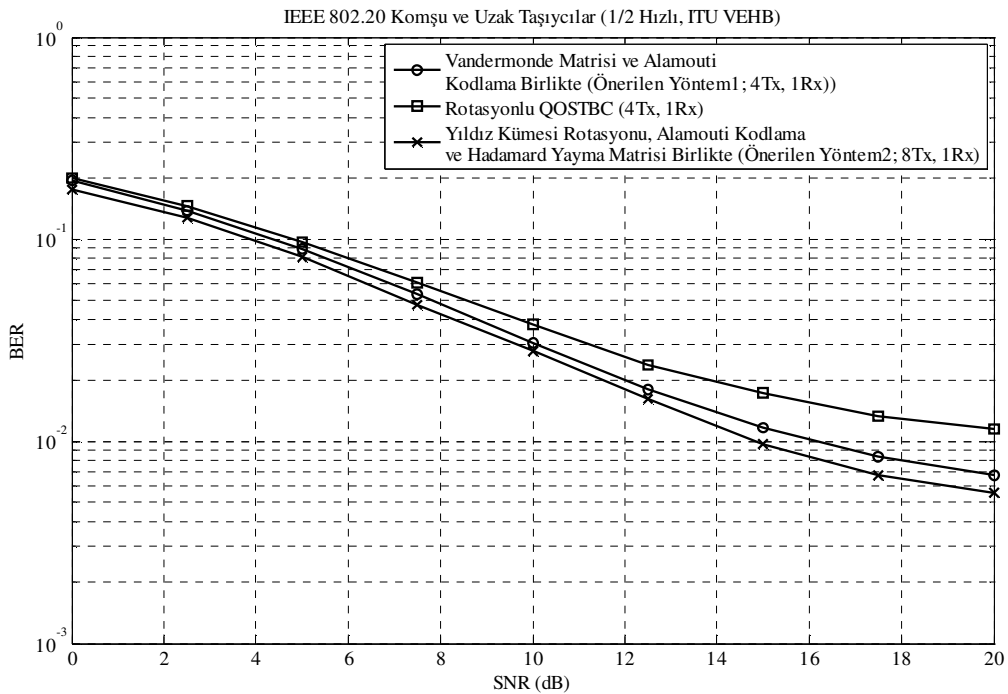
Öte yandan aynı sezimleme karmaşıklığında; rotasyonlu *QOSTBC* 4'üncü merteye verici çeşitlemesi elde ederken; yıldız kümesi rotasyonu, *Hadamard* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlama bir arada kullanılarak (*önerilen yöntem2*) 8'inci merteye verici çeşitlemesi elde edilebilir. Şekil (59)'dan; *önerilen yöntem2*'nin çeşitleme mertebesinin yüksek olmasına rağmen, ne *önerilen yöntem1*'e göre ve ne de rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre bir kazanç farkı sağlayamadığı görülmektedir. Çok sayıda verici anten kullanılarak yapılan çeşitlemelerde ise aynı sezimleme karmaşıklığında, *önerilen yöntem2* daha yüksek mertebeli bir verici çeşitlemesi sağladığından hep daha iyi bir başarımla göstermişti. Tek verici anten kullanılan frekans çeşitlemesinde ise *önerilen yöntem2* için bir biri ile düşük ilintili sekiz adet alt taşıyıcı kullanılması gerekir. Çeşitleme mertebesi arttıkça kullanılacak olan alt taşıyıcıların sayısı da artmaktadır ve bunun sonucu alt taşıyıcılar arasındaki ilinti de artmaktadır. Bu sebeple *önerilen yöntem2* daha önceki benzetimlerdeki gibi iyi bir başarımla gösterememiştir.

Şekil (60), (61)'de önerilen yöntemler *MBWA* parametreleri ve *ITU VEHA*, *VEHB* kanal modeli için rotasyonlu *QOSTBC* ile karşılaştırılmaktadır. Şekillerden de görüleceği gibi önerilen yöntemler bu uygulama biçiminde rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre belirgin bir kazanç farkı sağlayamamaktadırlar.

Buraya kadar elde edilen benzetim sonuçlarına göre, $\frac{1}{2}$ iletim hızlı frekans çeşitlemesi uygulamasında; önerilen yöntemler ile 8'inci merteye verici çeşitlemesi elde edilmesinin, 4'üncü merteye verici çeşitlemesine göre kazanç farkı sağlayamadığı hatta kayba bile neden olabileceği görülmektedir. Bundan dolayı *önerilen yöntem1* ve rotasyonlu *QOSTBC*'nin 8'inci mertebedeki verici çeşitlemesine ilişkin benzetim sonuçlarını elde etmeye gerek görülmemiştir. Öte yandan sadece frekans çeşitlemesi kazancı sağlanan bu uygulama biçiminde iletim hızı da $\frac{1}{2}$ 'dir. Oysa önerilen yöntemler ile daha önce belirtildiği gibi iletim hızını düşürmeden iki verici anten ile frekans çeşitlemesi kazancı elde edilmesi mümkündür.



Şekil 60. $\frac{1}{2}$ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için MBWA parametreleri ve ITU VEHA kanal modeline göre önerilen yöntemler ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.

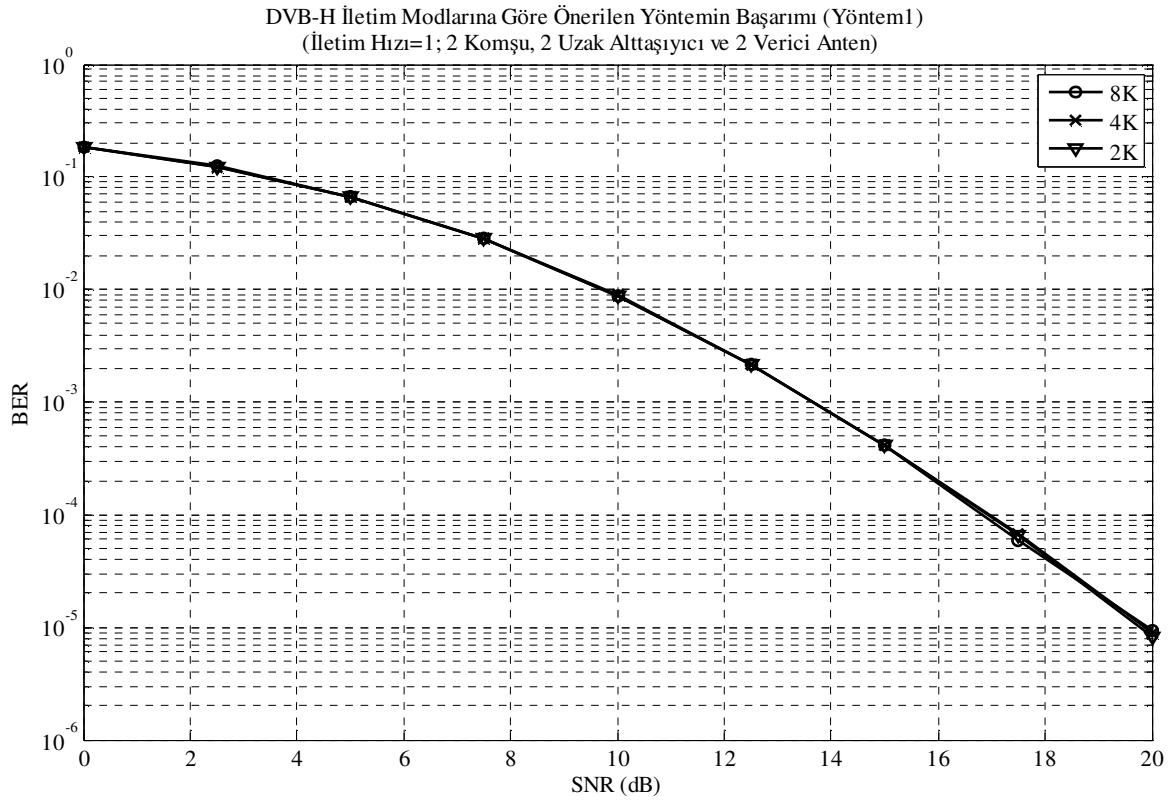


Şekil 61. $\frac{1}{2}$ İletim hızlı frekans çeşitlemesi için MBWA parametreleri ve ITU VEHB kanal modeline göre önerilen yöntemler ile rotasyonlu QOSTBC başarımlarının karşılaştırılması.

3.2.1.2. İki Verici Anten, Komşu ve Uzak Taşıyıcılar Kullanılarak Elde Edilen 1 Hızlı Verici Çeşitlemesinde Önerilen Yöntemlerin Başarımları

İki verici anten, komşu ve uzak taşıyıcılar kullanımı ile frekans çeşitlemesi elde edilen uygulama biçimine ilişkin sonuçlar bu kısımda gösterilmektedir. Sözü edilen uygulama biçimi; önerilen yöntemler ile gerçekleştirilebilirken *OSTBC* ve *QOSTBC* ile gerçekleştirilemez.

Şekil (62)'den de görüleceği gibi *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamasının birlikte kullanılması ile elde edilen yöntemin (önerilen yöntem1) başarımı *DVB-H* iletim modlarına göre pek bir değişiklik göstermemektedir.

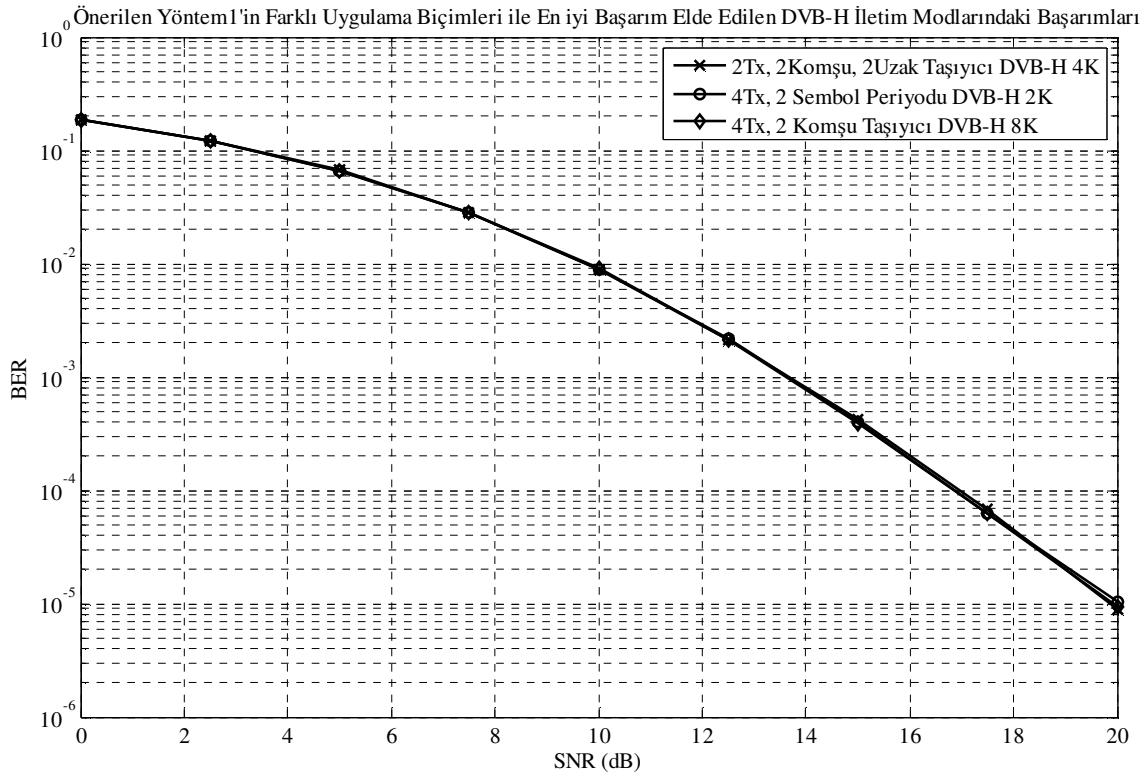


Şekil 62. Frekans ve verici anten çeşitlemesinde önerilen yöntemin başarımının DVB-H iletim modlarına göre değişimi.

İletim hızını düşürmeyen ve başarımları benzetim ile elde edilen diğer uygulama biçimlerimde; kod matrisinin sütunları farklı iletim antenleri kullanılarak ve kod matrisinin satırları zaman ya da frekans kullanılarak iletilmişti. Daha önce elde edilen 1 iletim hızlı

uygulama biçimlerinde; önerilen yöntemlerin başarımlarının, *DVB-H* iletim modlarından etkilendiği görülmüştü. Şekil (62)'de sonuçları gösterilen hem frekans hem de iki verici anten kullanılarak elde edilen uygulama biçiminde, önerilen yöntemin başarımının, *DVB-H* iletim modları ile değişmediği görülmektedir. Bu sebeple elde edilen başarımları Şekil (62)'de gösterilen; önerilen yöntem ile verici çeşitlemesi elde etme biçimi, *DVB-H* için önerilebilir.

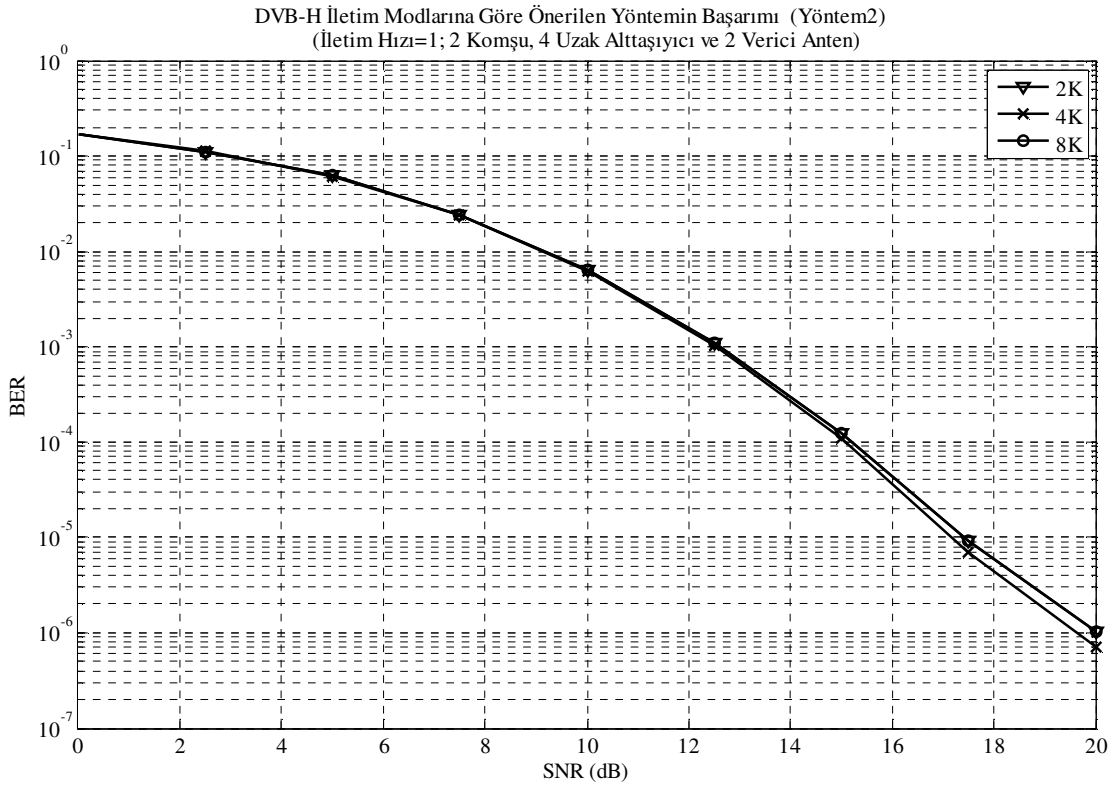
Şekil (63)'te; kod matrisinin satırlarının zaman, komşu taşıyıcılar ve kod matrisinin sütunlarının farklı iletim antenleri ile iletildiği uygulama biçimlerinde elde edilen en iyi başarımlar ile Şekil (62)'deki başarımlar karşılaştırılmaktadır. Şekil (63)'ten de görüldüğü gibi en iyi başarımlar bir biri ile çakışmaktadır. Bu sonuçlara göre iletim moduna göre başarımda düşüşe sebep olmayan; 2 verici anten, 2 komşu taşıyıcı ve 2 uzak taşıyıcı ile uygulanabilen; verici anten çeşitlemesi biçimi, dördüncü mertebeye verici çeşitlemesi elde etmek için *DVB-H*'ta kullanılmaya uygundur.



Şekil 63. Önerilen yöntem1 ile *DVB-H*'ta elde edilen en iyi başarımların karşılaştırılması.

Önerilen diğer yöntemde yıldız kümesi rotasyonu, *Hadamard* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlama birlikte kullanılarak verici çeşitlemesi kazancı elde edilmiştir. Bu şekilde

elde edilen yöntemi *önerilen yöntem2* olarak isimlendirirsek, *önerilen yöntem2* ile sekizinci merteye verici çeşitlemesi gerçekleştirilirken sadece iki sembolün bileşik sezimlenmesi gerekmektedir. O halde Şekil (62)'de sonuçları gösterilen uygulama biçiminin benzeri *önerilen yöntem2* için gerçekleştirildiğinde, sezimleme karmaşıklığı artmayacaktır. *Önerilen yöntem2* ile iki verici anten, 4 uzak alt taşıyıcı ve 2 komşu alt taşıyıcı kullanılırsa sekizinci merteye verici çeşitlemesi elde edilebilir.

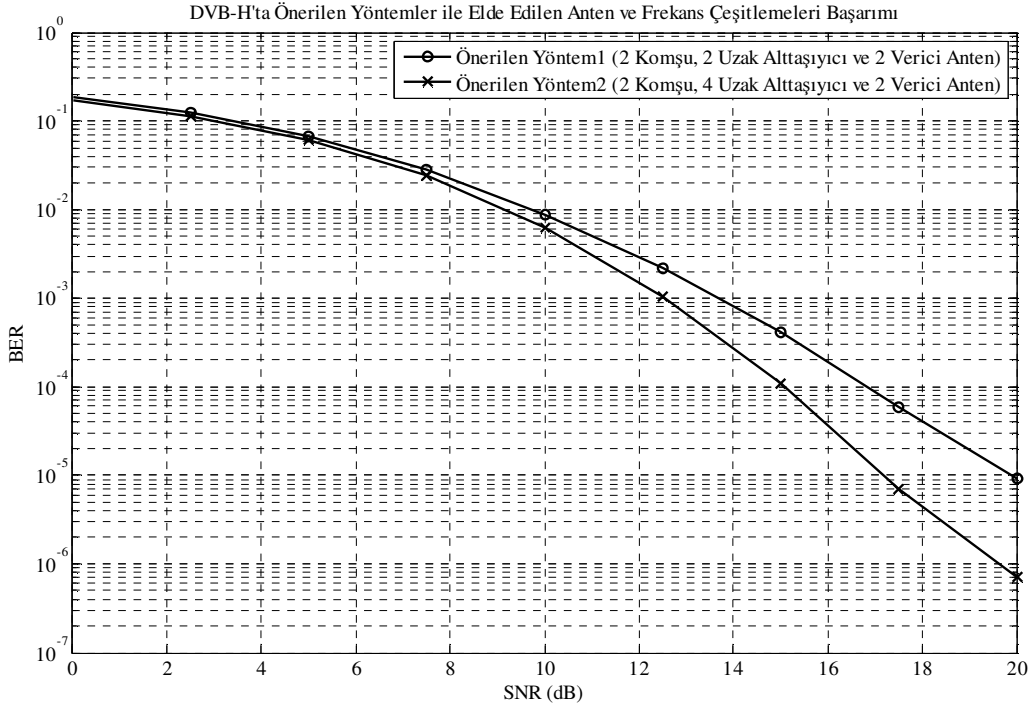


Şekil 64. Önerilen yöntem2 ile 2 verici anten, 4 uzak alt taşıyıcı ve 2 komşu altaşıyıcı kullanarak; DVB-H'ta elde edilen sekizinci merteye verici çeşitlemesi başarımı.

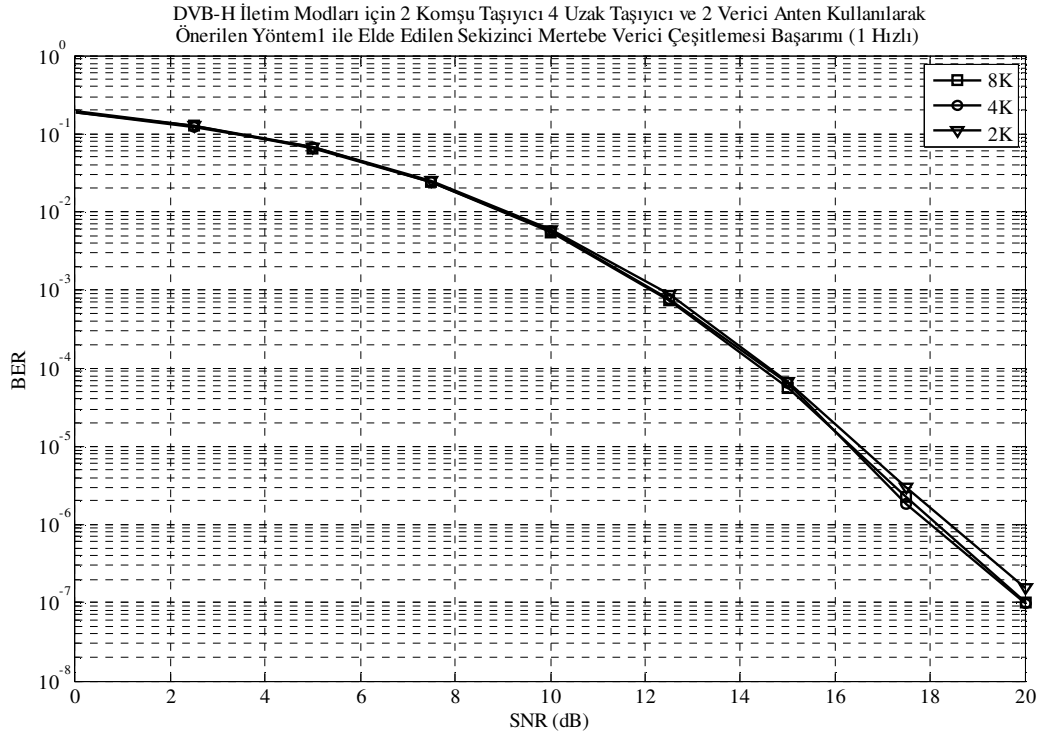
Şekil (64)'ten de görüleceği gibi *önerilen yöntem2*'nin; 2 verici anten, 4 uzak alt taşıyıcı ve 2 komşu alt taşıyıcı ile gerçekleştirilmesi durumundaki başarımı, *DVB-H* iletim modlarından fazla etkilenmemektedir.

Şekil (65)'te; *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanımı ile elde edilen çeşitleme, *önerilen yöntem1* olarak isimlendirilmiştir. *Önerilen yöntem1* ve *önerilen yöntem2*'nin *DVB-H*'taki başarımları Şekil (65)'te gösterilmektedir. Şekil (65)'teki sonuçlara göre; iki iletim sembolünün bileşik sezimlenmesi ile sekizinci

mertebe verici çeşitlemesi elde eden *önerilen yöntem2*'nin, *DVB-H*'ta kullanılması daha uygun olacaktır.

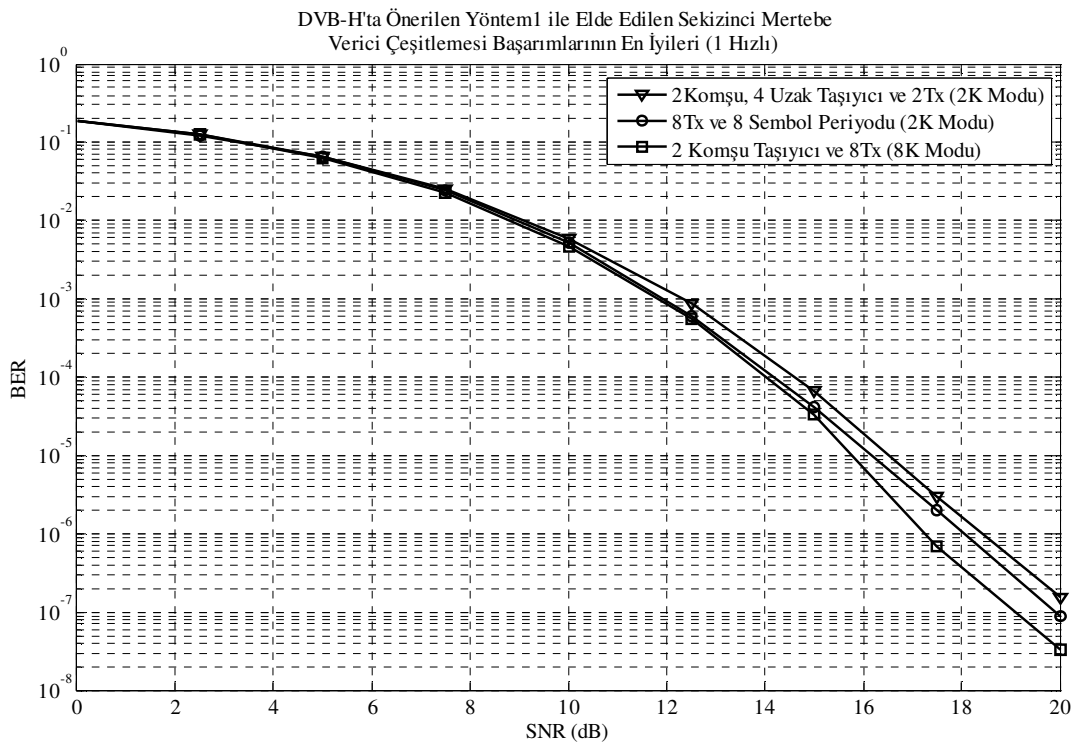


Şekil 65. Önerilen yöntem2 ve önerilen yöntem1'in aynı sezimleme karmaşıklığında *DVB-H*'ta sağladıkları başarımlar.



Şekil 66. Önerilen yöntem1 ile iki verici anten ve frekans kullanılarak elde edilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi başarımı.

Şekil (66)'da *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanılması ile elde edilen çeşitleme yönteminin (*önerilen yöntem1*); sekizinci mertebe verici çeşitlemesini, *DVB-H* parametrelerine göre elde etmesi durumundaki başarımları gösterilmektedir. *Önerilen yöntem1* için dört adet iletim sembolünün bileşik sezimlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple *önerilen yöntem2*'ye göre sezimleme karmaşıklığı daha yüksektir. Öte yandan Şekil (65) ve (66)'dan görüldüğü gibi; *önerilen yöntem1*'in sağladığı kazanç, aynı verici çeşitlemesi mertebesi için *önerilen yöntem2*'den 1.7dB civarında daha fazladır.

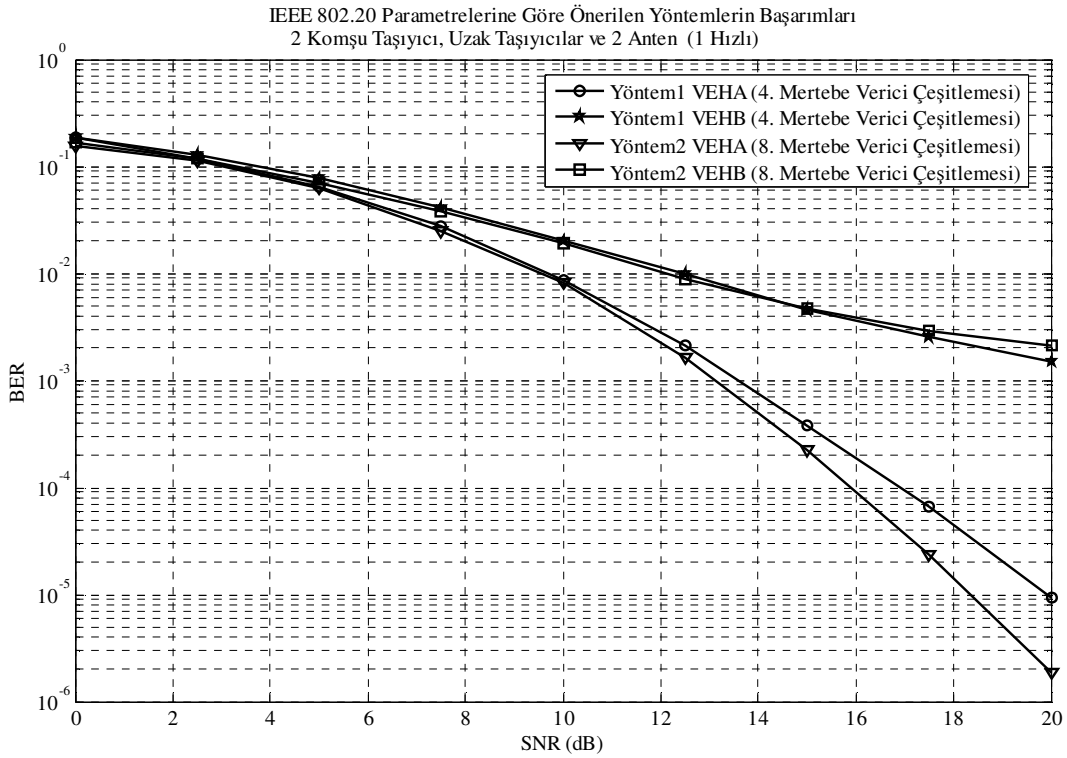


Şekil 67. Önerilen yöntem1 ile DVB-H'ta elde edilen en iyi sekizinci mertebe verici çeşitlemesi başarımları.

Şekil (67)'de *Vandermonde* yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanılması ile elde edilen çeşitleme yönteminin (*önerilen yöntem1*) *DVB-H*'ta sağladığı en iyi sekizinci mertebe verici çeşitlemesi başarımları gösterilmektedir. En iyi başarımlar 8 verici anten ve komşu taşıyıcılar kullanılarak gerçekleştirilen uygulama biçiminde sağlanmaktadır. Öte yandan 2 komşu, 4 uzak taşıyıcı ve 2 verici anten kullanılan uygulama biçiminin başarımları da en iyi başarımlar arasında, kabul edilebilir bir seviyededir. İletim

modlarına göre başarımının fazla değişmemesi sebebi ile sekizinci mertbe verici çeşitlemesi için de anten ve frekans çeşitlemesinden birlikte faydalanılan uygulama biçimini kullanmak daha uygun olacaktır.

Şekil (68)'de önerilen yöntem1 ve yöntem2'nin dördüncü mertbe veri çeşitlemesi başarımları karşılaştırılmaktadır. Şekil (68)'i elde etmek için benzetimde MBWA parametreleri ve ITU VEHA, VEHB kanal modelleri kullanılmıştır.

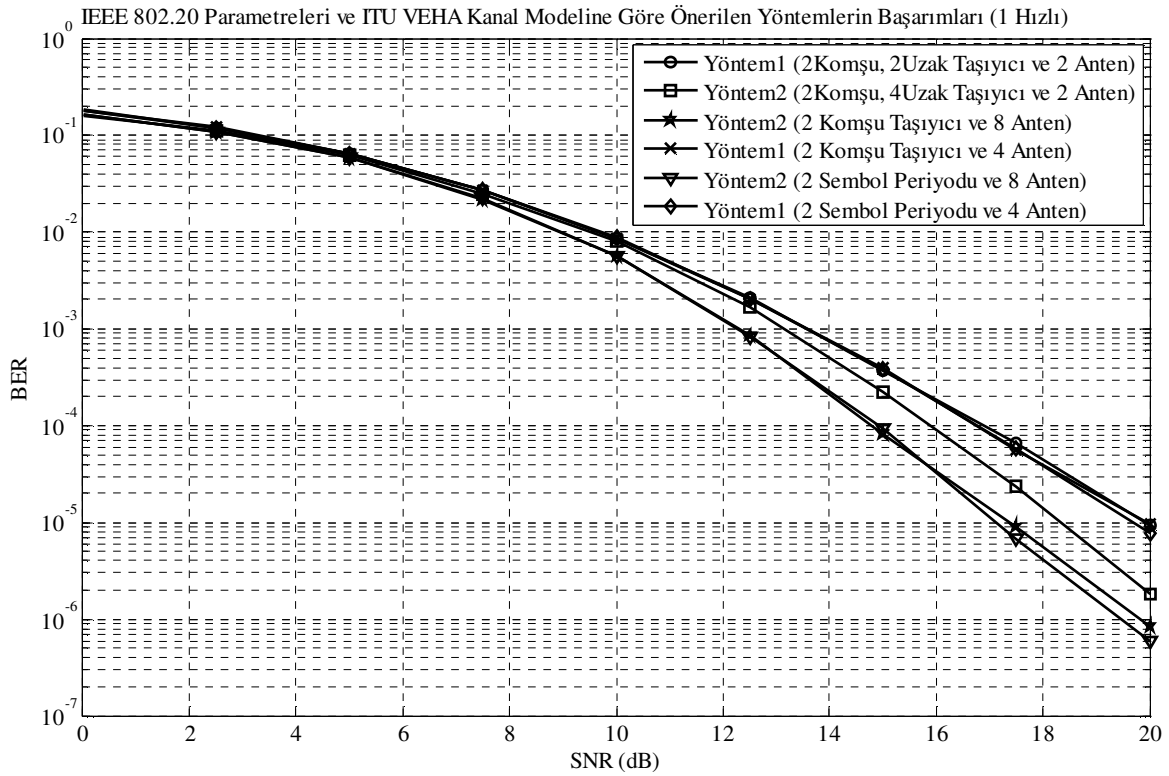


Şekil 68. Önerilen yöntemlerin aynı sezimleme karmaşıklığında; 2 komşu taşıyıcı, uzak taşıyıcılar ve 2 verici anten ile MBWA'da sağladığı verici çeşitlemesi başarımı.

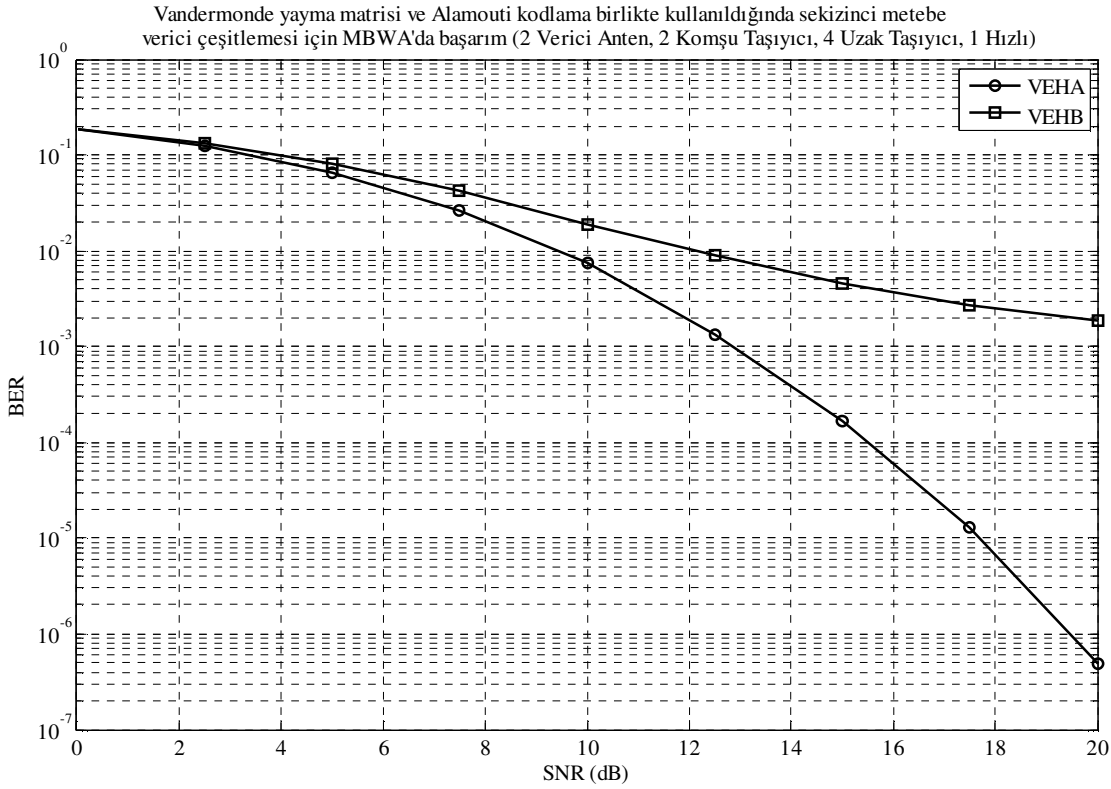
Şekil (68)'den aynı sezimleme karmaşıklığında önerilen yöntem2'nin ITU VEHA kanal modeli için daha iyi bir başarımlar elde ettiği görülmektedir. ITU VEHB kanal modeli için ise elde edilen başarımlar ITU VEHA kanal modeline göre oldukça düşüktür.

Şekil (69)'da iki sembolün bileşik sezilmemesi ile gerçekleştirilebilen yöntemler (önerilen yöntemler) ile elde edilen verici çeşitlemelerinin başarımları ITU VEHA kanal modeli ve MBWA parametreleri için gösterilmektedir. İki sembol periyodu ve sekiz verici anten ile gerçekleştirilen uygulama biçiminde, önerilen yöntem2 en iyi başarımı

göstermektedir. Sembol sürelerinin uzun olmaması sebebi ile *MBWA*'da önerilen yöntemlerin uzay-zaman kodlama olarak kullanılması daha iyi bir başarımla elde edilmesini sağlamaktadır. Öte yandan iki verici anten ve farklı alt taşıyıcılar kullanılarak; önerilen yöntemler ile dört, sekiz ve daha yüksek mertebeli verici çeşitlemesi elde edilebilmektedir. Vericide; dört, sekiz ve daha çok sayıda anten kullanılması donanımı karmaşıklaştırabilir, bakım maliyetlerini artırabilir. Bu sebeple hem anten hem de frekans çeşitlemesi kazancı sağlayan; iki verici anten ile gerçekleştirilebilen, uygulama biçiminin kullanılması, kurulum ve bakım maliyetleri açısından tercih edilebilir.



Şekil 69. MBWA parametreleri ve ITU VEHA kanal modeli için aynı sezimeleme karmaşıklığında önerilen yöntemlerin başarımları.

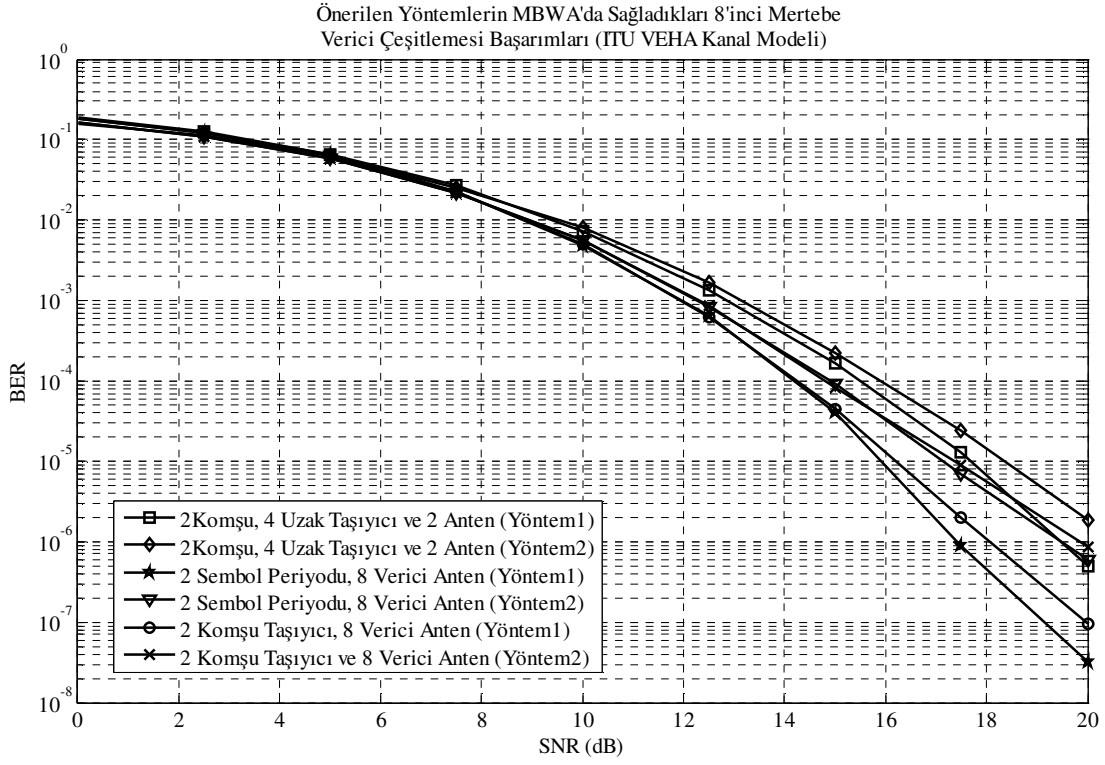


Şekil 70. Önerilen yöntem1'in; 2 komşu, 4 uzak taşıyıcı ve 2 verici anten ile MBWA'da sağladığı 8'inci mertebeye verici çeşitlemesi başarımları.

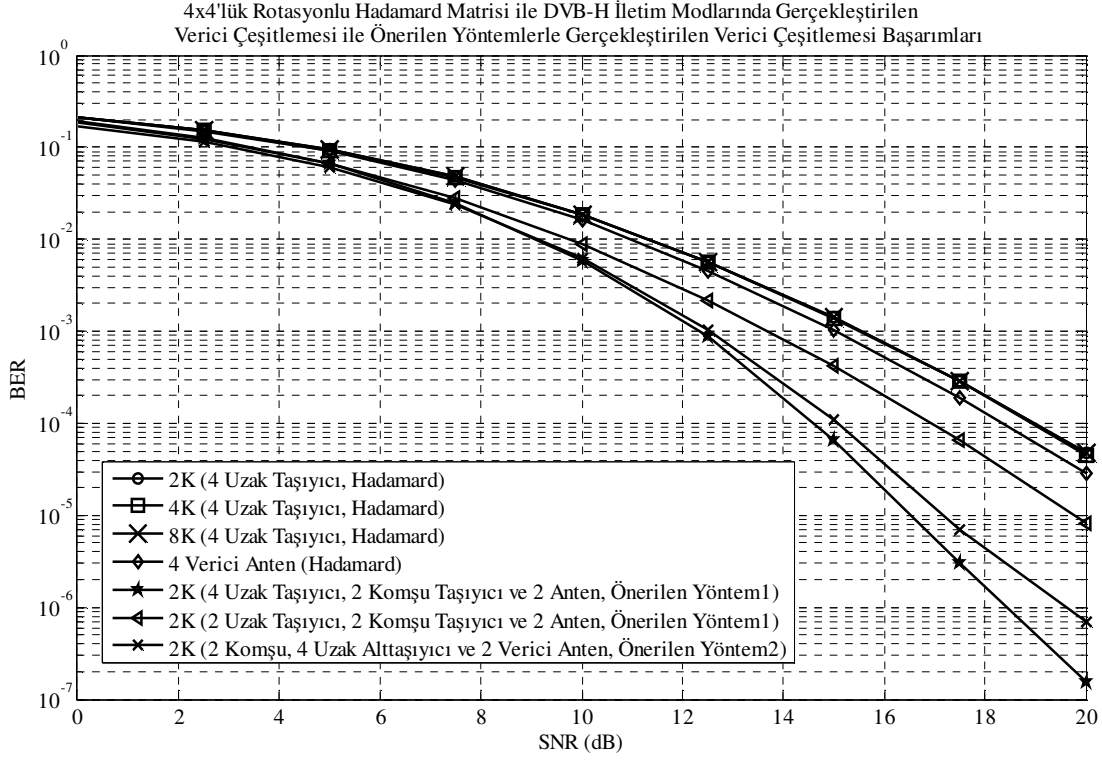
Şekil (70)'de önerilen yöntem1'in MBWA parametreleri ve ITU VEHA, VEHB kanal modelleri için 2 verici anten ve frekans kullanarak sağladığı 8'inci mertebeye verici çeşitlemesi başarımları gösterilmektedir. ITU VEHA kanal modeli göz önüne alınırsa önerilen yöntem1'in, yöntem2'ye göre 1dB üzerinde kazanç sağladığı Şekil (69) ve (70)'den görülebilir. Öte yandan 8'inci mertebeye verici çeşitlemesi için önerilen yöntem1 dört adet sembolün bileşik sezimlenmesini gerektirirken, önerilen yöntem2, iki adet sembolün bileşik sezimlenmesini gerektirir.

Şekil (71)'de önerilen yöntemlerin farklı uygulanış biçimlerine göre; ITU VEHA kanal modeli ve MBWA parametreleri için sekizinci mertebeye verici çeşitlemesi başarımları gösterilmektedir. Şekil (71)'e göre MBWA'da, en iyi sekizinci mertebeye verici çeşitlemesi başarımları elde etmek için zaman ve sekiz verici anten kullanılmalıdır. Yüksek verici çeşitlemesi mertebesi; sezimleme karmaşıklığını fazla arttırmadan ve daha basit bir donanım ile elde edilmek isteniyorsa, yöntem2'nin; 2 komşu, 4 uzak taşıyıcı ve 2 anten ile

uygulanan biçimi kullanılabilir; ancak bu uygulama biçimi en iyi başarıma göre $2dB$ 'nin üzerinde bir kayba neden olur.



Şekil 71. Önerilen yöntemlerin; ITU VEHA kanal modeli için MBWA'da sağladıkları 8'inci mertebe verici çeşitlemesi başarımları.



Şekil 72. DVB-H iletim modlarında önerilen yöntemlerin ve Hadamard yayma matrisi çeşitlemesinin başarımlarının karşılaştırılması.

Şekil (72)'de önerilen yöntemlerin başarımları ile *Hadamard* yayma matrisi ile elde edilen çeşitlemenin başarımları karşılaştırılmaktadır. Şekil (72)'de önerilen yöntemlere ilişkin sezimleme karmaşıklıkları *Hadamard* yayma matrisli çeşitlemedeki karmaşıklıktan az ya da ona eşittir. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen yöntemlerin *Hadamard* yayma matrisi çeşitlemesine göre daha düşük sezimleme karmaşıklığı ile sağladığı; dördüncü mertebe, sekizinci mertebe çeşitleme kazançları ve eşit sezimleme karmaşıklığı ile sağladığı; sekizinci mertebe çeşitleme kazancı *Hadamard* yayma matrisinin sağladığı kazançtan daha yüksektir.

4. TARTIŞMA

Bu çalışmada kablosuz haberleşme servislerinin kalitesini ve güvenilirliğini arttırmak amacı ile kullanılan mikro çeşitleme yöntemleri incelenmiştir. Çeşitleme alıcı tarafta, verici tarafta veya her ikisinde birden gerçekleştirilebilmektedir. Alıcı tarafta çeşitleme gerçekleştirildiğinde; alıcının fiziksel boyutlarında ve güç tüketiminde artış olmaktadır. Gezgin haberleşmede çeşitlemenin sağlayacağı kazanç karşılığında; güç tüketiminde ve fiziksel boyutlarda meydana gelen artışa katlanmak mümkün olmayabilir. Gezgin haberleşme servislerinden faydalanan çoğu kullanıcı daha hafif ve daha uzun süre şarj etmeden kullanabileceği cihazları tercih edecektir. Üstelik alıcı tarafta gerçekleştirilen çeşitleme, verici tarafta gerçekleştirilen çeşitlemeye göre üretim maliyetini de daha çok arttıracaktır. Bu sebeplerle bu çalışmada verici çeşitlemesi yöntemleri daha ağırlıklı olarak irdelenmiş ve verici çeşitleme yöntemi olarak kullanılacak yeni yöntemler önerilmiştir.

Verici tarafta; zaman, frekans, polarizasyon ya da çoklu iletim antenleri kullanılarak çeşitleme gerçekleştirilebilir. Zaman ya da frekans kullanılarak gerçekleştirilen verici çeşitlemesi yöntemleri iletim hızında düşüşe ya da sezimleme karmaşıklığında büyük bir artışa sebep olmaktadır. Polarizasyon çeşitlemesinde ise en fazla ikinci merteye verici çeşitlemesi kazancı elde edilebilmektedir. Uzay-zaman blok kodlama adı verilen yöntem ile verici tarafta çok sayıda iletim anteni kullanılarak sezimleme karmaşıklığını arttırmadan verici çeşitlemesi gerçekleştirilebilmektedir. Karmaşık değerli iletim sembolleri için uzay-zaman blok kodlama yöntemi en fazla ikinci merteye verici çeşitlemesini iletim hızında düşmeye sebep olmadan gerçekleştirebilmektedir. Sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama adı verilen diğer bir yöntem ile dört ve sekiz verici anten kullanarak iletim hızı düşmeden çeşitleme gerçekleştirilebilmektedir. Sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama yöntemi sezimleme karmaşıklığını bir miktar arttırmaktadır.

Bu çalışmada verici çeşitlemesi olarak önerilen yöntemler ile iletim hızında düşüşe neden olmadan; dört, sekiz ve daha fazla sayıda verici anten kullanılabilir. Önerilen yöntemlerden birincisinde sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamada da olduğu gibi; dört verici anten için iki, sekiz verici anten için dört adet iletim sembolünün bileşik olarak sezimlenmesi gerekir. Önerilen ikinci yöntemde ise bileşik sezimlenmesi gereken sembol sayısı birinci yöntemin yarısı kadardır; ancak ikinci yöntemin başarımı birinci yöntemden biraz daha düşüktür. Önerilen yöntemler sezimleme karmaşıklığı bakımından ele

alındıklarında sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamayla aynı ve daha düşük sezimleme karmaşıklığına sahiptirler. Öte yandan önerilen yöntemler sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamaya göre sistematik olarak tasarlanabilme avantajına sahiptirler. Ancak önerilen yöntemlerin uzay-zaman blok kodlama ve sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamaya göre sağladıkları en önemli avantaj, verici çeşitlemesi mertebesinde bağımsız olarak kod matrisinin sadece iki satırı iletilmesi sırasında kanalı değişmiyor olarak kabul etmeyi gerektirmeleridir. Oysa uzay-zaman ve sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama tüm kod matrisinin iletilmesi sırasında kanalı değişmiyor kabul etmeyi gerektirir. Bundan dolayı önerilen yöntemler sembol süresinin uzun olabildiği *DVB-H* gibi sistemlerde uzay-zaman ve sözde dikgen-uzay zaman blok kodlamaya göre oldukça iyi başarımlar gösterebilmektedirler. Üstelik önerilen ikinci yöntem daha iyi başarımları daha düşük sezimleme karmaşıklığı ile sağlayabilmektedir.

Sembol süresinin, kanalı birkaç sembol periyodu kadar sabit kabul etmeye olanak vermeyecek kadar büyük olabildiği *OFDM* sistemlerinde; zaman domeni yerine frekans domeni kullanılarak ta uzay-zaman ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama gerçekleştirilebilmektedir. *OFDM* kullanılan sistemlerde birbirine yakın olan alt taşıyıcılar kod matrisinin satırlarını aynı anda iletmek için kullanılabilir. Bu uygulama biçimi için önerilen yöntemlerin uzay-zaman ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamaya karşı sağladıkları avantaj kaybolmuş gibi düşünülebilir. Önerilen yöntemlerin uygulanması için iki komşu alt taşıyıcı kullanılması gerekmektedir ve bu durum çeşitleme mertebesinde bağımsızdır. Oysa uzay-zaman ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama yöntemlerinde çeşitleme mertebesine eşit ya da daha fazla sayıda komşu alt taşıyıcı kullanılması gerekmektedir. Dolayısı ile yüksek mertebeli çeşitlemelerde alt taşıyıcılar arasındaki frekans farkı yeterince yüksek bir ilinti sağlamaya olanak veremeyebilir. Yani kullanılan tüm komşu alt taşıyıcılara ilişkin kanallar bir birine yeterince benzemeyebilirler. Yapılan benzetimlerden *DVB-H* iletim modları ve *IEEE 802.20* için önerilen yöntemlerin bu uygulama biçimi için de daha iyi bir başarımlar gösterdiği görülmüştür.

OFDM'de farklı frekanstaki birçok alt taşıyıcı kullanıldığından, *OFDM* sistemlerinde frekans çeşitlemesi elde etmek te mümkün olmalıdır. Çok sayıda verici anten kullanılan uzay-zaman ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama yöntemleriyle elde edilen çeşitleme kazancı anten çeşitlemesi kazancıdır. Önerilen yöntemlere ya da uzay-zaman kodlama yöntemlerine ilişkin kod matrislerinin satırları komşu alt taşıyıcılar kullanılarak

iletelebilmektedir; ancak çeşitleme kazancı yine çok sayıda iletim anteni kullanılması sureti ile elde edilmektedir. Kod matrisinin satırlarını komşu alt taşıyıcılar ile iletirken; sütunlarını da çeşitleme kazancı sağlayabilecek şekilde bir birinden yeteri kadar uzak alt taşıyıcılar ile iletterek frekans çeşitlemesi kazancı elde edilebilir. Ancak bu uygulama biçiminde kullanılan alt taşıyıcı sayısı iletilen sembol sayısının en az iki katı kadar olmaktadır. Bundan dolayı iletim hızı bu uygulama biçimi için yarıya düşmektedir. Önerilen yöntemin bu uygulama biçimi için de sözde dikgen uzay-zaman blok kodlamadan daha iyi bir başarımlık sağlayabileceği yapılan benzetimlerle gösterilmiştir. İletim hızının yarıya düşmüş olması nedeni ile bir verici anten ve farklı alt taşıyıcılar kullanılarak gerçekleştirilen bu verici çeşitlemesi yöntemi ile sağlanan kazanç belki hata kodlama seviyesini arttırarak ta sağlanabilir. Bu sebeple frekans çeşitlemesi elde edebilmek için iki verici anten, komşu alt taşıyıcılar ve birbirinden uzak alt taşıyıcılar kullanılan bir uygulama biçimi önerilen yöntemler için ileri sürülmüştür. Bu uygulama biçiminde iletim hızında düşme olmamaktadır. Öte yandan uzay-zaman ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama yöntemleri için frekans çeşitlemesinden de faydalanan bu uygulama biçimini gerçekleştirmek mümkün değildir. İki verici anten ve farklı alt taşıyıcılar kullanarak; önerilen yöntemler ile hem frekans hem de anten çeşitlemesi kazancı elde edilmiştir. Önerilen yöntemlerin bu uygulama biçimi için gösterdikleri başarımlık; yayma matrisi ile sağlanan frekans çeşitlemesinin sağladığı başarımlık ile karşılaştırılmıştır ve önerilen yöntemlerin daha düşük bir sezimleme karmaşıklığı ile daha iyi bir başarımlık gösterdiği görülmüştür.

Uzay-zaman blok kodlama, sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama ya da önerilen yöntemlerin halen kullanılmakta olan kablosuz haberleşme sistemlerinde kısa süre içinde kullanıma girmelerini beklememek gerekir. Kullanımda olan ve yakın gelecekte kullanıma girmesi planlanan birçok sisteme ilişkin standartlar uzay-zaman kodlama yöntemlerinden çok önce belirlenmiştir. Alıcı ve verici yapısını değiştirmeden mevcut standartlar ile uygulanabilecek yöntemler daha kolay ve hızlı bir şekilde uygulamaya girebilmektedir; ancak sağlayacakları kazançlar da sınırlıdır. Önerilen yöntemler ve uzay-zaman kodlama yöntemleri ise alıcı ve verici cihazlarda donanım ve yazılım değişiklikleri yapmayı gerektirmektedirler. Bu sebeple önerilen yöntemler ve uzay-zaman kodlama yöntemlerinin herhangi bir sistemde kendilerine uygulama alanı bulabilmeleri için bu sistemlere ilişkin standartların bu yöntemleri de kapsamaları gerekmektedir. Uzay-zaman kodlama ile verici çeşitlemesi elde edilmesi düşüncesi 15 yıldan daha az bir maziye sahiptir. Yapılan bu

çalışmada da uzay-zaman blok kodlamadan esinlenerek bu yöntemin bazı kötü yönleri düzeltilmeye çalışılmıştır. Bu açıdan bakıldığında uzay-zaman kodlama ve onun güncel sistemlerdeki uygulaması ile ilgili çalışmaların daha tam olarak sonuçlanmadığı düşünülebilir. Önerilen yöntemlerin *DVB-H* ve *IEEE 802.20* gibi güncel sistemlerdeki uygulanış biçimleri ve elde edilen başarımlar bu çalışmada gösterilmiştir. Önerilen yöntemlerin literatürde nasıl bir kabul göreceği ve ileride herhangi bir kablosuz haberleşme sistemine ilişkin bir standart ta yer alıp almayacağını zaman gösterecektir.

5. SONUÇLAR

Yapılan bu çalışmada *Alamouti* kodlama, yayma matrisi ve yıldız kümesi rotasyonu yöntemlerinin bir arada kullanılması ile elde edilip önerilen verici çeşitlemesi yöntemlerinin başarımları, uzay-zaman blok kodlama, sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama ve yayma matrisi çeşitlemesi başarımları ile karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntemlerin uzay-zaman ve uzay-frekans kodlama olarak kullanılmalari durumunda elde edilecek olan kazançlar; sözde durağan, zamanla değişen ve frekansla değişen kanallar için diğer yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

Kanalın sözde durağan olduğu durum için yapılan benzetimlerde şu sonuçlar elde edilmiştir:

- I) *Alamouti* kodlama ve yayma matrisi olarak 2×2 'lik *Hadamard* ya da *Vandermonde* matrisi kullanılarak dördüncü mertebe verici çeşitlemesi elde edilip önerilen yöntem, rotasyonlu *QOSTBC* ile aynı başarımları göstermektedir.
- II) Önerilen yöntemde, 4×4 'lük yayma matrisi kullanılarak elde edilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi ise yayma matrisinin *Vandermonde* olması durumunda rotasyonlu *QOSTBC*'den $0.5dB$ civarında fazla kazanç sağlayabilmektedir. Hem önerilen yöntem hem de rotasyonlu *QOSTBC*, *OSTBC*'den $3dB$ ve üzerinde fazla kazancı aynı sezimleme karmaşıklığında sağlayabilmektedir.
- III) Yıldız kümesi rotasyonu ile sağlanan ikinci mertebe verici çeşitlemesi, *Alamouti* kodlamadan yaklaşık $1dB$ daha az kazanç sağlayabilmektedir.
- IV) Yıldız kümesi rotasyonu ve *Alamouti* kodlama bir arada kullanarak elde edilip önerilen dördüncü mertebe verici çeşitlemesi ise *OSTBC*'den $3dB$ fazla kazancı daha düşük sezimleme karmaşıklığı ile sağlayabilmektedir.
- V) Yıldız kümesi rotasyonu ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanımı ile elde edilip önerilen yöntem dördüncü mertebe verici çeşitlemesi için rotasyonlu *QOSTBC* ile aynı başarımları göstermektedir.
- VI) Yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve *Hadamard* yayma matrisinin birlikte kullanımı ile elde edilip önerilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi, dördüncü mertebe verici çeşitlemesi sağlayan rotasyonlu *QOSTBC* ile aynı

sezimleme karmaşıklığına sahiptir ve aynı sezimleme karmaşıklığında yaklaşık $2.5dB$ daha iyi bir başarımlı göstermektedir.

- VII) Rotasyonlu *Hadamard* yayma matrisi ile dördüncü mertebeye verici çeşitlemesi elde edilebilmesi için dört adet iletim sembolünün bileşik sezimlenmesi gerekir. Dördüncü mertebeye rotasyonlu *Hadamard* yayma matrisi çeşitlemesi sezimleme karmaşıklığı bakımından önerilen yöntemlerden daha yüksek karmaşıklığa sahiptir. Yıldız kümesi rotasyonu ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanımı ile elde edilen dördüncü mertebeye verici çeşitlemesinde; 4-*QAM* için sembol başına dört metrik hesaplanırken, *Hadamard* yayma matrisi çeşitlemesinde bu sayı 256'dır. Üstelik önerilen yöntemin sağladığı kazanç yaklaşık $2dB$ daha fazladır.
- VIII) Yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve *Hadamard* yayma matrisi bir arada kullanılıp önerilen sekizinci mertebeye verici çeşitlemesinde ise 4-*QAM* için sembol başına 16 metrik hesaplamak gerekmektedir ve sembol başına 256 metrik hesaplanan *Hadamard* yayma matrisi çeşitlemesinden $4dB$ 'nin üzerinde fazla kazanç sağlayabilmektedir.

Kanal katsayılarının bir sembol periyodundan diğerine değiştiği kabulü ile yapılan benzetimlerde şu sonuçlar elde edilmiştir.

- I) *DVB-H* iletim modlarına ilişkin sembol süreleri referans olarak alınır ve yayma matrisi ve *Alamouti* kodlamanın birlikte kullanımı ile elde edilip önerilen dördüncü mertebeye verici çeşitlemesi, rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre en az $3dB$ olmak üzere $8dB$ 'yi aşan kazançlar sağlayabilmektedir.
- II) Yine *DVB-H* sembol süreleri referans olarak alınır ve önerilen yöntemlerle elde edilen sekizinci mertebeye verici çeşitleme kazançlarına bakılırsa önerilen yöntemler rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre en az $5dB$ olmak üzere $11dB$ 'nin üzerinde kazançlar sağlayabilmektedir.
- III) Öte yandan yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve *Hadamard* yayma matrisinin birlikte kullanılması ile elde edilip önerilen sekizinci mertebeye verici çeşitleme yönteminin sezimleme karmaşıklığı rotasyonlu *QOSTBC*'den daha düşüktür.

- IV) *IEEE 802.20* sembol süresi göz önüne alınıp yapılan benzetimlerden ise rotasyonlu *QOSTBC* ve önerilen yöntemle elde edilen dördüncü mertebe verici çeşitlemelerinin başarımlarının birbirine çok yakın olduğu ancak önerilen yöntemin az da olsa daha iyi bir başarımlar gösterdiği görülmüştür.
- V) *Önerilen yöntem2* olarak isimlendirilen ve yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama, *Hadamard* yayma matrisinin birlikte kullanılması ile elde edilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi, aynı sezimleme karmaşıklığında rotasyonlu *QOSTBC*'den *IEEE 802.20* sembol süresi için *3dB* ve üzerinde kazanç elde edilebilmektedir.
- VI) *IEEE 802.20* sembol süresi göz önüne alındığında rotasyonlu *QOSTBC* ile elde edilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi kazancı aynı sezimleme karmaşıklığı ve aynı mertebe verici çeşitlemesinde önerilen yöntemden yaklaşık *3dB* daha azdır.

Bir *OFDM* sistemi için uzay-zaman kod matrisinin satırlarını komşu alt taşıyıcılar ve sütunlarını farklı antenlerden iletilerek gerçekleştirilen verici çeşitlemesinde şu sonuçlar elde edilmiştir.

- I) Aynı sezimleme karmaşıklığında önerilen yöntemle elde edilen dördüncü mertebe verici çeşitlemesi; *DVB-H 2K* iletim modunda rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre *2dB* civarında fazla kazanç sağlayabilmektedir. Ancak *4K* ve *8K* iletim modlarında önerilen yöntemin sağladığı kazanç farkı düşmekte hatta 0 olmaktadır.
- II) Öte yandan yıldız kümesi rotasyonu, *Alamouti* kodlama ve *Hadamard* yayma matrisinin birlikte kullanılması ile elde edilen (*önerilen yöntem2*) sekizinci mertebe verici çeşitlemesi aynı sezimleme karmaşıklığında *DVB-H* iletim modları için rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre *3dB*'nin üzerinde kazanç sağlayabilmektedir.
- III) Önerilen yöntemle elde edilen sekizinci mertebe verici çeşitlemesi aynı sezimleme karmaşıklığı ve verici mertebesinde; *DVB-H* parametreleri için rotasyonlu *QOSTBC*'den en az *1.7dB* civarında fazla kazanç sağlayabilmektedir.

- IV) Önerilen yöntemler *IEEE 802.20* parametreleri için aynı sezimleme karmaşıklığında dördüncü merteye verici çeşitlemesi sağlayan rotasyonlu *QOSTBC*'den *ITU-VEHA* kanal modeline göre $3.5dB$ ve *ITU-VEHB* kanal modeline göre $11dB$ 'nin üzerinde fazla kazanç sağlayabilmektedir.
- V) Önerilen yöntemler *IEEE 802.20* parametreleri için sekizinci merteye verici çeşitlemesi için rotasyonlu *QOSTBC*'den *ITU-VEHA* kanal modeline göre $3dB$ ve *ITU-VEHB* kanal modeline göre $10dB$ 'nin üzerinde fazla kazanç sağlayabilmektedir.

Bir *OFDM* sisteminde uzay-zaman kod matrisinin satırlarını komşu ve sütunlarını uzak alt taşıyıcılardan ileterek elde edilen frekans çeşitlemesi iletim hızını yarıya düşürdüğü için tercih edilmeyebilir. Ancak bu çalışmada bu uygulama biçimine ilişkin de benzetimler yapılmış ve şu sonuçlar elde edilmiştir.

- I) *DVB-H* parametreleri için yapılan benzetimlerde, önerilen yöntemlerin aynı merteye verici çeşitlemesi için rotasyonlu *QOSTBC*'ye göre en fazla $1.7dB$ civarında fazla kazanç sağlayabilecekleri görülmüştür.
- II) *IEEE 802.20* parametreleri için yapılan benzetimlerde aynı merteye verici çeşitlemesi için önerilen yöntemlerle *ITU-VEHA* kanal modeline göre rotasyonlu *QOSTBC*'den $1dB$ fazla kazanç sağlanabileceği görülmüştür.
- III) Aynı sezimleme karmaşıklığı ve *ITU-VEHB* kanal modeli için önerilen yöntemlerle *IEEE 802.20* parametrelerine göre rotasyonlu *QOSTBC*'den $6dB$ ve üzerinde fazla kazanç sağlanabileceği de görülmüştür.

OFDM sisteminde uzay-zaman kod matrisinin satırlarını komşu ve sütunlarını uzak alt taşıyıcılardan ileterek frekans çeşitlemesi elde edilebilse de bu şekilde iletim hızı yarıya düşmektedir. Öte yandan iki verici anten kullanılarak önerilen yöntemlerle; 4, 8 ve daha yüksek mertebeye verici çeşitlemesini, frekanstan da yararlanarak iletim hızını düşürmeden sağlamak mümkündür. Rotasyonlu *QOSTBC* ve uzay-zaman blok kodlama için ise böyle bir uygulama gerçekleştirilememektedir. Hem anten hem de frekans çeşitlemesinden faydalanılan bu uygulama biçiminde elde edilen bit hata oranı başarımları, frekans çeşitlemesi elde eden taşıyıcı yaymalı çeşitleme (yayma matrisi çeşitlemesi) ile karşılaştırılmıştır.

- I) *DVB-H* iletim modları için önerilen yöntemler ile daha düşük sezimleme karmaşıklığında en az *5dB* kazanç, taşıyıcı yaymalı çeşitlemeye göre elde edilebilmektedir.

Öte yandan anten ve frekans çeşitlemesini birlikte kullanan bu uygulama biçimi ile sağlanan başarımlar önerilen yöntemlerin diğer uygulanış biçimleri ile karşılaştırılmıştır.

- I) Elde edilen sonuçlara göre *DVB-H* iletim modlarına göre başarımının fazla değişmemesi sebebi ile önerilen yöntemlerin anten ve frekans çeşitlemesinden birlikte faydalanılan uygulama biçimini kullanmanın daha uygun olacağı anlaşılmıştır.
- II) *IEEE 802.20* için ise önerilen yöntemler ile anten ve frekans çeşitlemesinin bir arada elde edildiği uygulama biçiminin yerine sadece anten çeşitlemesi kazancı elde eden uzay-zaman uygulama biçiminin kullanılmasının daha fazla kazanç sağlayacağı benzetim sonuçlarından görülmüştür.

6. ÖNERİLER

Yapılan bu çalışmada alıcı ve vericinin bir birini görmediği durumlarda kablosuz gezgin haberleşme sistemlerinde meydana gelen sönümlemenin etkilerini azaltmak amacı ile kullanılması önerilen uzay-zaman blok kodlama ve sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama verici çeşitlemesi yöntemleri irdelenmiş ve bu yöntemlerin bazı eksiklerini giderici yöntemler önerilmiştir. Önerilen yöntemler ile literatürde mevcut olan yöntemlerin sağladıkları bit hata oranları bilgisayar benzetimi ile elde edilmiştir.

Bit hata oranının düşük olması beklenen yüksek işaret gürültü oranlarında daha doğru sonuç alınabilmesi için benzetimde çok sayıda bitin iletilip alınması gerekmektedir. Benzetim ile bazı *BER* değerlerinin elde edilmesi dört günü bulabilmiştir. Oysa benzetimlerde kullanılan *matlab* programının paralel işlem yapabilme özelliği ile bu süre kısaltılabilir. Ancak *matlab*'ın paralel işlem yapabilme özelliğini etkin olarak kullanabilmek için benzetim programlarının *function* biçiminde yazılması ve bu *function*'ların bir döngü ile birçok kez çağırılması daha uygun olacaktır. Benzetimlerin koşturulduğu bilgisayar eğer çok çekirdekli ise *matlab*'ın paralel işlem yapabilme özelliği *local*'de kullanılarak bu çekirdeklerin hepsi aynı anda kullanılabilir. Öte yandan *matlab* programının paralel özelliği internet ya da ağ üzerinden diğer bilgisayarların işlem güçlerinden faydalanarak ta kullanılabilir. Bu sayede benzetim süreleri çok daha kısaltılabilir. Benzetim programlarından elde edilen sonuçlardan, *matlab* programının belli bir açının *sinus* ve *cosinus* değerlerini her defasında aynı almadığı gözlemlenmiştir. Bunun nedeni ise *matlab*'ın virgülden sonra 20 basamaktan daha fazla basamak almasıdır. Bu sorun nedeni ile benzetimlerde elde edilen *BER* değerlerinde ufak hatalar olabilmektedir. Bu nedenle benzetimlerde birbirinin aynı olan iki açığa ilişkin *sinus* ya da *cosinus* değerinin farkının sıfır olmasına dayanarak hata tespit edilmemelidir. Bunun yerine bir birinin aynı olan iki açığa ilişkin *sinüs* ya da *kosinüs* değerinin farkının 0.001 gibi küçük bir değere sahip olacağı düşünülmelidir.

Uzay-zaman blok kodlama ya da sözde dikgen uzay-zaman blok kodlama yöntemlerinin ileri sürülmesinden bu yana 15 yıla yakın süre geçmesine rağmen bu yöntemler henüz yaygın kullanımdaki birçok sistemde tam olarak yer bulamamışlardır. Örneğin uzay-zaman blok kodlamanın ilk önerilen biçimi olan *Alamouti* kodlama sayısal karasal televizyon yayın standardının ikinci versiyonunda kendine yer bulabilmiştir.

Mevcut sistemlere ilişkin standartların ilk biçimi ile daha sonraki biçimlerinin bir biri ile uyumlu olabilmesini sağlamak genelde tercih edilen bir yaklaşımdır. Birçok sisteme ilişkin standartlarına ilk biçimi verilirken uzay-zaman blok kodlamaya yer verilmediğinden daha sonraki versiyonlarda da uzay-zaman blok kodlama yer alamayabilmektedir. Bu çalışmada önerilen yöntemlerin, literatürde kabul görmeleri halinde bile herhangi bir yaygın kullanımdaki sistemde kullanılabilmeleri uzun bir süreç alabilecektir. Bu sebeplerle bu çalışmada yapıldığı gibi verici çeşitlemesi üzerine çalışma yapılacaksa ve yapılacak çalışmanın pratikte kısa sürede yaygın bir kullanıma geçmesi isteniyorsa bu çalışmadan farklı bir bakış açısı ile yöntemler geliştirilmeye çalışılmalıdır. Geliştirilecek yöntemlerin mevcut standartların fiziksel katmanlarında bir değişikliğe sebep olmadan gerçekleştirilebilmeleri sağlanmalıdır. Geliştirilecek olan yöntem verici kısımda donanımsal bir değişikliğe sebep olsa bile verici ile iletilen bilginin standart bir alıcı ile alınabilir olması ve alıcıda yapılacak işlemlerin yazılımsal işlemler olması sağlanmalıdır. Örneğin çok tanımlı kodlama [101], [102], [103], [104], [105], [106], [107], [108] gibi yazılımsal olarak gerçekleştirilebilecek yöntemler ile pratik çeşitleme uygulamaları geliştirilebilir.

7. KAYNAKLAR

1. Lorenz, R. W., Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion eines Funkkanals bei Mehrwegeausbreitung mit besonderer Berücksichtigung des Mobilfunkkanals, *Der Fernmelde-Ingenieur*, Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker, 39, 4 (1985).
2. Young, W. R., Comparison of mobile radio transmission at 150, 450, 900, and 3700 MHz, *Bell Syst. Tech. J.*, 31 (1952) 1068–1085.
3. Nylund, H. W., Characteristics of small-area signal fading on mobile circuits in the 150 MHz band, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 17 (1968) 24–30.
4. Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., ve Fukuda, K., Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio services, *Rev. Elec. Commun. Lab.*, 16 (1968) 825–873.
5. Jakes, W.C., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974.
6. Parsons, J. D., *The Mobile Radio Propagation Channel*, Pentech Press, London, 1992.
7. Fechtel, S.A., *Verfahren und Algorithmen der robusten Synchronisation für die Datenübertragung über dispersive Schwundkanäle*, PhD Thesis, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Aachen, Almanya, 1993.
8. Goldsmith, A., *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
9. Jeruchim, M. C., Balaban, P. ve Shanmugan, K. S., *Simulation of Communication Systems (Second Ed.)*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
10. Rice J. *Mathematical Statistics and Data Analysis (Second Ed.)*, Duxbury Press, 1995.
11. Bello, P.A., Characterization of randomly time-variant linear channels, *IEEE Trans. Commun. Syst.*, 11, (1963) 360-393.
12. Clarke, R.H., A statistical theory of mobile radio reception, *Bell Syst. Tech. J.*, (1968) 957-1000.
13. Rappaport, T.S., *Wireless Communications*. McGraw-Hill, New York, 1996.
14. Rumlmer, W.D., A new selective fading model: Application to propagation data. *Bell Syst. Tech. J.*, 58, 5 (1979) 1037-1071.

15. Doelz, M.L., Heald, E.T. ve Martin, D.L., Binary data transmission techniques for linear systems, Proc. I.R.E., 45 (1957) 656-661.
16. Franco, G.A. ve Lachs, G., An orthogonal coding technique for communications, I. R. E. Int. Conv. Rec., 1961, 8, 126-133.
17. Saltzberg, B.R., Performance of an efficient parallel data transmission system, IEEE Trans. Commun., 15 (1967) 805-811.
18. Weinstein, S.B. ve Ebert, P.M., Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform, IEEE Trans. Commun., 19, 5 (1971) 628-634.
19. http://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequencydivision_multiplexing#Wireless. Orthogonal frequency-division multiplexing 19 Temmuz 2010.
20. Stüber, G. L., Principles Of Mobile Communications. Kluwer Academic Publishers, 2002.
21. Brennan, D., Linear diversity combining techniques, Proc. IRE, 47, 1 (1959) 1075–1102.
22. Telatar, E., Capacity of Multi Antenna Gaussian Channels, AT&T Bell Labs Tech. Rep., (1995).
23. Foschini, G.J. ve Gans, M.J., On Limits of Wireless Communications in fading Environment when Using Multiple Antennas, Wireless Pers. Commun., 6, (1998) 311-335.
24. Diggavi, S., Al-Dahir, N., Stamoulis, A. ve Calderbank, R., Great expectations: the value of spatial diversity in wireless networks, Proceedings of the IEEE, 92, 2 (2004) 219–270.
25. Gesbert, D., Shafi, M., Shiu, D., Smith, P. J. ve Naguib, A., From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems, IEEE J. Select Areas Commun., 21, 3 (2003) 281–302.
26. Goldsmith, A., Jafar, S., Jindal, N. ve Vishwanath, S., Capacity limits of MIMO channels, IEEE J. Select Areas Commun., 21, 3, (2003) 684–702.
27. Uddenfeldt, J. ve Raith, A., Cellular digital mobile radio system and method of transmitting information in a digital cellular mobile radio system, US Patent no. 5,088,108, 1992.
28. Wittneben, A., A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation, Intl. Conf. on Communications (ICC), May 1993, 1630–1634.

29. Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A.R., Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction, IEEE Trans Inform. Theory, 44, 2 (1998) 744-765.
30. Guey, J.-C., Fitz, M.P., Bell, M.R. ve Kuo, W.-Y., Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels, IEEE Trans Commun, 47 (1999) 527-537.
31. Alamouti, S., A simple transmit diversity technique for wireless communications, IEEE J. Select. Areas Commun, 16, 8, (1998) 1451-1458.
32. Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A.R., Space time block codes from orthogonal designs, IEEE Trans. Inform. Theory, 45, 5, (1999) 1456-1467.
33. Jafarkhani, H., Space-Time Coding Theory and Practice, Cambridge University Press, 2005.
34. Ganesan, G. ve Stoica, P., Space time block codes : a maximum SNR approach, IEEE Trans. Inform. Theory, 47, 4, (2001) 1650-1656.
35. Hochwald, B.M., Marzetta, T.L. ve Papadias, C.B., A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading, IEEE J. Select. Areas Commun., 19 1 (2001) 48-60.
36. Su, W. ve Xia, ve X.-G., Two generalized complex orthogonal space-time block codes of rates 7/11 and 3/5 for 5 and 6 transmitter antennas, The International Symposium on Information Theory, Washington D.C. 2001.
37. Su, W., Xia, X.-G. ve Liu, K.J.R.A., A systematic design of high-rated complex orthogonal space-time block codes, IEEE Communication Letters, 8,6 (2004) 380-382.
38. Su, W., ve Xia, X.-G., On space time block codes from orthogonal designs. Wireless Personal Comm., 25 (2003) 1-26.
39. Liang, X-B., Orthogonal designs with maximum rates, IEEE Transactions on Information Theory, 49, 10 (2003) 2468–2503.
40. Tarokh, V. ve Jafarkhani, H., A differential detection scheme for transmit diversity, IEEE J. Select. Areas Commun., 18, 7 (2000) 1169-1174.
41. Jafarkhani, H., A quasi orthogonal space-time block code, IEEE Trans. Commun., 49 (2001) 1-4.
42. Tirkkonen, O., Boariu, A. ve Hottinen, A., Minimal nonorthogonality rate 1 space time block codes for 3+ Tx antennas, IEEE 6th Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000, 429-432.

43. Papadias, C.B. ve Foschini, G.J., Capacity approaching space-time codes for systems employing four transmitter antennas, IEEE Trans. Inform. Theory, 49 (2003) 726-732.
44. Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A.R., Space time block codes from orthogonal designs, IEEE Trans. Inform. Theory, 45 5 (1999) 1456-1467.
45. Yuen, C., Guan, Y. L. ve Tjhung, T. T., Full-rate full-diversity STBC with constellation rotation, IEEE VTC, 2003, 1, 296-300.
46. Su, W. ve Xia, X.-G., Signal constellations for quasi orthogonal space time block codes with full diversity, IEEE Trans. Inf. Theory, 50, 10 (2004) 2331-2347.
47. Tirkkonen, O., Optimizing space-time block codes by constellation rotations. Finnish Wireless Communications Workshop, 2001, 59-60.
48. Sharma, N. ve Papadias, C.B., Improved quasi orthogonal codes through constellation rotation, IEEE Trans. Communications, 51 (2003) 332-335.
49. Jafarkhani, H. ve Hassanpour, N., Super quasi orthogonal space time trellis codes, IEEE Trans. Wireless Communications, 4 (2005) 215-217.
50. Bury, A., Egle, J. ve Lindner J., Diversity comparison of spreading transforms for multicarrier spread spectrum transmission, IEEE Trans Commun., 51,5 (2003) 774-781.
51. McCloud, M. L., Analysis and design of short block ofdm spreading matrices for use on multipath fading channels, IEEE Trans Commun., 53, 4 (2005) 656-665.
52. Cimini, L.J., Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, IEEE Trans Commun., 33, 7 (1985) 665-675.
53. Li, Y., Winters, J.H. ve Sollenberger, N.R., MIMO OFDM for wireless communications : Signal detection with enhanced channel estimation, IEEE Trans Commun., 50 7 (2002) 1471-1477.
54. Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A. ve Seshadri, N., Space time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels, IEEE Vehicular Technology Conference., 1998, 2232-2236.
55. Su, W., Safar, M., Olfat, M. ve Liu, K.J.R., Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping. IEEE Trans. Signal Proc. (Special Issue on MIMO Wireless Communications), 51, 11 (2003) 2905-2916.
56. Lee, K. F. ve Williams, D. B., A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems, Globecom '00 IEEE, 2000, 1473-1477.
57. Hong, Z. ve Hughes, B., Robust space-time codes for broadband OFDM systems, IEEE Wireless Communications and Networking Conf., 2002, 105-108.

58. Lu, B. ve Wang, X., Space-time code design in OFDM systems, *IEEE Globecom.*, 2000, 1000-1004.
59. Bölcskei, H. ve Paulraj, A.J., Space-frequency coded broadband OFDM systems, *IEEE Wireless Communications and Networking Conf.*, 2000, 1-6.
60. Bölcskei, H. ve Paulraj, A.J., Space-frequency codes for broadband fading, *IEEE Int. Symp. Information Theory.*, 2001, 219.
61. Li, Y., Cimini, L.J. ve Sollenberger, N.R., Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, *IEEE Trans Commun.*, 46 7 (1998) 902-915.
62. Wang, X. ve Liu, K.J.R., Channel estimation for multicarrier modulation systems using a time-frequency polynomial model, *IEEE Trans. Commun.*, 50 7 (2002) 1045-1048.
63. Liu, Z., Xin, Y. ve Giannakis, G.B., Linear constellation precoding for OFDM systems with maximum multipath diversity and coding gains, *IEEE Trans. Commun.*, 51 3 (2003) 416-427.
64. Fitz, M.P., Grimm, J. ve Siwamogsatham, S., A new view of performance analysis techniques in correlated Rayleigh fading, *IEEE Wireless Communications and Networking Conf.*, 1999, 139-144.
65. Siwamogsatham, S., Fitz, M.P. ve Grimm, J., A new view of performance analysis of transmit diversity schemes in correlated Rayleigh fading, *IEEE Trans. Inf. Theory.*, 48, 4 (2002) 950-956.
66. Gong, Y. ve Letaief, K.B., Space-frequency-time coded OFDM for broadband wireless communications, *IEEE Globecom*, 2001, 519-523.
67. Hochwald, B.M., ve Sweldens, W., Differential unitary space-time modulation, *IEEE Trans. Commun.*, 48 12 (2000) 2041-2052.
68. Shokrollahi, A., Hassibi, B., Hochwald, B.M. ve Sweldens, W., Representation theory for high-rate multiple-antenna code design, *IEEE Trans. Inf. Theory.*, 47, 6 (2001) 2235-2367.
69. Su, W., Safar, Z. ve Liu, K.J.R., Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage, *IEEE Trans. Inf. Theory.*, 5, 1 (2005) 229-249.
70. Rice, S.O., Mathematical analysis of random noise, *Bell Syst. Tech. J.*, 23 (1944) 282-332.
71. Rice, S. O., Mathematical analysis of random noise, *Bell Syst. Tech. J.*, 24 (1945) 46-156.

72. Pätzold, M., *Mobile Fading Channels*, John Wiley & Sons Ltd., 2002.
73. Bateman, H., *Table of Integral Transforms Vol-1.*, McGraw-Hill, New York, 1954.
74. Brehm, H., Stammler, W. ve Werner, M., Design of a highly flexible digital simulator for narrowband fading channels, *Signal Processing III: Theories and Applications*, Amsterdam. The Netherlands: Elsevier Science Publishers (North-Holland), EURASIP, 1113–1116, 1986.
75. Schübler, H. W., Thielecke, J., Preuss, K., Edler, W. ve Gerken, M., A digital frequency-selective fading Simulator, *Frequenz*, 43 2 (1989) 47–55.
76. Fechtel, S. A., A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 11 3 (1993) 422–431.
77. Martin, U., Modeling the mobile radio channel by echo estimation, *Frequenz*, 48 9/10 (1994) 198–212.
78. Laurenson, D. I. ve Povey, G. J. R., Channel modelling for a predictive rake receiver system, 5th IEEE Int. Symp, Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., PIMRC'94, 1994, The Hague, The Netherlands, 715–719.
79. Proakis, J. G., *Digital Communications (3rd ed.)*, Singapore: McGraw-Hill Book Co., 767–768, 1995.
80. Pätzold, M., Killat, U. ve Laue, F., A deterministic model for a shadowed Rayleigh land mobile radio channel, 5th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., 1994, 1202–1210.
81. Pätzold, M., Killat, U., Laue, F. ve Li, Y., An efficient deterministic simulation model for land mobile satellite channels, *IEEE 46th Veh. Technol. Conf.*, 1996, 1028–1032.
82. Schulze, H., Stochastische modelle und digitale simulation von mobilfunkkanälen, U.R.S./ITG Conf., Germany (FR), 1989, 473–483.
83. Höher, P., A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 41, 4 (1992) 461–468.
84. Pätzold, M., Killat, U., Laue, F. ve Li, Y., A new and optimal method for the derivation of deterministic simulation models for mobile radio channels, *IEEE 46th Veh. Technol. Conf.*, 1996, 1423–1427.
85. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, Piscataway, NJ, IEEE Press, 1993.

86. Pätzold, M., Killat, U., Laue, F. ve Li, Y., On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels, IEEE Trans.Veh. Technol., 47, 1 (1998) 254–269.
87. Dent, P., Bottomley, G. E. ve Croft, T., Jakes fading model revisited, Electron. Lett., 29, 13 (1993) 1162–1163.
88. Li, Y. B. ve Guan, Y. L., Modified Jakes model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms, IEEE ICC'00, 2000, 46–49.
89. Li, Y. X. ve Huang, X., The simulation of independent Rayleigh faders, IEEE Trans. Commun., 50 (2002) 1503–1514.
90. Pop, M. F. ve Beaulieu, N. C., Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators, IEEE Trans. Commun., 49 (2001) 699–708.
91. Xiao, C., Zheng, Y. R. ve Beaulieu, N. C., Second-order statistical properties of the WSS Jakes' fading channel Simulator, IEEE Trans.Commun., 50 (2002) 888–891.
92. Zheng, Y.R. ve Xiao, C., Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels, IEEE Trans. On Comm., 51 6 (2003) 920-928.
93. Salz, G. ve Winters, H., Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Veh. Technology, 43 4 (1994) 1049-1057.
94. Tran, L.C., Wysocki, T. A., Seberry, J. ve Mertins, A., A Generalized algorithm for the generation of correlated Rayleigh fading envelopes in radio channels, IEEE 19th Parallel and Distributed Processing Symposium, 2005, 1155-1159.
95. Xin, Y., Wang, Z. ve Giannakis, G.B., Space-time diversity systems based on linear constellation precoding, IEEE Trans. Wireless Commun., 2 2 (2003) 294-309.
96. Giraud, X., Boutillon, E. ve Belfiore, J.C., Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels, IEEE Trans. Inf. Theory, 43, 3 (1997) 938-952.
97. Boutros, J. ve Viterbo, E., Signal space diversity: a power and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel, IEEE Trans. Inf. Theory, 44 4 (1998) 1453-1467.
98. <http://www.dvb-h.org/> 15 Ekim 2010.
99. <http://grouper.ieee.org/groups/802/20/> 15 Ekim 2010.
100. <http://www.itu.int/oth/R0A0E00000C/en> 17 Ekim 2010.
101. Goyal, V.K., Multiple description coding: compression meets the network, IEEE Signal Process. Mag., (2001) 74–93.

102. Razzak, M. A., Ndiaye, F., Chowdhury, S. A. ve Mansoor, N., Multiple description image transmission for diversity systems over unreliable communication networks, Computer and information technology, (2007), 1-5.
103. At, N. ve Altunbaşak, Y., Multiple description coding for wireless channels with multiple antennas, IEEE Global Telecommunications Conference, 2001, San Antonio-ABD, 2040-2044.
104. Fitzek, F.H.P., Traffic analysis and video quality evaluation of multiple description coded video services for fourth generation wireless IP networks, Spec. Issue Int. J. Wireless Commun., 35 (2005), 187–200.
105. Fitzek, F.H.P., Source descriptor selection schemes for multiple description coded services in 4G wireless communication systems, in: 24th IEEE International Conference on Performance, Computing, and Communications Conference (IPCCC), 2005, 511-518.
106. Tesanovic, M., Bull, D., Doufexi, A. ve Nix, A., Enhanced MIMO wireless video communication using multiple-description coding, Signal Processing: Image Communication, 23 (2008) 325-336.
107. Zheng, H., Ru, C., Yu, L. ve Chen, C. W., Robust video transmission over mimo-ofdm system using mdc and space time codes, Multimedia and Expo, 2006, Toronto-Canada, 633-636.
108. Ji, Z., Zhang, Q., Zhu, W., Lu, J. ve Zhang, Y-Q., Video broadcasting over MIMO-OFDM systems, ISCAS, 2003, 844-847.

ÖZGEÇMİŞ

Gökçe HACIOĞLU 18.10.1978 Trabzon doğumludur. Lise öğrenimini Trabzon Lisesinde tamamladıktan sonra Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans öğrenimini 2000 yılında tamamlamıştır. Lisans eğitiminden sonra yüksek lisansına aynı bölümde başlamıştır. Askerlik için ara verdiği yüksek lisans eğitimini 2005 yılında tamamlamış ve aynı yıl doktora eğitimine başlamıştır. Gökçe HACIOĞLU 2002 yılından 2007 yılına kadar Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmıştır ve 2007 yılından bu yana KTÜ Beşikdüzü Meslek Yüksekokulu Elektronik Haberleşme Programında öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır. Yabancı dil olarak iyi derecede İngilizce bilmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.

SCI kapsamındaki; Wireless Personal Communications dergisinde, A Rate-1 Space-Time Diversity Method for Rotated 4-QAM Constellations isimli bir makale ve Turkish Journal Of Electrical Engineering & Computer Sciences dergisinde, Rate One Space-Time and Space-Frequency Spreading Diversity Technique isimli bir makale bu tezden üretilerek yayına kabul edilmiştir.