

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**UZAY-POLARİZASYON ÇEŞİTLEMELİ AKILLI ANTEN SİSTEMLERİNİN  
RAYLEIGH SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**Elektronik Yük. Müh. Şevket GÖĞÜSDERE**

**TEMMUZ 2006  
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**UZAY-POLARİZASYON ÇEŞİTLEMELİ AKILLI ANTEN SİSTEMLERİNİN  
RAYLEIGH SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIMI**

**Elektronik Yüksek Mühendisi Şevket GÖĞÜSDERE**

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

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 06.06.2006**

**Tezin Savunma Tarihi : 07.07.2006**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA**

**Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA**

**Jüri Üyesi : Prof. Dr. Erhan COŞKUN**

**Jüri Üyesi : Prof. Dr. Kemal ERDOĞDU**

**Jüri Üyesi : Prof. Dr. Mustafa MERDAN**

**Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT**

**Trabzon 2006**

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında hem uzamsal hem de polarizasyon çeşitlemeyi birlikte ele alan akıllı anten sistemlerinin başarımı incelenmiştir.

Doktora tezi danışmanlığımı üstlenerek çalışma süresince yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA'ya en içten duygularıyla teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Doktora tez izleme komitesinde görev alarak çalışmalarına önemli ölçüde katkı sağlayan Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA ve Prof. Dr. Erhan COŞKUN hocalarıma şükranlarımı sunarım.

Doktora tez çalışmam süresince beraber olduğum ve yardımlarından çok şey kazandığım değerli dostum Yasin OĞUZ'a teşekkürlerimi bildirmeyi bir borç bilirim.

Tüm hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen, annem Nezahat, babam Dursun ve kardeşim Özlem GÖĞÜSDERE'ye desteklerinden dolayı teşekkür ederim. Ayrıca sevgili kayınvalidem Nazire KAYA'nın aileme göstermiş olduğu desteklerinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Son olarak, çalışmalarım süresince manevi desteğini hiçbir zaman esirgemeyen eşim, Perihan GÖĞÜSDERE'ye ve çocuklarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Şevket GÖĞÜSDERE

Trabzon, 2006

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ .....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET .....	VI
SUMMARY .....	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	VIII
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ .....	XIV
KISALTMALAR DİZİNİ .....	XVIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş .....	1
1.2. Literatür Çalışması .....	6
1.3. Elektromanyetik Dalga Polarizasyonu .....	16
1.4. Kablosuz Gezgin İletişim Kanallarının Modellenmesi .....	20
1.4.1. Küçük Ölçekli Sönümlenme.....	21
1.5. Açısal Dağılım Modelleri .....	26
1.5.1. CDSM Açısal Dağılımı .....	31
1.5.2. Gaussian Saçıcı Modeli .....	33
1.5.3. Gaussian ve Laplacian Açısal Dağılımı .....	36
1.5.4. Tek Halka Modeli.....	38
1.6. Uzamsal Kanal Modelleme .....	39
1.7. Uzay-Zaman Kanal Modelleme .....	43
1.8. Akıllı Antenler.....	43
1.8.1. Çeşitleme .....	44
1.8.1.1. Maksimum Oranda Toplama.....	46
1.8.1.1.1. Çeşitleme Kazancı .....	51
1.8.1.1.2. Dizi Kazancı .....	53
1.8.2. Adaptif Anten Dizileri.....	53
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE İRDELEME .....	59
2.1. Giriş .....	59

2.2.	Döndürülmüş Dipol Anten .....	60
2.3.	Uzay-Zaman-Polarizasyon Kanal Modelleme .....	65
2.4.	Antenler Arasındaki Çapraz İlinti .....	68
2.4.1.	$\pm 45$ -Eğimli Çift Dipol Arasındaki İlinti .....	73
2.4.2.	Yatay/Dikey Yerleştirilmiş Çift Dipol Arasındaki İlinti .....	77
2.4.3.	Uzamsal İlinti .....	80
2.4.4.	Uzay-Polarizasyon İlinti .....	85
2.5.	MOT Çeşitleme Yöntemi .....	86
2.5.1.	Çift Dipollü Uzay-Polarizasyon Anten Çeşitlemesi .....	92
2.5.1.1.	Çift Dipollü Çeşitleme Sisteminin SNR-BER Başarımı .....	100
2.5.1.2.	Çift Dipollü Çeşitleme Sisteminin Ortalama SNR Kazancı .....	105
2.5.2.	Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemesi .....	106
2.5.2.1.	Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemesinin SNR-BER Başarımı .....	109
2.5.2.1.1.	Doğrusal Anten Dizisi .....	109
2.5.2.1.2.	Dairesel Anten Dizisi .....	112
2.5.2.1.3.	Doğrusal ve Dairesel Anten Dizilerinin Karşılaştırılması .....	114
2.5.3.	Üç Dipollü Polarizasyon Çeşitleme Sistemi .....	116
2.6.	En Uygun Toplama Yöntemi .....	118
2.6.1.	Sistem Modeli .....	121
2.6.2.	Uzay-Polarizasyon Çeşitlemeli Anten Dizi Sistemlerinde EUT Modeli .....	123
2.6.3.	Tek Yollu Kanallarda EUT Başarımı .....	127
2.6.4.	Çok Yollu Sönümlü Kanallarda EUT Başarımı .....	133
2.6.4.1.	Çapraz Çift Dipollü EUT .....	134
2.6.4.2.	Anten Dizilerinde EUT .....	137
2.6.4.2.1.	Doğrusal Anten Dizisi .....	137
2.6.4.2.2.	Dairesel Anten Dizisi .....	140
2.6.4.2.3.	Doğrusal ve Dairesel Anten Dizisinin Karşılaştırılması .....	143
3.	SONUÇLAR .....	146
3.1.	Çift Dipollü MOT ve EUT Sistemleri .....	148
3.2.	Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemeli MOT ve EUT Sistemleri .....	149
3.2.1.	Doğrusal Dizi .....	149
3.2.2.	Dairesel Dizi .....	149
4.	ÖNERİLER .....	151

5.	KAYNAKLAR.....	153
----	----------------	-----

## ÖZET

Yüksek veri hızlı gezgin iletişim sistemlerinin iletim kapasitesini olumsuz yönde etkileyen en önemli faktörler, sönümlenme, semboller arası girişim ve ortak kanal girişimleridir. Uzay-Zaman alıcı sistemleri, kanaldaki bu olumsuzluklardan dolayı etkilenmiş işareti, hem uzamsal hem de zamansal bölgede işleyerek sistem başarımını önemli ölçüde iyileştirir. Uzamsal bölgede en uygun toplama ve anten dizi çeşitlemesi, sönümlenme ve ortak kanal girişimlerine karşı en etkili yöntemlerdir. Uzamsal çeşitlemeden önemli ölçüde sistem kazancı elde etmek için anten elemanları arasındaki mesafenin nispeten çok fazla olması gerekir. Fakat mekân sıkıntısının olduğu ortamlarda istenilen geniş açıklığa sahip çok anten elemanlı verici/alıcı tasarlamak oldukça zordur. Sınırlı ortamlarda gerekli anten açıklığı sağlanamadığından dolayı yüksek sistem kazancı sunan anten dizisinin oluşturulması çoğu kez mümkün olmaz. Böyle bir durumda polarizasyon çeşitleme uzamsal çeşitlemeye alternatif olarak görülebilir. Gelen dalgaların farklı polarizasyon durumundan faydalanarak uzay-polarizasyon akıllı anten sistemleri, sönümlenme ve girişimlere karşı etkin bir çözüm olacaktır.

Sönümlü kanallarda, uzay-polarizasyon çeşitleme ve en uygun toplama sistemlerinin başarımını gerçeğe yakın bir şekilde analiz etmek için uygun bir kanal modeli oluşturmak gerekir. Bu çalışmada, gelen dalgaların açısal dağılımlarının, polarizasyon bileşenleri arasındaki güç oranının ve antenin elektriksel alan ışına örüntülerinin hesaba katıldığı, bir uzay-polarizasyon kanal modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen bu kanal modelinde çapraz dipol antenler arasındaki ilintinin ve anten dalları arasındaki güç oranının değişimi analitik olarak incelenmiştir. Bu bilgiler ışığında, farklı kanal koşulları için çapraz dipollerden oluşan doğrusal ve dairesel diziliimli uzay-polarizasyon akıllı anten sistemlerinin başarımını ayrıntılı bir şekilde inceleyen bir çalışma sunulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** Uzay-Polarizasyon Akıllı Antenler, Çeşitleme, En Uygun Toplama, Açısal Dağılım, Polarizasyon, Rayleigh Sönümlü Kanallar

## SUMMARY

### **The Performance of Space–Polarization Smart Antenna Systems in Rayleigh Fading Channels**

Three major impairments reducing transmission capacity of high-data rate mobile wireless communication systems are multipath fading, inter-symbol interference and co-channel interference. Space-time receivers can significantly improve the link performance by processing the distorted signals in both spatial and temporal domain. In the spatial domain, diversity and optimum combining using antenna arrays are the most effective methods to combat the fading and the co-channel interference. To obtain substantial system gain from spatial diversity in fading environments, the antenna elements must be placed quite far apart from each other. However, it is rather difficult to install an antenna array in a limited space available at the base station and then the antenna elements placed closer to each other make it impossible to obtain relatively high system gain. In such a case, the polarization diversity may well be considered as an alternative to spatial diversity. A spatial-polarization smart antenna utilizing channel's depolarization phenomena in a more compact size will be an effective solution against multipath fading and interference.

For the spatial-polarization diversity and optimum combining schemes to be accurately investigated, it is certainly required to design a corresponding channel model involving depolarization phenomena. This study designs a spatial-polarization channel model where angular spreads, the cross-polarization ratio are involved. The thesis also develops a closed mathematical framework to analyze the cross-correlation and branch power ratio of dual polarized antennas in the fading channels. In the light of the information provided, a comprehensive performance study of linear and circular spatial–polarization smart antenna array is presented.

**Keywords:** Spatial-Polarization Smart Antennas, Diversity, Optimum Combining, Angular Spread, Polarization, Rayleigh Fading Channels



## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Uzay-Zaman işleminin sunduğu avantajlar .....	3
Şekil 2. $x$ ve $y$ bileşenlerin $E_1$ ve $E_2$ genliklerini, $\epsilon, \tau, \gamma$ açılarını gösteren polarizasyon elipsi .....	18
Şekil 3. $\gamma$ ve $\delta$ değişkenleri ile gösterilen olası eliptik polarizasyon durumları .....	19
Şekil 4. Zamanın belli bir anında (a) Dairesel, (b) Eliptik, (c) Doğrusal polarizeli elektrik alanın perspektif görünümü.....	20
Şekil 5. Kablosuz iletişim ortamı.....	22
Şekil 6. Alıcıda alınan işaretin 0.1 sn içindeki değişimi (a) $v=50\text{km/h}$ (b) $v=120\text{km/h}$ ... 24	24
Şekil 7. Rayleigh kanal histogramı ( $v=120\text{km/h}$ , toplam süre 2.5sn) .....	25
Şekil 8. Saçıcıların içinde düzgün olarak dağıldığı dairesel disk modeli .....	33
Şekil 9. CDSM’de geliş açısı yoğunluğu.....	33
Şekil 10. Gaussian yaklaşımı kullanan saçıcı elemanların modellenmesi.....	34
Şekil 11. Laplacian açısal dağılım .....	38
Şekil 12. Etkin Saçıcı model.....	39
Şekil 13. Herhangi üç boyutlu bir dizi.....	40
Şekil 14. Uzamsal kanal modelleme.....	41
Şekil 15. Uzay-Zaman sönümlenme: $v=80\text{ km/h}$ , $\Delta\phi=5^\circ$ , $T_s=200\ \mu\text{s}$ .....	42
Şekil 16. Uzay-Zaman sönümlenme: $v=80\text{ km/h}$ , $\Delta\phi=35^\circ$ .....	42
Şekil 17. Uzay-Zaman kanal modelleme.....	43
Şekil 18. Çeşitleme sistemi.....	45
Şekil 19. Genel çeşitleme toplayıcı şeması.....	47
Şekil 20. AWGN ve Rayleigh kanal ortamında tek antenli uyumlu BPSK alıcısının BER başarımı.....	51
Şekil 21. Değişen sayıda dallara göre MOT’ un kesinti olasılığı. ....	52
Şekil 22. %0.05, %0.1 ve %1 kesinti olasılıkları için dal sayısına göre MOT için çeşitleme kazancı.....	53
Şekil 23. Bir adaptif anten dizi sisteminin blok şeması.....	54
Şekil 24. $\hat{u}_d$ birim vektörüne sahip dipol .....	61
Şekil 25. Döndürülmüş $\lambda/2$ dipolün yatay(sağda) ve dikey bileşenleri(solda) için güç kazanç ışınma örüntüleri (a) $\beta=0^\circ$ , (b) $\beta=30^\circ$ , (c) $\beta=60^\circ$ , (d) $\beta=90^\circ$ .....	64
Şekil 26. Çok yönlü ortamda alıcı antene gelen işaret .....	66

Şekil 27. $\pm 45^\circ$ eğimli iki çift dipol .....	73
Şekil 28. $\pm 45^\circ$ eğimli iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi .....	75
Şekil 29. $\Delta\phi=0^\circ$ Düzgün açısal dağılımda ufuk ve yükselti geliş açılarına göre $\pm 45^\circ$ eğimli çift dipol antenlerden alınan işaretler arasındaki (a) ilinti ve (b) BPR değeri .....	76
Şekil 30. $\pm 45^\circ$ eğimli iki dipol anten arasındaki ilintinin ufuk ve XPR'a göre değişimi ...	76
Şekil 31. Yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol(HVPol).....	77
Şekil 32. Yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi .....	79
Şekil 33. Antenler arası mesafeye göre (a) $\sigma_\phi = 5^\circ$ (b) $\sigma_\phi = 17^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda iki anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi .....	83
Şekil 34. Antenler arası mesafeye göre (a) $\sigma_\phi = 5^\circ$ (b) $\sigma_\phi = 17^\circ$ 'lik Laplacian açısal dağılımda iki anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi .....	84
Şekil 35. Aralarında d mesafesi bulunan dikey yerleştirilmiş iki dipollü anten dizisi .....	84
Şekil 36. Farklı d mesafelerinde ve açısal dağılımlarda ufuk ve yükselti geliş açısına göre iki dikey polarizeli anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi .....	85
Şekil 37. y-ekseni üzerine yerleştirilmiş d mesafeli (a) $\pm 45^\circ$ eğimli (b) HV polarizeli iki yarım dalga dipol.....	86
Şekil 38. İki dalın arasındaki güç oranına göre belli ilinti katsayıları için çeşitleme kazanç değişimi .....	91
Şekil 39. İki dal arasındaki ilinti katsayısına ve anten kazancına göre MOT sisteminin bit hata olasılığı .....	91
Şekil 40. Uzay-Polarizasyon çift dipol anten yapıları(a)Dikey polarizeli çift dipol (b) $\pm 45^\circ$ eğimli çapraz çift dipol (c) Yatay/Dikey yerleşimli çift dipol .....	92
Şekil 41. (a) $d=0.5\lambda$ ve (b) $d=10\lambda$ mesafeli dikey polarizeli çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı .....	93
Şekil 42. (a) $d=0\lambda$ ve (b) $d=10\lambda$ mesafeli $\pm 45^\circ$ eğimli çapraz çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı .....	93
Şekil 43. (a) $d=0\lambda$ ve (b) $d=10\lambda$ mesafeli yatay/dikey yerleştirilmiş çapraz çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı .....	94
Şekil 44. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda bazı XPR değerlerinde $\pm 45^\circ$ eğimli polarizasyon ve uzamsal MOT sisteminin ufuk açısına göre anten çeşitleme kazancı .....	95
Şekil 45. Dikey polarizeli uzamsal (Sol-VPol) ve $\pm 45^\circ$ eğimli polarizasyon çeşitleme (Sağ-XPOL) sistemlerinin belli yükselti açısal dağılımlarında ve XPR değerlerinde ufuk açısal dağılımına göre sunduğu anten çeşitleme kazançları... 99	99

Şekil 46. Dikey polarizeli uzamsal(VPol) ve $\pm 45^\circ$ eğimli polarizasyon çeşitleme(XPol) sistemlerinin bazı açısal dağılım senaryolarında XPR'a göre sunduğu anten çeşitleme kazançları .....	100
Şekil 47. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ lik düzgün açısal dağılımda dikey uzamsal ve çapraz yerleştirilmiş iki dipol antenli MOT sisteminin bit hata olasılığı .....	102
Şekil 48. XPR değerinin üç farklı senaryo için birikimli Gaussian dağılımı .....	104
Şekil 49. Uzamsal ve çapraz polarizeli yarım dairesel ve doğrusal dizi şemaları .....	107
Şekil 50. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda $5\lambda$ dizi açıklığına sahip 10 elemanlı yarım dairesel ve doğrusal dizili altı farklı şemalı MOT sisteminin ufuk ve yükselti geliş açılarına göre çeşitleme kazancı.....	108
Şekil 51. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda $M=6 \times 1$ dikey polarizeli doğrusal uzamsal (LineerC) ve $M=3 \times 2$ çapraz polarizeli doğrusal (LineerB) anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarımı .....	110
Şekil 52. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda $M=6 \times 1$ dikey polarizeli dairesel uzamsal (YDairesel-C) ve $M=3 \times 2$ çapraz polarizeli dairesel (YDairesel-A ve YDairesel-B) anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarımı .....	113
Şekil 53. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda $M=6 \times 1$ dikey polarizeli ve $M=3 \times 2$ çapraz polarizeli uzamsal ve dairesel anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarım karşılaştırılması .....	115
Şekil 54. Üçlü yarım dalga dipollü şemalar.....	117
Şekil 55. Üç farklı üç dipollü ve $d=5\lambda$ aralıklı dikey 3 dipol dizili MOT sisteminin ufuk ve yükselti geliş açısına göre çeşitleme kazancı (a) Yapı A (b) Yapı B (c) Yapı C (d) Doğrusal dikey yerleştirilmiş üç dipol.....	117
Şekil 56. $\lambda/2$ dipolleri kullanan polarizasyon çeşitleme yapıları (antenler y-z düzlemine yerleştirilmiştir) .....	128
Şekil 57. Dört farklı çift dipollü anten şeması için girişim işaretinin ufuk açısına ve $\delta$ polarizasyon parametresine göre çıkış SINR değerleri $\gamma_i = \gamma_d = 45^\circ$ , $\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ , $\delta_d = 0^\circ$ (a) HVPol, $d = 0\lambda$ (b) XPol, $d = 0\lambda$ (c) HVPol $d = 0.5\lambda$ (d) XPol $d = 0.5\lambda$ (Sol : $\phi_d = 0^\circ$ , Orta $\phi_d = 45^\circ$ , Sağ : $\phi_d = 90^\circ$ ) .....	128
Şekil 58. HVPol için girişim işaretinin $\gamma_i$ ve $\delta_i$ polarizasyon durumuna göre SINR çıkış değerleri ( $\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ , $\phi_d = \phi_i = 0^\circ$ ).....	130
Şekil 59. İstenilen işaretin $\theta=90^\circ, \phi=45^\circ$ geliş açısında girişim işaretinin farklı geliş açılarına göre $\pm 45^\circ$ eğimli dipolün(XPol) gösterdiği çıkış SINR değişimi .....	132
Şekil 60. $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ve $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda $K=2$ için çapraz polarizeli çift dipol ve y eksenine yerleştirilmiş dikey polarizeli çift dipollerin SNR-BER başarım eğrileri .....	136

- Şekil 61.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal uzamsal (LineerC) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal (LineerB) anten dizili EUT alıcısının bit hata başarımı( $K=6$ )..... 139
- Şekil 62.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli dairesel uzamsal (YDairesel-C) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli dairesel (YDairesel-A ve YDairesel-B) anten dizili EUT alıcısının bit hata başarımı( $K=6$ )..... 142
- Şekil 63.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli uzamsal ve dairesel anten dizili EUT alıcısının bit hata başarım karşılaştırılması ( $K=6$ )..... 144

## TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Birikimli olasılık fonksiyonunun %50 ve %90 olasılık seviyelerinde çapraz ilinti katsayıları.....	8
Tablo 2. Ölçülmüş XPR değerleri ve GSM sisteminde kestirilmiş çeşitleme kazançları .....	9
Tablo 3. Rayleigh ve Ricean kanal ortamında polarizasyon çeşitlemenin sunduğu kazançlar.....	15
Tablo 4. Hücresel iletişim uygulamalarında tipik gecikme, açısız ve Doppler yayılım değerleri.....	27
Tablo 5. Hücrelere göre uygun açısız dağılım modelleri.....	29
Tablo 6. Ortalama açısız dağılım.....	29
Tablo 7. Bazı ortamlar için RMS açısız dağılım ve gecikme yayılım değerleri.....	38
Tablo 8. Beş farklı XPR senaryosunda dikey ve çapraz polarizeli çift dipollü anten çeşitleme sisteminin $\theta_0 = 90^\circ$ 'de tüm ufuk açısına göre ve $\phi_0 = 0^\circ$ 'da tüm yükselti açısına göre ortalama anten çeşitleme kazançları .....	98
Tablo 9. $10^{-3}$ bit hata olasılığı için iki dallı sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri.....	104
Tablo 10. Gaussian XPR dağılımında $10^{-3}$ bit hata olasılığı için iki dallı sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	104
Tablo 11. Uzamsal ve polarizasyon anten çeşitleme sistemlerinin ortalama SNR kazançları.....	106
Tablo 12. $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 51 ).....	111
Tablo 13. Gaussian XPR dağılımında $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	111
Tablo 14. $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 52).....	114
Tablo 15. Gaussian XPR dağılımında $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	114
Tablo 16. $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri (Şekil 53).....	116
Tablo 17. Gaussian XPR dağılımında $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	116
Tablo 18. K=2 için altı farklı senaryoda çift dipollü uzamsal ve polarizasyon anten sistemli EUT alıcılarının $10^{-3}$ bit hata olasılığındaki ortalama SNR değerleri	137

Tablo 19. K=4 için altı farklı senaryoda çift dipollü uzamsal ve polarizasyon anten sistemli EUT alıcılarının $10^{-3}$ bit hata olasılığındaki ortalama SNR değerleri	137
Tablo 20. K=6 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için doğrusal anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 61).....	140
Tablo 21. K=12 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için doğrusal anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	140
Tablo 22. K=6 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için dairesel anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 62).....	143
Tablo 23. K=12 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için dairesel anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri .....	143
Tablo 24. K=6 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 63 ).....	145
Tablo 25. K=12 için $10^{-6}$ bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri.....	145

## SEMBOLLER DİZİNİ

$\mathbf{a}(\theta, \phi)$	: M anten elemanlı diziye $\theta, \phi$ açısından gelen düzlem dalgaya karşı dizinin gösterdiği dizi tepke vektörü ya da yönelme vektörü
$c$	: Işık hızı ( $3 \cdot 10^8$ m/s)
$d$	: Antenler arası mesafe
$D$	: Verici ile alıcı arasındaki direkt mesafe
$DG^{(P_{out}\%)}$	: Belli bir $P_{out}\%$ kesinti olasılığında çeşitleme kazancı
$E[\bullet]$	: Beklenen değer operatörü, belli bir olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip rasgele bir değişkenin ortalaması
$\vec{E}(t, z)$	: z ekseninde ilerleyen elektromanyetik dalganın elektrik alan vektörü [V/m]
$E_x(t, z)$	: Elektrik alanının x eksen yönündeki bileşeninin zamanla değişimi [V/m]
$E_y(t, z)$	: Elektrik alanının y eksen yönündeki bileşeninin zamanla değişimi [V/m]
$E_1, E_2$	: Anlık elektrik alanın x ve y yönündeki bileşenlerinin genlik değerleri [V/m]
$E_s$	: Sembol enerjisi
$E_b$	: Bit başına enerji
$\vec{E}_{\beta, \alpha}$	: Ufukta $\alpha$ açısı, yükseltide $\beta$ açısı kadar dönmüş dipolün ışınma örüntüsü
$f$	: Elektromanyetik dalganın frekansı [Hz]
$f_c$	: Gönderilen işaretin taşıyıcı frekansı
$f_d$	: Herhangi bir $\alpha$ açısına göre Doppler frekansı
$f_m$	: Maksimum Doppler frekansı
$f_\Gamma(\gamma)$	: Örnek değerleri $\gamma$ olan bir $\Gamma$ rasgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$F_\theta(\theta, \phi)$	: Dipol antenin $\theta$ -düzlemindeki elektrik alan örüntüsü
$F_\phi(\theta, \phi)$	: Dipol antenin $\phi$ -düzlemindeki elektrik alan örüntüsü
$G_\theta(\theta, \phi)$	: Dipol antenin $\theta$ -düzlemindeki güç örüntüsü
$G_\phi(\theta, \phi)$	: Dipol antenin $\phi$ -düzlemindeki güç örüntüsü
$h(t, \tau)$	: Kanalın zamanla değişen birim vuruş tepkisi
$\mathbf{h}(t, \tau)$	: M anten elemanlı vektörel kanal birim vuruş tepkisi
$j$	: Karmaşık operatör ( $\sqrt{-1}$ )

$J$	: Jacobian dönüşümü
$J_o(x)$	: Birinci tür sıfırncı dereceden Bessel fonksiyonu
$K$	: Girişim sayısı
$L$	: Bir sembol süresi içinde gelen alt yol sayısı
$\vec{l}_e$	: Herhangi bir dipolün etkin uzunluğu
$m(t)$	: Gönderilen temel bant işaret
$M$	: Alıcı anten dizisindeki anten eleman sayısı
$N$	: Farklı $\tau_n$ zamanlarda gelen çözülebilir yolların sayısı ya da kanal tap sayısı
$N_0$	: Gürültü gücünün spektral yoğunluğu
$P_b$	: Bit hata olasılığı
$P_{b,BPSK}(\gamma)$	: BPSK modülasyonunda belli bir SNR değerindeki bit hata olasılığı
$P_d$	: İstenilen işaretin gücü
$P_i$	: i. girişim işaretinin gücü
$P_{out}$	: Kesinti olasılığı
$P_V, P_H$	: Rasgele bir yönden gelen radyo dalgalarının sırasıyla dikey(V) polarizasyon ve yatay(H) polarizasyon bileşenlerinin ortalama geliş güçleri
$P_{rec}$	: Alıcı antende her iki polarizasyondan alınan toplam güç
$p(\phi), p_\Phi(\phi)$	: Gelen çok yol ışınlarının ufuktaki geliş açısının dağılım fonksiyonu
$p(\theta), p_\Theta(\theta)$	: Gelen çok yol ışınlarının yükseltideki geliş açısının dağılım fonksiyonu
$Q(x)$	: Erfc hata fonksiyonu cinsinden yazılan bir Gaussian–Q fonksiyonu
$\hat{r}$	: Küresel koordinatlarda birim vektör
$r_m, \theta_m, \phi_m$	: Alıcı anten dizisinde m. anten elemanın küresel koordinatlardaki konumu
$R$	: Polarizasyon elipsinin eksenel oranı
$\mathbf{R}$	: İlinti matrisi
$R_i$	: i. alt yolun genlik zayıflaması
$s(t)$	: Kanala verilen işaret
$t$	: Zaman [sn]
$T$	: Temel bant işaretinin sembol süresi
$\hat{u}_d$	: Herhangi bir dipol anten çubuğunun yönelimini gösteren birim vektör
$\hat{u}_\psi$	: $\vec{E}_{\beta,\alpha}$ ışına örüntüsünde elektrik alanın birim vektörü
$\mathbf{U}$	: Anten dizisinin gösterdiği örüntü tepkesi



$\hat{x}$	: Kartezyen koordinatlarda x eksenini yönündeki birim vektör
$v$	: Gezginin hızı(m/s)
$V$	: Antende indüklenen gerilim
$w$	: Elektromanyetik dalganın radyan frekansı= $2\pi f$ [rad/s]
$w_c$	: Gönderilen işaretin taşıyıcı radyan frekansı
$w_m$	: Maksimum Doppler radyan frekansı
$x(t)$	: Alıcıda alınan radyo frekans işareti
$\tilde{x}(t)$	: Alıcıdaki eşdeğer temel bant işareti
$\bar{x}$	: x rasgele değişkeninin ortalaması
$x_m, y_m, z_m$	: Alıcı anten dizisindeki m. anten elemanın kartezyen koordinatlardaki konumu
$\mathbf{X}$	: Anten dizisinden alınan toplam işaret vektörü
$\mathbf{X}_d$	: Anten dizisinden alınan istenilen işaret vektörü
$\mathbf{X}_i$	: Anten dizisinden alınan i. girişim işaret vektörü
$\mathbf{X}_n$	: Anten dizisindeki beyaz gürültü vektörü
$\hat{y}$	: Kartezyen koordinatlarda y eksenini yönündeki birim vektör
$y(t)$	: Bir akıllı anten dizisinden alınan işaretlerinin ağırlıklandırılıp toplandıktan sonraki durumu (alıcının çıkışı)
$\bar{y}$	: y rasgele değişkeninin ortalaması
$\hat{z}$	: Kartezyen koordinatlarda z eksenini yönündeki birim vektör
$\omega_M$	: Akıllı anten dizisinin M. anten elemanın ağırlık katsayısı
$\alpha(t)$	: Kanalın zamanla değişen Rayleigh dağılıma sahip genliği
$\alpha, \beta$	: Bir dipolün küresel koordinatlarda ufukta ve yükseltide dönme açıları
$\beta$	: Faz sabiti(rad/m)
$c_j$	: j. Rayleigh kanal tapınının ortalama değeri
$\delta$	: Elektrik alanının x bileşeni ile y bileşeni arasındaki faz farkı
$\delta(t - \tau_n)$	: Zamanda $\tau_n$ gecikmiş birim vuruş fonksiyonu
$\varepsilon$	: Eliptiklik açısı
$\phi$	: Herhangi bir ışının alıcıya geliş ufuk açısı
$\phi_0$	: Gelen çok yönlü ışınların ufuktaki ortalama geliş açısı
$\hat{\phi}$	: Küresel koordinatlarda birim vektör
$(\phi_i, \theta_i)$	: Gelen i. alt yolun alıcıya geliş açısı

$\Phi_i$	: i. alt yolun maruz kaldığı faz kayması
$\Phi_i(s)$	: $p_i(\gamma)$ olasılık yoğunluk fonksiyonunun Fourier dönüşümü
$\gamma$	: Polarizasyon elipsini oluşturan iki elektrik alan bileşenin arasındaki açı
$\gamma_m$	: m. dalın anlık SNR değeri
$\bar{\gamma}$	: Ortalama SNR değeri
$\Gamma_m$	: m. anten elemanındaki işaretin ortalama değeri
$\gamma_o$	: Akıllı anten sistem çıkışının anlık SNR değeri
$\gamma_{th}$	: Eşik SNR değeri
$\lambda, \lambda_c$	: Elektromanyetik dalganın dalga boyu (m)
$\lambda_m$	: $M \times M$ elemanlı $\mathbf{R}$ ilinti matrisinin m. öz değeri
$\Omega$	: Herhangi bir ışının yükselti ve ufuk açısı $(\theta, \phi)$
$\psi_i(t)$	: i. alt yolun toplam $[0, 2\pi]$ arasında düzgün dağılıma sahip rasgele faz kayması
$\theta$	: Herhangi bir ışının alıcıya geliş yükselti açısı
$\theta_0$	: Gelen çok yönlü ışınların yükseltideki ortalama geliş açısı
$\hat{\theta}$	: Küresel koordinatlarda birim vektör
$\rho$	: İlinti katsayısı
$\rho_{xy}$	: x ve y rasgele süreçler arasındaki çapraz ilinti
$\rho(x_1, x_2)$	: $x_1, x_2$ rasgele süreçler arasındaki çapraz ilinti
$\rho_e$	: Zarf ilintisi
$\sigma_\tau$	: Geniş bant çok yönlü kanallarda rms gecikme yayılım parametresi
$\sigma_\phi$	: Geliş ufuk açısı dağılımının rms değeri
$\sigma_\theta$	: Geliş yükselti açısı dağılımının rms değeri
$\sigma_x$	: x rasgele değişkenin standart sapması
$\sigma_y$	: y rasgele değişkenin standart sapması
$\sigma_\chi$	: XPR değişiminin standart sapması
$\tau$	: Eğim açısı, asal eksenin x eksenine ile yaptığı açı
$\tau_0$	: Alıcıya ilk gelen işaretlerin zaman gecikmesi
$\zeta_m$	: m. anten elemanına gelen işaretin orjine göre bağlı fazı
$\psi$	: Dönmüş dipolün $\hat{u}_d$ birim vektörü ile küresel koordinatlardaki $\hat{r}$ birim vektör arasındaki açı
$\chi$	: XPR
$\bar{\chi}$	: Ortalama XPR

## KISALTMALAR DİZİNİ

BER	:	Bit error rate
BPR	:	Branch power ratio
BPSK	:	Binary phase shift keying
BS	:	Baz istasyonu
CDF	:	Cumulative distribution function
CDMA	:	Code division multiple access
CDSM	:	Circular disk scatterer model
CGA	:	Conjugate gradient algorithm
CMA	:	Constant modulus algorithm
DECT	:	Digital enhanced cordless telecommunications
DG	:	Diversity Gain
DFR	:	Decision feedback receiver(karar geri beslemeli alıcı)
DOA	:	Direction of Arrival
DOF	:	Degrees of freedom
DS-CDMA	:	Direct sequence - code division multiple access
EM	:	Electromagnetic
EUT	:	En uygun toplama
GAA	:	Gaussian angle of arrival
GBSB	:	Geometrically based single bounce models
GMSK	:	Gaussian minimum shift keying
GS	:	Gaussian scatterer
GSM	:	Global System for Mobile communications
HP	:	Horizontal polarization
HVPol	:	Yatay/Dikey yerleştirilmiş Dipol çifti
LMS	:	Least mean Squares
LOS	:	Line of Sight
MAI	:	Multiple access interference
MEG	:	Mean effective gain
MIMO	:	Multiple input multiple output
ML	:	Maximum likelihood

MMSE	:	Minimum Mean squared error
MOT	:	Maksimum Oranda Toplama
MRC	:	Maximal-ratio combining
MS	:	Gezgin istasyonu
MSE	:	Mean squared error
NLOS	:	None Line of Sight
PAS	:	Power azimuth spectrum
PDS	:	Power delay spectrum
PIFA	:	Düzlemsel terslenmiş F anten
QPSK	:	Quadrature phase shift keying
RLS	:	Recursive least squares
RMS	:	Root mean square
SINR	:	İşaretin Girişime ve Gürültü Toplamına Oranı
SIR	:	İşaretin girişime oranı
SMI	:	Sample matrix inversion
SNR	:	İşaretin Gürültüye oranı (Signal To Noise Ratio)
STP	:	Space-time processing
TDMA	:	Time division multiple access
TU	:	Tipik kentsel
UMTS	:	Universal mobile telecommunications systems
UP	:	Uzay-Polarizasyon
VP	:	Vertical polarization
VPol	:	Dikey polarizasyonlu dipol
WCDMA	:	Wideband code division multiple access
WLAN	:	Wireless local area network
WSS	:	Wide sense stationary
XPD	:	Cross-polarization discrimination (XPR ile aynı terim)
XPol	:	$\pm 45^\circ$ eğimli dipol çifti
XPR	:	Cross-polarization ratio (XPD ile aynı terim)

## 1. GENEL BİLGİLER

### 1.1. Giriş

Gezgin iletişim sistemlerinde, büyük kapasiteli, kaliteli ve yüksek hızlı servis talepleri gün geçtikçe artmaktadır. Uzay-Zaman İşleme(STP), gezgin radyo başarımını büyük ölçüde artırmak için kullanılan en önemli teknolojidir. STP, radyo kanalının hem uzamsal hem de zamansal boyutlarından yararlanmak için anten elemanlarındaki işaretleri adaptif bir şekilde işleyen işaret işleme tekniğidir. STP teknikleri hem alıcıda hem de verici de uygulanabilir.

STP, iletişim hattının sadece bir ucuna uygulandığında, akıllı anten teknikleri kullanılır. STP, hem vericide hem de alıcıda uygulandığında, çoklu-giriş çoklu-çıkış(MIMO) teknikleri kullanılır. Akıllı anten ve MIMO teknolojileri kablosuz iletişimde en umut verici araştırma ve geliştirme alanıdır. Bu sistemler, yüksek hızlı ve geniş bantlı kablosuz erişim ağlarının, trafik kapasitesinde yaşanacak dar boğazları çözebilen bir teknoloji olarak görülmektedir.

Son zamanlara kadar, STP teknolojisinin tüm gelişimi, sadece baz istasyonları ve erişim noktaları ile ilişkilidir. Gezgin istasyonlar için STP'yi uygulayabilmek neredeyse imkânsız görülmektedir. Bunun en önemli sebebi, birden fazla anten elemanını küçük bir gezgin istasyona yerleştirilebilmenin zorluğudur. Diğer bir sebebi de hesaplama işlemleri çok fazla olan STP algoritmalarının, sınırlı enerji ömrüne sahip gezgin istasyonlara uygulanması problemi.

Akıllı anten teknikleri, kablosuz iletişim ağının tayf etkinliğini, kapsamasını ve güvenilirliğini artıran uygulanabilir bir yöntemdir. Akıllı anten teknolojisinden yararlanan sistemler, iletişim linkinin sadece bir ucunda çoklu anten dizisine sahiptir. Çoğu konvansiyonel akıllı anten sistemleri, huzme oluşturma olarak ta bilinen bir kavramdır. Sistem, belirli bir yönde işaret enerjisini odaklayarak, alınan işaret/gürültü (SNR) oranını artırır. Dar anten huzmeleri girişimi önemli ölçüde bastırarak, işaretin girişime ve gürültüye oranını (SINR) artırır. Böylece tayf etkinliği artırılmış olur. Diğer akıllı anten şemaları, çoklu gönderici ya da çoklu alıcı antenlerden yararlanarak çeşitleme kazancı sağlar. Bu durum iletişimin hat kalitesini artırır.

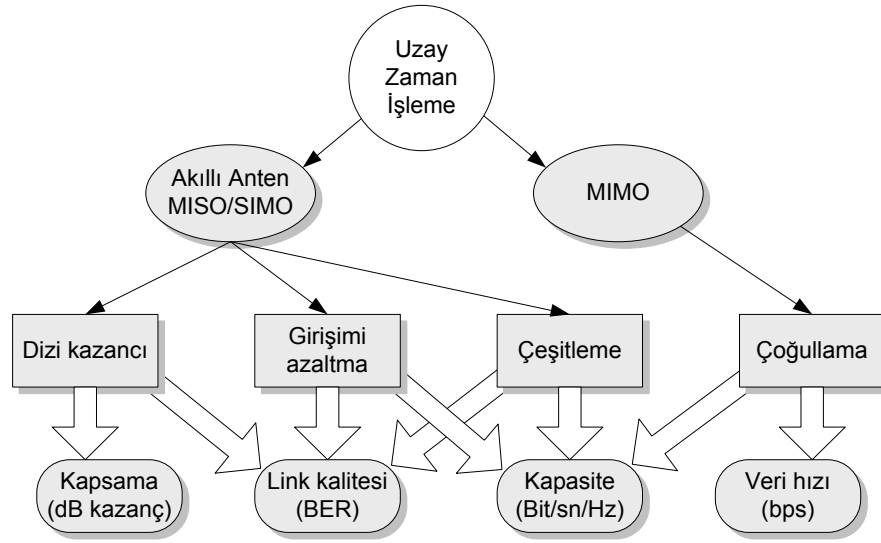
Çok yollu gezgin bir kanal ortamında alınan işaret üzerinde kullanıcının bulunduğu yere göre zamanda rasgele değişen sönümlenmeler meydana gelir. Çoklu anten dizisi kullanıldığında her bir anten elemanındaki işaretlerin tümünün birden sönümlenmeye uğrama olasılığı anten eleman sayısına ve antenler arasındaki mesafeye bağlı olarak azalır. Çeşitleme şemalarından en basit olanı, en yüksek SNR değerine sahip anteni seçen bir anahtarlama devresinden oluşur. Çeşitleme sistemlerinde en büyük SNR değerini veren yöntem, maksimum oranda toplama (MOT) yöntemidir. Bu yöntem, alıcının her bir dalındaki işaretin eşleniği ile çarptıktan sonra tüm daldaki işaretleri toplar. Çeşitleme tabanlı akıllı anten şemaları doğrudan veri hızını artırmaz. Bunlar hat kalitesini ve kapsamayı artırır. MIMO iletişim sistemlerinin kapasitesi konvansiyonel akıllı antenlerinkinin çok üzerindedir.

MIMO sistemler kablosuz iletimde en çok problem olan çok yol yayılımını kullanıcının veri hızını artıracak şekilde bir avantaja döndürür. Çok yollu sönümlü bir ortamda vericiden gönderilen işaretler, alıcıya varmadan önce duvar, bina, ağaç, tepe gibi çeşitli nesnelere tarafından yansır ve saçılır. Bu yansıma ve saçılma sırasında bazı özel durumlar hariç işaretin polarizasyonu da değişir. Uzay-Zaman işleme tekniği kullanan MIMO anten teknikleri saçıcı ortamdan faydalanarak tüm verici antenlerden aynı frekans bandında aynı anda birbirinden bağımsız farklı veri paketleri gönderir. Örneğin dört verici ve dört alıcıdan oluşan MIMO tabanlı WLAN 802.11a sistemi veri hızını 216Mbit/s(4x54Mbit/s-4 kat kapasite) değerine çıkartır. Bu tip MIMO tekniği uzamsal çoğullama olarak adlandırılabilir. Aslında MIMO sistemler için anten tasarımı esasen düşük ilintili çeşitleme kanallarına eş değerdir. Geleneksel olarak düşük ilintili dallara sahip çeşitleme sistemlerini gerçekleştirmek için anten dalları arasındaki mesafenin çok fazla olması gerekir.

MIMO sistemleri, gezginin maruz kaldığı duruma bağlı olarak iki yönde uygulanabilir. Birincisi, kanal koşulları ve SNR değeri uygun olduğunda uzamsal çoğullama kullanılarak veri hızı artırılır. Bu durumda alıcı, özgürlük derecesinin bir kısmını sönümlenmeye karşı çeşitleme kazancı sağlamak yerine aynı anda gelen farklı işaretleri birbirinden ayırmak için harcar. İkincisi, kapsama alanını ve link kalitesini artırmak için dizi ve çeşitleme kazancı sağlayacak şekilde kullanılır. Burada kullanılacak olan bir link adaptasyon algoritması kanal koşullarına bakarak bu iki çalışma stilini anahtarlar.

Ortak kanal girişimlerin bulunduğu kablosuz iletişim sistemlerinde istenen seviyede link kalitesini sağlamak için çoklu anten sistemlerine sahip *En Uygun Toplama*(EUT) tekniği kullanılır. Bu teknik ortak kanal girişimlerini etkin bir şekilde bastırarak SINR değerini maksimize eder. Bu teknikte en çok, MMSE (en küçük ortalama karesel hata) tabanlı adaptif dizi algoritmaları kullanılmaktadır.

Şekil 1’de uzay-zaman işlemenin kullanım biçimine göre sunduğu avantajlar diyagramsal olarak gösterilmiştir.



Şekil 1. Uzay-Zaman işlemenin sunduğu avantajlar

Alıcılarda anten çeşitlemesi, uzamsal, polarizasyon ve örüntü çeşitlemesi ile sağlanır. Çeşitleme performansı, dallar arasındaki ilintiye, dalların etkin kazançlarına, dallar arasındaki güç dengesizliğine ve dal sayısına bağlıdır. Alıcı anten dalları arasındaki ilinti katsayısının düşük olması çeşitleme kazancını artırır. Fakat anten dallarının etkin kazançları birbirinden farklıysa, çeşitleme kazancı bu durumdan olumsuz yönde etkilenir. O zaman çeşitleme başarımı sadece ilinti katsayısına değil ayrıca dalların etkin kazançlarına da bağlıdır. Çeşitleme ile elde edilen sistem kazancı doğrudan daha geniş kapsama alanına ve/veya daha yüksek veri hızlarına dönüştürülebilir.

En çok kullanılan çeşitleme yapılarından birisi de anten dizisi kullanan *uzamsal çeşitleme*dir. Örneğin çok yollu Rayleigh sönümlü kanal ortamlarında uzamsal çeşitlemeden yeterince kazanç elde edebilmek için anten dizisinin elemanları arasındaki mesafeyi olabildiğince artırmak gerekir. Fakat yer sıkıntısının yaşandığı yerlerde geniş açıklıklı bir anten dizisi kurabilmek neredeyse imkânsızdır. Zaten, kanunen de çok yer

kaplayan geniş açıklı bir anten sistemi kurma hakkı verilmemektedir. Böyle bir durumda, uzamsal çeşitlemeye alternatif olabilecek *polarizasyon çeşitleme* kullanılabilir. Ayrıca daha küçük gezgin terminallerin tasarlanabilmesi için çapraz polarizeli anten sistemi yerleştirmek daha uygun ve etkin bir yöntem olabilir.

Kanal kapasitesini ve iletişim kalitesini artırabilen akıllı anten sistemlerinin başarımını doğru bir şekilde analiz edebilmek için ayrıntılı bir radyo kanal modeli oluşturmak gereklidir. Kanal modeli, uzamsal ve zamansal boyutlarının yanında polarizasyon ve farklı anten dizilişlerini de içeren bir model olmalıdır. Esasen *kanal gecikme yayılımı*, *Doppler yayılımı* ve *açısal dağılım* gibi parametreleri barındıran birçok istatistiksel ve geometrik kanal modelleri geliştirilmiştir. Bunun yanında, gönderilen bir radyo işaretinin yayılımı, ortamın sofistike olmasından dolayı çok karmaşıktır. Gönderilen işaret, ortamdaki nesnelere yansıtılarak ve saçılarak birçok yoldan hedefe ulaşır. Ortamdaki nesnelere vuran bir dalga yansıdıktan sonra polarizasyonu değişir. Bütün bu olayları doğru bir şekilde modellemek hemen hemen imkânsızdır.

Uzamsal çeşitlemeyi tanımlayan fiziksel özellikler, hem teorik hem de ölçümlerle geniş bir biçimde çalışılmıştır[1, 2, 3]. Fakat polarizasyon çeşitlemenin özellikleri farklı kanal ortamlarında esasen ölçümler yoluyla analiz edilmiştir. Polarizasyon çeşitlemenin başarımı belirlenirken, gelen dalgaların polarizasyon bileşenleri arasındaki güç oranı (XPR) ve antenin ışınma örüntüsü hesaba katılmalıdır. XPR, dikey polarizasyon gücü ile yatay polarizasyon gücünün birbirine oranı olarak tanımlanır. Polarizasyon çeşitlemenin başarımı XPR'nin değerine bağlıdır. XPR değerleri yayılım ortamlarına göre farklılık göstermektedir. Ölçümler, XPR değerinin zamanla -15 dB ile +15 dB arasında değişebildiğini göstermiştir.

Polarizasyon çeşitleme konusunda günümüze kadar yapılan çalışmalarda, daha çok ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi yoluna gidilmiş, bu çalışmaların sadece birkaçında çok basit teorik analizler yapılmıştır. Bu basit teorik analizlerde antenin gerçek vektörel alan ışınma örüntüleri, kanalın ufuk ve yükselti açısal dağılımı, XPR değişimi hesaba katılmadığından dolayı çapraz polarizeli sistemlerin başarımı konusunda öngörüle bulunmak yetersizdir. Kısacası, literatürde XPR dağılımına ve açısal dağılıma göre çapraz dipol antenler arasındaki ilinti ve dallar arasındaki güç oranının değişimi verilmemiştir. Ayrıca, daha küçük boyutta bir alıcı tasarımına (özellikle gezgin sistemler için) imkan



tanıyan polarizasyon duyarlı anten sistemlerini kullanan çeşitleme ve EUT alıcıların başarımı, XPR dağılımına ve açısal dağılıma göre analitik olarak incelenmemiştir.

Polarizasyon çeşitlemenin sistem üzerindeki başarımını inceleyebilmek için bilinen kanal modellerine polarizasyon etkisini de dâhil etmek gerekir. Polarizasyon etkisini, özellikle açısal dağılım parametresi ile beraber ele alan bir model yoktur. Bu çalışmada hem XPR değişiminin istatistiksel dağılımını hem de gelen dalgaların açısal dağılımını birlikte ele alan bir model sunulmuştur. Ayrıca, bu çalışmada döndürülmüş dipol antenin  $\theta$  ve  $\phi$  vektörel alan ışınma örüntüleri çıkartılmıştır. Bu vektörel alan ışınma örüntülerini kullanarak belli açısal dağılım modellerinde döndürülmüş(çapraz yerleştirilmiş) dipol antenlerden oluşan uzay-polarizasyon(UP) dizi konfigürasyonları oluşturulmuştur. Bu konfigürasyonları kullanan çeşitleme ve en uygun toplama (optimum combining) sistemlerinin başarımları incelenmiştir.

Bu çalışmanın genel bilgiler bölümünde, yapılan çalışmalara temel teşkil edecek ön bilgiler verilmektedir. Bölüm 1.2’de, yapılan çalışmalara ilişkin literatür araştırmasına yer verilmiştir. Bölüm 1.3’de, elektromanyetik düzlem dalgalarda polarizasyon tanımı ve polarizasyon durumlarını belirleyen parametreler incelenmiştir. Bölüm 1.4’de çok yönlü sönümlü kablosuz iletişim kanallarının modellenmesi ve bu modellemede öne çıkan bazı parametreler anlatılmıştır. Bölüm 1.5’de kablosuz iletişim kanallarında alıcıya gelen düzlem dalgaların literatürde öne çıkmış açısal dağılım modelleri anlatılmıştır. Bölüm 1.6’da, alıcıda bir anten dizisinin bulunması durumunda açısal dağılımının da hesaba katıldığı dar bant(düz sönümlü) vektörel kanal modelleme anlatılmıştır. Bölüm 1.7’de ise geniş bant(frekans seçici) vektörel kanal modellemesi anlatılmıştır. Bölüm 1.8’de kablosuz iletişim kanallarının bozucu etkilerini önemli ölçüde bertaraf ederek iletişimin etkili bir şekilde yapılabilmesine olanak sağlayan akıllı anten sistem teknolojisi anlatılmıştır. Bu kısımda, alınan işaretler üzerindeki sönümlmeleri azaltan çok antenli çeşitleme sistemlerinin nasıl çalıştığına ilişkin ayrıntılı bilgiler verilmiştir. Ayrıca ortak kanal girişimlerinin bulunduğu kablosuz iletişim sistemlerinde, girişimlerin güç seviyelerini en etkin bir şekilde bastırabilen adaptif anten dizisinin yapısı, kullanım alanları ve adaptif algoritmalarından kısaca bahsedilmiştir.

## 1.2. Literatür Çalışması

Polarizasyon çeşitleme konusu üzerindeki deneysel çalışmalar 1972'lere kadar dayanmaktadır[4]. Bu çalışmada 836 MHz'de yapılan ölçümlerde polarizasyon çeşitlemenin uzamsal çeşitlemeye alternatif olabilme durumuna bakılmıştır. Nispeten dar açısal dağılımlarda uzamsal çeşitlemeden yeterince faydalanabilmek için antenler arası mesafenin  $30\lambda$  kadar olması gerektiği gösterilmiştir. Tabii ki böyle bir durum, baz istasyonunun büyük bir yer kaplayacağı anlamına gelmektedir. Fakat gezgin antenlere dalgalar neredeyse tüm açılardan gelebileceğinden dolayı gezgindeki antenler arasındaki ilintisizliği sağlamak için çok küçük anten mesafeleri yeterli olmaktadır. Bu makalede saçıcı bir ortamda yapılan ölçüm ve analizlerde, yatay ve dikey polarizeli antenler arasındaki sönümlü işaretlerin birbirinden neredeyse ilintisiz olduğu, fakat antenlere gelen işaretlerin yatay ve dikey polarizasyon bileşenlerinin güçleri birbirinden farklı olması durumunda ilintinin yükseldiği gösterilmiştir. Yapılan ölçümlerde gezgin tarafından dikey polarizasyonla bir işaret gönderildiğinde baz istasyonunda dikey polarizeli dalganın yatay polarizeli dalgadan 6 dB daha güçlü olduğunu, ayrıca gezgin tarafından yatay polarizasyonla bir işaret gönderildiğinde baz istasyonda yatay polarizeli dalganın dikey polarizeli dalgadan 6 dB daha güçlü olduğu gösterilmiştir. Bu sonuçlar yerel ortalama değerleridir. Bu XPR değeri zamanın bir fonksiyonu olarak değişir. Zamanın bazı anlarında gönderilen dikey polarizeli işaret için alıcıya gelen dalganın XPR değerinin negatif olabileceği de bir aşikârdır.

[5]'de LMS algoritmasına dayanan eşdoğrulu çapraz polarizeli adaptif antenin başarımı bilgisayarla simüle edilmiştir. Bu makalede, istenen ve girişim işaretleri için farklı eğim açısına sahip eliptik polarizasyon durumu kullanılmıştır. İstenilen işaretin geliş açısı  $(\theta_d, \phi_d) = (90^\circ, 90^\circ)$  açılarında sabit tutularak, farklı bağıl eğim açılarında istenen ve girişim işaretleri için girişim işaretinin ufuk ve yükselti açısına göre SINR başarımları grafikleri çizilmiştir. Adaptif dizi, girişim işaretinin çoğu polarizasyon eğim açılarında 35 dB'den büyük bir SINR artışı ve sadece  $5^\circ$ 'lik bir polarizasyon eğim açısı farkında bile 20 dB'den büyük bir SINR artışı sunmaktadır. Ayrıca, istenen işaret ve girişim işaretinin her ikisi yatay ya da her ikisi dikey polarizeli ve istenen işaret ile girişim işaretinin yükselti açısı aynı ise dizi, herhangi bir ufuk açısında girişim işaretini bastıramamaktadır. Bu problem diziye anten elemanları eklenerek ortadan

kaldırılabilir. Bu çalışma, çok yönlü yayımlarda gelen işaretlerin açısal dağılımını ele almıştır.

Ayrıca literatürde polarizasyon ve uzay-zaman işleminin birleşimini ele alan çalışmalar yapılmıştır. Her ne kadar polarizasyon ve uzay-zaman işleminin birleşimi, [6, 7]'de önerilse de bu makaleler, polarizasyonu, bilinen kanal modelleri ile birlikte iç içe ele alan bir istatistiksel kanal modeli üzerinden çalışma yapmamışlardır. Bu çalışmalar, polarizasyon etkisini yayılım ortamının ve antenin bir fonksiyonu olarak hesaba katmamışlardır. Sadece, polarizasyon kullanılıyorsa ve bundan dolayı antenler arasındaki ilinti derecesi düşük bir katsayı olsaydı sistemin başarımı ne olurdu şeklinde bir yaklaşımda bulunmuşlardır. Polarizasyon duyarlı antenler arasındaki ilintinin değişimini ve dallar arasındaki güç oranını hesaba katmamışlardır. [6]'da çift polarizeli antenlerden oluşan MIMO sistemlerinde *uzamsal çoğullama* ve gönderim çeşitlemesinin (transmit diversity - Alamouti yapısı) başarımı incelenmiştir. Çift polarizeli antenler Alamouti şeması için performansın düşmesine sebep olmaktadır. Bunun yanında uzamsal çoğullama için çift polarizeli antenlerin kullanımının genelde yararlı olduğu görülmüştür.

Polarizasyon çeşitleme konusunda ölçümlere dayalı birçok çalışmalar vardır[8, 9, 10, 11]. Yapılan bu ölçümlere göre gönderilen işaretin dikey polarizeli olması durumunda ortama ve frekansa bağlı olarak XPR değerinin 0-10 dB arasında değiştiği görülmüştür. XPR değerleri, LOS(doğrudan görüş) ve NLOS(doğrudan görüş yok) durumlarından dolayı baz istasyon ile gezgin istasyon arasındaki radyo yayılım yoluna çok bağlı olduğu çıkmıştır. Hem LOS hem de NLOS durumlarında yatay ve dikey polarizeli işaretler arasındaki çapraz ilinti değerleri, ortalama olarak, ölçümlerin %95'inde 0.7'nin altında çıkmıştır ki bu değer alıcıda makul sayılabilir bir gelişme için kabul edilebilir bir değerdir. Örneğin [8]'de 463MHz de dikey polarizeli işaret gönderildiğinde yapılan ölçümlerde kentsel ve alt kentsel ortamlarda sırasıyla ortalama XPR değerinin 7 dB ve 12 dB olduğu görülmüştür. Ayrıca çapraz dipollerden alınan işaretler arasındaki zarf ilintisinin ise neredeyse sıfır olduğu görülmüştür. [12]'de 1800MHz NLOS kentsel ve alt kentsel ortamda polarizasyon çeşitleme için ölçümler yapılmıştır. Baz istasyonunda aralarında  $12\lambda$ (2m) mesafeli iki adet çift polarizeli mikro şerit anten kullanılmıştır. Antenlerin yatay ve dikey polarizasyon uçlarından alınan işaretlerle, polarizasyon çeşitleme, antenlerin dikey uçlarından alınan işaretlerle uzamsal çeşitleme yapılmıştır. İki farklı gezgin istasyon kullanılmıştır. Gezgin istasyonlardan biri çeyrek dalga monopol anten, diğeri ise kullanıma

hazır yarım dalga anten kullanan bir cep telefonudur. Yapılan ölçümlerde baz istasyonundaki çapraz ilinti katsayıları Tablo 1’de verilmiştir. Tablo 2’de ise ölçülmüş XPR değerleri ve GSM sisteminde polarizasyon ve uzamsal çeşitlemenin sunduğu çeşitleme kazançları verilmiştir. Bu ilinti ve XPR değerleri kullanıldığında GSM sisteminde polarizasyon çeşitleme kazancının uzaysal çeşitlemeninkinden 1 dB daha düşük olduğu gösterilmiştir.

Tablo 1. Birikimli olasılık fonksiyonunun %50 ve %90 olasılık seviyelerinde çapraz ilinti katsayıları [12].

Ortam	Polarizasyon çeşitleme		Uzamsal çeşitleme	
	$\rho\%50$	$\rho\%90$	$\rho\%50$	$\rho\%90$
Kungsholmen, kentsel	0.1	0.2	0.1	0.2
Kista, alt kentsel	0.1	0.1	0.3	0.6
Veddesta, alt kentsel	0.0	0.1	0.4	0.7

[13]’de polarizasyon çeşitleme için  $\pm 45^\circ$  eğimli ve yatay/dikey yerleştirilmiş iki farklı polarizeli anten sistemi ve dikey polarizeli ve aralarında yatay olarak  $20\lambda$ (1800MHz’de 3.2m) mesafe olan uzamsal çeşitlemenin gezgin-baz(uplink) başarımları belirlenmiştir. Çalışmada çift polarizeli anten sisteminin uzamsal çeşitlemeden 1 dB daha düşük kazanç verdiği bulunmuştur. Bu sonuç [12]’deki sonuçla uyumaktadır. Bunun yanında sonuç, verici antenin eğim açısına ve ortama çok bağlı olduğunu göstermiştir. Alt kentsel ortamda gezgin terminal konuşma pozisyonunda olduğunda, sonuçlar, her iki sisteminde aynı sonuçlar verdiğini göstermiştir. Hem kentsel hem de alt kentsel ortamlarda çapraz ilinti katsayısı 0.3’in altında çıkmıştır. Verici anten dikey olarak konumlandırıldığında yatay/dikey anten sisteminin iki daldaki ortalama işaret seviyelerinde farkın çok daha fazla olduğu, fakat  $\pm 45^\circ$  eğimli sistemde bu farkın çok düşük olduğu görülmüştür. Zaten bu tezin yapılan çalışmasında  $90^\circ$  yükseltide ve tüm ufuk açılarında  $\pm 45^\circ$  eğimli antenler arasındaki güç farkının olmadığı görülmüştür. Ayrıca aynı durumda yatay/dikey anten sisteminde antenler arasındaki güç oranının değiştiği analitik olarak gösterilmiştir.

[14]’de 1800 MHz’de yatay/dikey yerleştirilmiş ve  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz antenli çeşitleme şeması ve uzamsal anten çeşitleme şeması için XPR ve ilinti ölçümleri yapılmış ve bu değerlerle çeşitleme kazançları karşılaştırılmıştır. Ölçümler mikro hücrelerde

yapılmıştır. Verici dipolün dikey olarak yerleştirilmesi durumunda ölçümlere göre yatay ve dikey polarizasyonlar için XPR değerleri ortama bağlı olarak ortalama 5–15 dB arasında değişmektedir. Çapraz ilinti ise 0.7'nin altında çıkmıştır. Ölçümlerde, polarizasyon çeşitlemesi ile karşılaştırabilmek için  $20\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme de yapılmıştır. Polarizasyon çeşitleme sistemlerinin çeşitleme kazancı uzamsal anten çeşitleme sistemininkine göre 1 dB daha düşük olduğu gösterilmiştir. Örneğin nispeten yüksek binaların bulunduğu fakat çok işlek olmayan bir bölgede XPR değerinin ortalaması 5.8 dB standart sapması ise 5.4 dB olduğu görülmüştür.

Tablo 2. Ölçülmüş XPR değerleri ve GSM sisteminde kestirilmiş çeşitleme kazançları [12].

Ortam	Konfigürasyon	XPR (dB)	Çeşitleme kazancı(dB)	
			Polarizasyon	Uzamsal
Kungsholmen, Kentsel	Baz istasyonu	7±2	2	5
	Gezgin dış mekân	4±2	3	5
	Gezgin araç içi	3±2	4	5
	Gezgin bina içi	1±4	4	5
Kista, Alt kentsel	Baz istasyonu	8±2	2	4
	Gezgin dış mekân	2±1	4	5
	Gezgin araç içi	1±1	4	5
	Gezgin bina içi	3±1	3	5
Veddesta, Alt kentsel	Baz istasyonu	13±1	1	4
	Gezgin dış mekân	6±1	2	4
	Gezgin araç içi	7±1	2	4
	Gezgin bina içi	7±1	2	4

[10]'da 900MHz'de ve 2GHz'de yapılan ölçümlerde ortama bağlı olarak işaretin dikey ve yatay polarizasyon bileşenleri arasındaki ortalama güç oranı olarak ifade edilen XPR değerinin ortalama ve standart sapması verilmiştir. Ölçümlerde yatay/dikey yerleştirilmiş çift polarizeli alıcı anten ve verici gezginde ise dikey polarizeli dipol anten kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerde XPR değerinin ortama ve hücre yarıçapına çok bağlı olduğunu göstermiştir. Yapılan ölçümlerde hücre yarıçapı yaklaşık 700 metre'dir. Hücre yarı çapı arttığında baz istasyonu ile gezgin istasyon arasındaki yansıtıcıların sayısı arttığından doğal olarak ortalama XPR değeri düşmektedir. Ölçümlerde iki farklı yerde bulunan baz istasyonu kullanılmıştır. Baz istasyonlarından biri 15 m yüksekliğe, diğeri ise 40 m yüksekliğe sahiptir. Açık alanda ve 2GHz'de LOS durumunda XPR değerinin

ortalaması 14 dB, standart sapması ise 4.8 dB çıkmıştır. NLOS durumunda ve nispeten yüksek binaların bulunduğu yarı kentsel bir ortamda XPR değerinin ortalaması 5.8 dB, standart sapması ise 5.4 dB çıkmıştır. Farklı ortamlarda yapılan tüm ölçümlerden, XPR değerinin  $-5$  dB ile  $+20$  dB arasında değiştiği görülmektedir. Bu değişimin ortalaması 2 GHz'de 7 dB, 900 MHz'de yaklaşık 9 dB'dir. Bu sonuçların gezgin antenin yere göre dikey yerleştirilmiş olması durumunda çıkartıldığı unutulmamalıdır.

[15] ve [16] tarafından yapılan çalışma San Jose ve California kentlerinde alt kentsel alanlarda 2.48GHz'de çift polarizeli antenlerden oluşan 2x2 MIMO sabit kablosuz yayılım ölçümlerini özetlemektedir. Ölçümlerde yol kaybı, Rician-K faktörü, XPR ve ilinti katsayılarının değişimi incelenmiştir. Vericide, aralarında  $10\lambda$  mesafe bulunan  $+45^\circ$  ve  $-45^\circ$  eğimli iki anten kullanılmıştır. Alıcıda  $d=0\lambda$  mesafeli  $\pm 45^\circ$  eğimli çift anten kullanılmıştır. Alıcı antenler 3m'lik bir direk üzerindedir. Verici antenler ise yüksekliği 20 m olan bir binanın çatısına yerleştirilmiştir. Ölçümler 2.5GHz'de San Jose ve California'da 53 yerleşimin bulunduğu 0.2-7km yarıçaplı bir makro hücre içinde yapılmıştır. Ortam yerleşim alanı alt kentsel olarak karakterize edilmiştir. Ölçümlerden alınan toplam işaretin XPR değerinin  $-10$  dB ile  $+15$  dB arasında değiştiği görülmüştür. Ayrıca ortalama XPR değerinin verici ile alıcı arasındaki mesafeye bağlı olduğu görülmüştür. Mesafe arttıkça ortalama XPR oranı düşmektedir. Bu ölçüm istatistiklerinden XPR'm dB değerlerinin Gaussian dağılımına (log-normal) yakın bir dağılım olduğu görülmüştür.

Ölçümlerden elde edilen sonuçlara göre seçimli, eşit-kazanç ve maksimum oranda toplama için polarizasyon çeşitlemenin sunduğu ampirik ilişkiler verilmiştir[9]. Çoğu istatistiksel kanal modellerinde polarizasyon, ölçümlerden elde edilen çapraz ilinti katsayıları ve XPR verileri kullanılarak ele alınmıştır[11, 16, 17].

Baz istasyonunda polarizasyon çeşitlemeyi modellemek için birkaç teorik modeller geliştirilmiştir[8, 18, 19]. Fakat bu modellerde polarizasyon, kanalın açısız dağılım parametresi ve antenin gerçek yatay ve dikey polarizasyon ışınma örüntüsü ile birlikte ele alınmamıştır. Elektromanyetik saçılım tabanlı uzay-zaman kanal modelleme üzerine polarizasyon etkisini hesaba katan bir çalışma [20]'de yapılmıştır. Fakat [20]'deki çalışma belli bir açısız dağılıma sahip olan yerel bir saçıcı ortamda polarizasyon çeşitlemenin kazancını göstermemiştir.

[21]'de önerilen anten dizisi bir silindir üzerinde yerleştirilmiş yatay ya da dikey polarizeli elemanlardan oluşmaktadır. Her biri beş elemanlı altı dizi kullanılmıştır.

Yazarlar yatay ve dikey polarizasyonlar arasında her 1 ms'de ya da adaptif değişen hızda anahtarlama yaparak polarizasyon çeşitleme önermişlerdir. Gösterilen ışına örüntüleri  $360^\circ$  'lik bölgeyi kapsayan  $30^\circ$  'lik huzmelerdir. Herhangi bir ortam koşulu için sistemin sağladığı başarımların sonuçları verilmemiştir.

[22]'de 4 adet çapraz polarizeli çift dipollü adaptif anten sisteminin aynı açıda gelen fakat farklı polarizasyon durumuna sahip istenen ve girişim işaretlerinin ayrılabilceğini gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışmada dizinin arkasına koyulan yansıtıcının başarımlar üzerindeki etkisi incelenmiştir.

[23]'de hem dikey hem de yatay polarizasyonlu işaretlerden uygun bir şekilde faydalandığında sistem kapasitesinin iki katına çıkarılabileceğini ifade etmişlerdir. Fakat Rayleigh sönümlü ortamlarda polarizasyon durumu döndüğünden V polarizeli dalgalar H polarizeli dalgalara (ya da tam tersi olacak şekilde) girişimde bulunabilir. Bunun için Rayleigh sönümlü ortamlar için "Çapraz Polarizeli Girişimleri İptal Edici (Cross Polarization Interference Canceller-XPIC)" adı ile adlandırılan bir sistem geliştirilmiş olup, dar bant Rayleigh gezgin iletişim ortamlarında RLS adaptif algoritması ile başarımlar incelenmiştir (buradaki girişim başka bir kullanıcının işareti değildir). Bu tekniğin çalışabilmesi için her iki polarizasyon durumunda işaretin vericiden gönderilmesi gerekir. XPIC'in çalışabilmesi için her iki polarizasyonda ayrı ayrı eğitim işaretleri yollanması gerekmektedir. 20 sembolden oluşan eğitim dizili TDMA işaretli kullanılmıştır. Kullanılan modülasyon QPSK olup veri hızı 384kbps'dir. Kanalların katsayıları Rayleigh dağılımlı ve ilintisizdir. Bu alıcının başarımlarını dikey ve yatay bileşenlerinin oranının (V/H) 0 dB olması durumunda en iyi sonuç verdiğini göstermiştir.

[24], çift polarizeli sayısal mikrodalga sistemleri için semboller arası girişimin ve çapraz polarizeli girişimin bastırılmasını birlikte ele almıştır. Kanal frekans seçici sönümlemelidir. Lineer bir alıcı, ideal bir iptal edici ve karar geri beslemeli (DFR) bir alıcıdan oluşan farklı karmaşıklıklara sahip birkaç alıcı yapıları simüle edilmiştir. İdeal iptal edici en iyi sonucu vermiştir. Fakat pratikte iptal ediciler, başlangıç karar durumuna çok bağımlı olduğunu ve DFR kadar iyi bir sonuç vermediğini göstermektedir. Ayrıca yüksek XPR değerlerinde 2 ve 3 katlı (stage) iptal edicilerin, DFR' dan (hatta ideal bir DFR' dan) daha iyi bir sonuç verdiğini fakat XPR değerinin 11 dB'den düşük olması durumunda sonuçların tam tersini verdiğini göstermiştir.

[25]'de gezgin alıcıda çift polarizeli çeşitleme için basit bir model önerilmiştir. Bu teoride tipik kentsel (typical urban-TU) sönümlü bir ortamda 6 dB'lik XPR oranında anten özelliklerine bağlı olarak en uygun konfigürasyonun  $\pm 62.5^\circ$  eğimde olduğunu göstermektedir. Simülasyon sonuçlarına göre bu konfigürasyonda elde edilen ilinti katsayısı 0.1–0.3, çeşitleme kazancı da yaklaşık 9 dB bulunmuştur. Ortamın açısal dağılımı ve antenin vektörel alan ışına örüntüsü devreye sokulmamıştır.

[26]'da yapılan çalışmada DS-CDMA sistemlerinde çoklu erişim girişimlerini (MAI) kompanze eden *çok kullanıcı sezimi* kullanan polarizasyon ve uzamsal çeşitlemeli baz istasyon alıcıların başarımları değerlendirilmiştir. Yavaş düz sönümlü kanallarda işaretin yatay ve dikey polarizasyon bileşenlerinin genliklerinin ilişkisiz Rayleigh katsayılar olduğu kabul edilmiştir[4]. Ayrıca çapraz polarizeli antenlerden alınan işaretler arasındaki ilinti katsayısını sabit olarak kabul edip 0.6 değerinin altında almıştır. Anten dalları arasındaki güç oranının 0 dB olması durumunda önerilen alıcı için polarizasyon çeşitlemenin çift antenli uzamsal çeşitleme ile benzer başarımları verdiğini göstermiştir. [26]'da antenlerden alınan işaretler arasındaki ilinti katsayısının ve çeşitleme başarımının geliş açısına ve açısal dağılıma göre değişimi incelenmemiştir. Ayrıca basit bir polarizasyon modeli kurduğundan dolayı doğrudan basit bir yaklaşımla antenler arasındaki güç oranını yazar kendisi belirlemiştir. Antenler arasındaki güç oranını belirlerken gelen dalgaların XPR oranını ve anten ışına örüntülerini devreye sokmamıştır. Antenler arasındaki güç oranını yazar, keyfi belirlemiştir.

[27]'de gezgin iletişim ortamında ilerleyen gezgin antenlerin ortalama etkin kazançlarının(MEG) analizi için bir yöntem tarif edilmiştir. Bir gezgin antenin MEG karakteristikleri anten ışına örüntüsü ile gelen dalgaların istatistiksel dağılımı arasındaki ortak bir ilişki tarafından belirlenmektedir. Tokyo'da yapılan ölçümlerle geliş açısının dağılımı ufuk açısında düzgün, yükselti açısında Gaussian veya düzgün olarak belirlenmiştir.

[28]'deki çalışma çok antenli iletişim sistemlerinde tüm altı tane elektrik ve manyetik alan polarizasyonunun kullanımını değerlendirmek için analitik bir yapı sunmaktadır. Buradaki yaklaşım altı-polarizasyon probleminin çeşitleme yorumunu formüle etmek için alınan elektromanyetik alan ile indüklenen işaret akımları arasında bir eşleştirmeyi kullanmaktadır. Analiz yaklaşımı, 6 tane alınan işaretlerin açısal ve polarizasyon çeşitlemesini beraber formüle etmek için indüklenen akımlar ile elektromanyetik alanlar



arasındaki *eşleştirmeden* yararlanmaktadır. Alınan işaret 6 boyutlu *ilinti matrisinin* öz analizi kullanılarak farklı gelen alan karakteristikleri için etkin iletişim kanal sayısını değerlendirmektedir. Ayrıca bu kanalların birleşik başarımı, tüm olası 6 alan sensörü kullanan bir MIMO sisteminin potansiyel kanal kapasitesi hesaplanarak incelenmiştir. Tek bir yayılım yolu için (yükselti ve ufuk açısal dağılımların sıfır olması durumunda) gelen dalganın iki olası polarizasyonlarına tekabül gelen yalnızca iki kanal vardır. Belli bir yükselti açısal dağılımında, ufuk açısal dağılım arttıkça etkin dal sayısı artmaktadır. Yine belli bir ufuk açısal dağılımında, yükselti açısal dağılım arttıkça etkin dal sayısı artmaktadır. Bina içi ve kentsel ortamlarda gözlenen yükselti açısal dağılımı nispeten küçüktür. Bu durumda makaledeki  $\Delta\theta=0^\circ$  için tam ufuk açısal dağılımında ( $\Delta\phi=360^\circ$ ) ilinti matrisi diyagonal matris çıkmıştır ki bu da 6 bağımsız kanala işaret vermektedir (İdeal noktasal kaynaklar için). Ayrıca makalede ufuk yayılımına ve yükselti yayılımına göre MIMO sistem kapasitesi grafikleri ortaya çıkarılmıştır. Makalede dipol antenler için ve çeşitli anten konfigürasyonları için sistem analizi yapılmamıştır. Gerçekte olmayan ideal noktasal antenler kullanılmıştır. Prensipde bir dikey dipol ve iki yatay manyetik dipol kullanılarak üç bağımsız işaret gönderilebilir. Elektrik ve manyetik alanların birbiriyle ilintisiz olabilmesi için de yoğun saçıcı bir kanal ortamı sağlanırsa üç bağımsız kanallı çeşitleme yapılabilir. Bu fikirden yararlanılarak kenarlarında dipollerin bulunduğu 12 kenarlı bir MIMO küpün kapasitesi incelenmiştir[29].

[30]'da doğrusal polarizeli işaretler için iki dallı uzamsal ve polarizasyon çeşitleme şemalarının başarımları incelenmiştir. Yapılan ölçümler farklı ortamlarda  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon şemasının çeşitleme kazancı yatay aralıklı uzamsal çeşitlemenininki ile hemen hemen aynı ve ayrıca yatay/dikey yerleştirilmiş (HV) polarizasyon şemasından da biraz daha ( $\sim 1$  dB) iyi olduğu söylenmiştir. Yatay aralıklı uzamsal çeşitleme için işaret seviyesinin gücü verici antenin dikeyine olan eğimle azalmaktadır (6 dB'ye kadar). Fakat HV polarizasyon şeması bu olumsuz durumdan etkilenmez. Verici anten dikeyle bir eğim yaptığı zaman (genelde bu olur) uzamsal ve polarizasyon şemalarının başarımları karşılaştırılabilir bir duruma gelmiştir. [30]'daki çalışmada rasgele polarizeli işaretler için iki dallı yatay aralıklı uzamsal çeşitleme, HV şemalı polarizasyon çeşitleme ve  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon şemalarının başarımları sonuçları verilmiştir. Burada rasgele doğrusal polarizeli girişimlerin olduğu ortamda yatay polarizeli istenen işaret durumu ve dikey polarizeli istenen işaret durumu için  $\theta_i$  ye göre SINR' nin çizimleri verilmiştir. İstenen ve girişimler

dikgen bir biçimde polarizeli olduğunda diziler en iyi sonucu vermektedir. Hem istenen işaret hem de girişim aynı polarizasyon durumuna sahip olduğunda en kötü sonucu vermektedir.  $d=\lambda/2$  lik yatay aralıklı uzamsal anten dizisi böyle durumda daha iyi sonuç vermektedir. Ayrıca bu yazarlar  $\pm 45^\circ$  eğimli şemanın bir dizüstü bilgisayar üzerinde kablosuz yerel ağda (WLAN) kullanımı için çıkış SINR değeri ve güç ilinti katsayısını analiz etmişlerdir.  $\pm 45^\circ$  baskılı dipollerin yatay düzleme yerleştirildiğinde en iyi sonucu verdiği görülmüştür[31].

[32]'de UMTS sistemler için gezgin telefonlarda polarizasyon çeşitlemenin performansı incelenmiştir. Çalışmada polarizasyon çeşitlemenin en az 3 dB kazanç sağladığını ve ayrıca  $\pm 45^\circ$  eğimli anten sisteminin HV yerleşimli anten sisteminden 1–2 dB daha fazla kazanç sağladığını göstermektedir. Ayrıca bu çalışmada çapraz ilinti değerinin birikimli dağılımını ve XPR değerinin olasılık yoğunluğu ölçümler yapılarak verilmiştir. Ölçümlerin yaklaşık %95'inde çapraz ilinti değerinin 0.7'nin altında çıktığı görülmüştür.

[33]'de zamansal, ufuk açısı ve polarizasyon dağılımlı bir yayılım ortamını simüle eden basit bir yöntem önerilmiştir. Kanal, farklı genlikte, gecikmede ve ufuk açısına sahip zamanla değişen sayıda ayırık ışınlarla modellenmiştir. Kanalı mümkün olduğunca dinamikleştirmek için her bir ışın (yol) doğum-ölüm süreci ile kontrol edilmektedir. Bu durumda gelen dalgaların sayısı Poisson dağılımlıdır. Bu modelde ışınların *güç ufuk spektrumu*(diğer bir deyişle ufuk geliş açısının dağılımı) Laplacian ve Gaussian, *güç gecikme spektrumu* ise üstel azalan fonksiyon olarak kabul edilmiştir. Ayrıca, Makro hücre NLOS-tipik kentsel (TU) ortamlar için bazı parametreler vermiştir: PAS için standart sapma:  $7^\circ$ - $14^\circ$ , PDS için standart sapma:  $0.60\mu s$ - $1.4\mu s$ , antenler arası güç oranı(BPR) 0 dB dir. Polarizasyon çeşitleme konusunda herhangi bir başarımlı veya yorum getirmemiştir. Konu tamamen kanal modelleme üzerinedir.

[34]'de LOS kablosuz iletişim ortamında anten yönelimi ve polarizasyon uyumsuzluğundan dolayı oluşan işaret kaybını kompanze etmek için çapraz dipol alıcı antenin polarizasyonunu ve yönelimini adaptif bir şekilde değiştiren bir genetik algoritma kullanılmıştır.

[35]'de çift polarizeli yama anten kullanılarak bina içi Rayleigh sönümlü kanallarda polarizasyon çeşitlemenin analizi ve DECT bandında dallar arasındaki ilinti ölçümleri yapılmıştır. Yapılan bu çalışmadan çıkan sonuç XPR değerinin küçük olması durumunda

anten dalları arasındaki ilintinin ihmal edilebilir bir etkiye sahip olduğunu göstermiştir. Ayrıca bina içi Rayleigh sönümlü ortamda alınan işaretler arasındaki zarf ilintisinin küçük olduğu gösterilmiştir.

Ericsson tarafından desteklenen [36]'da, referans aldığı ölçümlerden ilinti katsayısı ve XPR değerlerini belli bir değerde olduğu varsayılarak polarizasyonu kullanan MOT çeşitleme sisteminin güç kontrolü ile birlikte başarımları incelenmiştir. Bu çalışmada kanalın açısal dağılımı, anten ışınma örüntüsü devreye sokulmamıştır. Polarizasyon çeşitleme için herhangi bir analitik veya ölçüm çalışması yoktur. Tamamen başka çalışmalardaki ölçüm değerlerini kullanmıştır.

[37]'de ilintili Nakagami-m sönümlü kanallarda çift polarizeli antenlere sahip MOT sistemlerinin ilinti katsayısına ve XPR oranına göre başarımları analiz edilmiştir. Fakat bu makalede herhangi bir dalga yayılım modeli veya antenin ışınma örüntüleri hesaba katılmamıştır. Zaten bu makalede XPR aslında iki anten arasındaki güç oranı olarak bakılmıştır.

[38]'de Rayleigh ve Rician kanal ortamında farklı verici ve alıcı anten çiftleri kullanılarak, gezginde insan kafasının varlığında ve yokluğunda polarizasyon çeşitlemesinin sunduğu kazançlar ölçümler yapılarak sunulmuştur. İlk olarak ölçümlerden, antenler arasındaki çapraz ilinti düşük çıkmıştır. XPR değeri ise 2–6 dB arasında çıkmıştır. Ölçümler koridorda ve odalarda yapılmıştır (Tablo 3).

Tablo 3. Rayleigh ve Rician kanal ortamında polarizasyon çeşitlemenin sunduğu kazançlar [38].

Konfigürasyon	%5 kesinti olasılığında çeşitleme kazancı			
	Rayleigh		Rician	
	Kafa Yok	Kafa Var	Kafa Yok	Kafa Var
VPol-Verici HVPol-Alıcı dipoller	3.7	3.8	3.2	3.9
VPol-Verici XPol-Alıcı dipoller	4.9	4.8	4.6	4.7
XPol-Verici HVPol-Alıcı dipoller	4.9		4.9	
XPol-Verici XPol-Alıcı dipoller	5.0		5.0	

Ayrıca monopol ve PIFA anten konfigürasyonları için de çeşitleme kazanç sonuçları verilmiştir. Ama bu sonuçlar dipol antenin performansından daha iyi değildir.

Bu çalışmada polarizasyon çeşitleme konusunda literatürde bahsedilmeyen ve kısmen irdelenmiş noktalar ele alınmıştır. Literatürde  $\theta$  ve  $\phi$  elektrik alan vektörlerine

sahip iki antenin arasındaki ilintinin analitik ifadesi tam olarak irdelenmemiştir. Antenler arasındaki ilintinin geliş açısına göre, ufuk ve yükselti açısal dağılımına göre ve XPR'a göre değişimleri irdelenmemiştir. Fakat bu parametreler, uzamsal çeşitleme ile polarizasyon çeşitleme arasındaki başarımlarını değiştiren önemli parametrelerdir. Bu parametrelerle uzamsal ve polarizasyon çeşitlemeli çift dipol anten sistemlerinin sunduğu sistem kazançları farklı kanal senaryoları için kolaylıkla çıkartılabilmektedir. Ayrıca hem polarizasyon hem de uzamsal boyuttan yararlanan çok antenli çeşitleme ve en uygun toplama sistemlerinin başarımları incelenmiş olup farklı kanal ortamlarında farklı dizi şemaları karşılaştırılabilmektedir. Başarımda kanalın ortalama XPR değerinin yanında XPR değişiminin standart sapması da önemli rol oynadığı görülmüştür.

### 1.3. Elektromanyetik Dalga Polarizasyonu

Polarizasyon, elektrik alanının zamanla değişimi olarak ifade edilir. Bir dalganın polarizasyonu uzaydaki sabit bir noktada anlık elektrik alan vektörünün ucunun hareketinin bir ifadesidir. Ya da bir düzlem dalganın polarizasyonu elektrik alanının yönü olarak tanımlanır. Bir düzlem dalganın elektrik alan vektörünü (ve manyetik alan vektörünü) içeren düzleme *polarizasyon düzlemi* denir. Polarizasyon düzlemi elektromanyetik dalganın yayılma yönüne dik düzlemdir[39].

Pozitif z yönünde ilerleyen bir düzlem dalganın yatay ve dikey bileşenlerinin olması durumunda elektrik alan vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir[39].

$$\vec{E}(t, z) = \hat{x} \cdot E_x(t, z) + \hat{y} \cdot E_y(t, z) \quad (1.1)$$

$$E_x(t, z) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \quad (1.2)$$

$$E_y(t, z) = E_2 \cos(\omega t - \beta z + \delta) \quad (1.3)$$

$E_1$  ve  $E_2$  : anlık elektrik alanın x ve y yönündeki genlikleridir. Burada

$w$  : Radyan frekansı= $2\pi f$

$f$  : Elektromanyetik dalga frekansı

$\beta$  : Faz sabiti  $\beta = \frac{w}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$

$\delta$  : Elektrik alanın x bileşeni ile y bileşeni arasındaki faz farkı.

c : Işık hızı( $3 \times 10^8$  m/s)

Bu bileşenlerin her biri zaman ve uzay değişkenleridir. Örneğin  $z=0$ 'da toplam elektrik alanı

$$\vec{E}(t) = \hat{x} \cdot E_1 \cos(\omega t) + \hat{y} \cdot E_2 \cos(\omega t + \delta) \quad (1.4)$$

denkleminde indirgenir. Zamana göre bu vektörün ucu bir elips çizer. Her bir periyotta bir tam dönüş yapar. Bu elipse polarizasyon elipsi adı verilir. Elektrik alanının zamanın bir fonksiyonu olarak elips çizdiği tanımlamak için

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \sin A \sin B \quad (1.5)$$

bağıntısından yararlanılacaktır. Bu bağıntı kullanıldığında  $E_y(t)$  bileşeni

$$E_y(t) = E_2(\cos \omega t \cos \delta - \sin \omega t \sin \delta) \quad (1.6)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (1.4)'deki  $x$  bileşeninden ise

$$\cos \omega t = \frac{E_x}{E_1} \quad (1.7)$$

$$\sin \omega t = (1 - \cos^2 \omega t)^{1/2} = (1 - (E_x / E_1)^2)^{1/2} \quad (1.8)$$

ifadeleri yazılabilir. Denklem (1.7) ve (1.8), denklem (1.6)'da yerine koyulduğunda zamanla değişimi ortadan kaldıran aşağıdaki sonuç çıkar:

$$\left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 - 2\left(\frac{E_x}{E_1}\right)\left(\frac{E_y}{E_2}\right)\cos \delta + \left(\frac{E_y}{E_2}\right)^2 = \sin^2 \delta \quad (1.9)$$

$E_x$  ve  $E_y$ , kartezyen koordinatlardaki  $x$  ve  $y$  konumları olarak ele alındığında denklem (1.9) bir polarizasyon denklemidir[39]. Polarizasyon elipsi bir aksenal orana ve eğim açısına sahiptir. Bunları tanımlamak için Şekil 2'de gösterilen polarizasyon elipsinden yararlanılacaktır. Polarizasyon elipsinin aksenal oranı elipsin şeklini belirler. Bu da

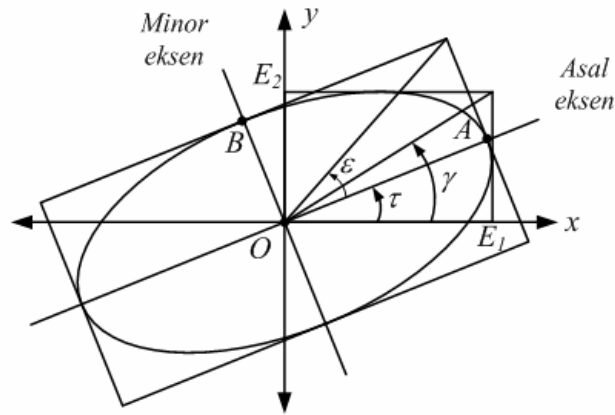
$$|R| = \frac{\text{major eksen uzunluğu}}{\text{minör eksen uzunluğu}} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{OA}{OB} \geq 1 \quad (1.10)$$

$|R| = \infty$  olduğunda elips, doğruya dönüşür. Bu durum doğrusal polarizasyonu ifade eder. Aksenal orana bir işaret verilirse Şekil 2'de gösterilen  $\epsilon$  elipsin eliptik açısı,

$$\varepsilon = \cot^{-1}(-R) \quad -45^\circ \leq \varepsilon \leq 45^\circ \quad (1.11)$$

bağıntısı ile verilir. Sağ el için  $R$ 'nin işareti pozitif, Sol el için  $R$  nin işareti negatiftir. Eksenel oran sonsuz değerden (doğrusal polarizasyon) 1 değerine (daireysel polarizasyon) yaklaşırken  $\varepsilon$  eliptiklik açısı 0 dan  $45^\circ$ 'ye kadar artar. Elipsin  $x$ - $y$  düzelemindeki yönelimi eğim açısı ile tanımlanır. Eğim açısı, asal ekseninin  $x$  eksenine yaptığı açıdır.  $(\varepsilon, \tau)$  çifti polarizasyon elipsini tamamen tanımlar.

$$\tau = \text{eğim açısı} \quad 0 \leq \tau \leq 180^\circ \quad (1.12)$$



Şekil 2.  $x$  ve  $y$  bileşenlerin  $E_1$  ve  $E_2$  genliklerini,  $\varepsilon, \tau, \gamma$  açılarını gösteren polarizasyon elipsi.

Özellikle  $E_1, E_2$  ve  $\delta$  elips geometrisi ile ilişkilidir. Şekil 2'de gösterilen  $\gamma$  bileşenlerin genlikleri ile ilişkili olup

$$\gamma = \tan^{-1}\left(\frac{E_2}{E_1}\right) \quad 0^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ \quad (1.13)$$

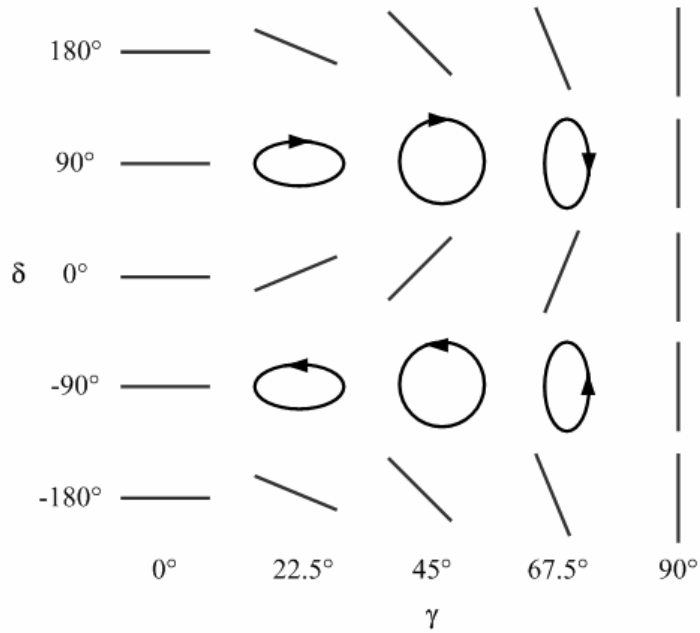
şeklinde tanımlanır.  $\delta, E_y$  ile  $E_x$  arasındaki faz farkıdır. Böylece  $(\gamma, \delta)$  çifti polarizasyon elipsini tanımlamada tek başına yeterlidir. Trigonometrik ilişkilerden  $(\varepsilon, \tau)$  çifti,  $(\gamma, \delta)$  çiftinden doğrudan aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} \sin 2\varepsilon &= \sin 2\gamma \sin \delta \\ \tan 2\tau &= \tan 2\gamma \cos \delta \end{aligned} \quad (1.14)$$

ya da  $(\gamma, \delta)$  çifti,  $(\varepsilon, \tau)$  çiftinden doğrudan aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}\cos 2\gamma &= \cos 2\varepsilon \sin 2\tau \\ \tan \delta &= \tan 2\varepsilon \csc 2\tau\end{aligned}\quad (1.15)$$

Şekil 3.  $(\delta, \gamma)$  parametrelerine göre bazı polarizasyon durumlarını göstermektedir. Eğer dalganın  $y$  bileşeni yoksa ( $E_2 = 0$ ), dalga  $x$  eksenini boyunca doğrusal polarizelidir ya da bir başka deyişle yatay polarizasyona (HP) sahiptir. Eğer dalganın  $x$  bileşeni yoksa ( $E_1 = 0$ ), dalga  $y$  eksenini boyunca doğrusal polarizelidir ya da bir başka deyişle dikey polarizasyona (VP) sahiptir. Eğer dalganın hem  $x$  hem de  $y$  bileşeni eşit genlikte ( $E_1 = E_2$ ) ve eşit fazda ( $\delta = 0^\circ$ ) ise dalga,  $45^\circ$  eğimli doğrusal polarizasyona sahiptir. Eğer genlikler eşit ( $E_1 = E_2$ ) fakat bileşenler birbirlerine dik fazlı ise ( $\delta = \pm 90^\circ$ ), dalga dairesel polarizasyona sahiptir. Eğer  $\delta = +90^\circ$  ise, dalga sol-el dairesel polarizeli; Eğer  $\delta = -90^\circ$  ise dalga sağ-el dairesel polarizelidir. Diğer durumlarda dalga eliptik polarizelidir.



Şekil 3.  $\gamma$  ve  $\delta$  değişkenleri ile gösterilen olası eliptik polarizasyon durumları

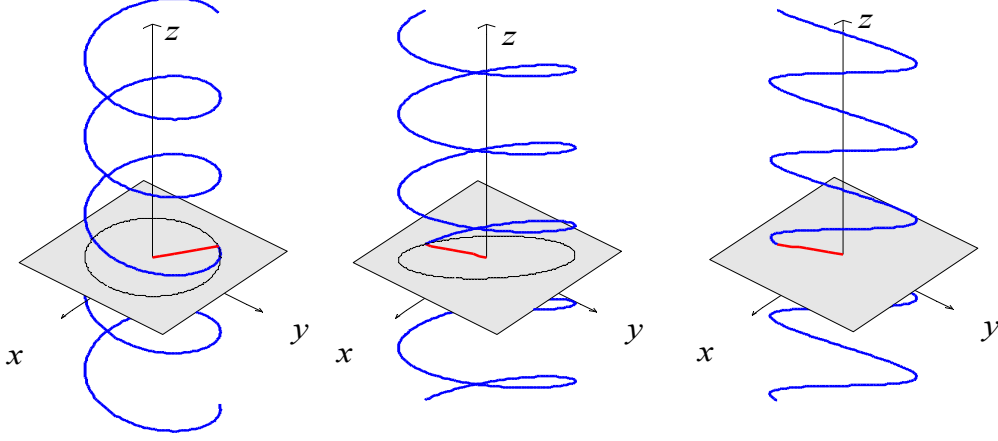
Şekil 4’de sırasıyla dairesel, eliptik ve doğrusal polarizeli elektrik alanının perspektif görünümü gösterilmiştir. Denklem (1.4) ve (1.13)’den  $(\gamma, \delta)$  çifti kullanıldığında,  $\vec{E}$  elektrik alanı,

$$\vec{E}(t, z) = \hat{x} \cdot E_x(t, z) + \hat{y} \cdot E_y(t, z) \quad (1.16)$$

$$\vec{E}(t, z) = (\hat{x}E_0 \cos \gamma + \hat{y}E_0 \sin \gamma e^{j\delta}) \cdot e^{j\omega t - j\beta z} \quad (1.17)$$

$$E_0 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$$

şeklinde gösterilebilir. Bu denklemde  $w$  radyan frekansı,  $\beta$  faz sabitidir.



Şekil 4. Zamanın belli bir anında (a) Dairesel, (b) Eliptik, (c) Doğrusal polarizeli elektrik alanının perspektif görünümü

#### 1.4. Kablosuz Gezgin İletişim Kanallarının Modellenmesi

Bu çalışmada ele alınan uzay-polarizasyon çeşitlenmeli akıllı anten sistemlerinin başarımını doğru bir şekilde analiz etmek için gezgin kablosuz iletişim kanallarının matematiksel olarak modellenmesi gerekir. Bu bölümde temel gezgin iletişim kanalının matematiksel modellenmesi ve bu modelden çıkan bazı istatistiksel özellikler anlatılmıştır. Bu bölüm [40, 41, 42, 43, 44] referanslarından derlenmiştir.

Gezgin kablosuz iletişim kanalı, İletişimin yüksek hızlarda yapılamamasının en büyük sebeplerinden biridir. Doğal olarak bir radyo işareti vericiden alıcıya doğru ilerlerken binalar, ağaçlar, insanlar ve hareket eden birçok nesneye çarparak ilerler. Bu tür ortamlarda radyo dalgasının ilerleme yolu zamanla değişir. Durağan ve önceden kestirilebilir kablolu iletişiminin aksine radyo kanallarındaki değişim parametreleri, çok hızlı olup kolay analiz yöntemleri sağlamazlar. Kablosuz iletişimi iyi bir şekilde anlamak için kablosuz kanalların karakteristikleri üzerinde iyi fikir sahibi olmak gerekir. Tipik bir gezgin kablosuz kanalının davranışı sadece AWGN gürültüsünün bulunduğu kanaldan daha karmaşıktır. Kablosuz iletişim kanalında AWGN ile modellenen alıcıdaki ısı gürültüsünün yanında birçok bozucu etkiler vardır.



Gezgin, çok küçük mesafelerle ilerlerken, alınan anlık işaret çok hızlı bir şekilde değişir. Bu tür değişimlere küçük ölçekli sönümlenme denmektedir. Bu olay, farklı yönlerden gelen rasgele fazlara sahip birçok yansımış işaretin vektörel toplamının sonucundan kaynaklanmaktadır. Alınan işaret, gezgin yaklaşık her yarım dalga yol aldığı anda sönümlenmeye uğrar. Ayrıca gezgin, baz istasyonundan uzaklaştıkça alınan işaretin yerel ortalaması da düşmeye başlar. Yerel ortalama seviyeleri, geniş-ölçekli yayılım modelleri(gölgeleme) ile kestirilebilmektedir. Bu tür yayılım ortamlarında dalganın ilerlemesi, kırınım, yansıma ve saçılım olaylarını içinde barındıran karmaşık bir süreçtir.

Elektromanyetik bir dalga, dalga boyuna göre çok geniş boyutlu bir nesneye çarptığında *yansıma* olayı meydana gelir. Yansıma yer yüzeyinde, binalarda ve duvarlarda meydana gelir.

Verici ve alıcı arasındaki radyo yolu keskin kenarlara sahip bir yüzeyden dolayı engellenirse *kırınım* meydana gelir.

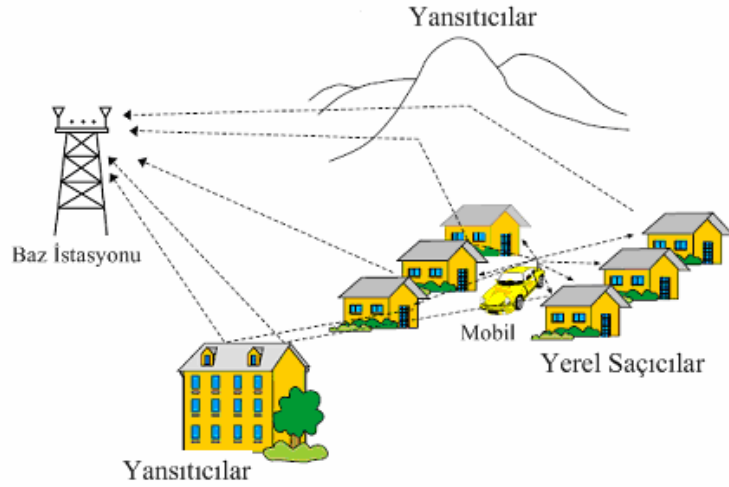
Dalganın ilerlediği ortam, dalga boyuna göre çok küçük boyutlu nesnelere oluştuğunda *saçılım* denen olay meydana gelir. Saçılmış dalgalar kanaldaki pürüzlü yüzeylerden ve küçük nesnelere kaynaklanır. Örneğin yapraklar, trafik işaret ve lamba direkleri gezgin iletişim sisteminde saçıcı görevi görürler.

Kablosuz iletişim sistemlerinin performansını analiz edebilmek için kanalın gerçeğe yakın modelinin çıkartılması gerekir. Tek antenli kanallar için birçok istatistiksel modeller vardır. Anten dizili sistemlerin performansını incelemek için istatistiksel vektör kanal (birçok anten) modellerin çıkartılması gerekmektedir. Çünkü tek antenli sistemlerde işaretin antene geliş açıları hesaba katılmaz. Fakat çok antenli sistemlerde işaretin diziyeye geliş açıları veya kanalın açısız dağılımı hesaba katılmalıdır.

#### **1.4.1. Küçük Ölçekli Sönümlenme**

Küçük ölçekli sönümlenme, zamanın nispeten küçük bir aralığında işaret seviyesindeki dalgalanmalar olarak söylenir. Sönümlenmenin sebebi *çok-yol (multi-path) yayılımıdır*. Küçük ölçekli sönümlenme ya da çok-yollu sönümlenme bir mobilin küçük ilerlemelerinde meydana gelir. Çalışmamızın bu kısmından sonra geçen sönümlenme sözcüğü küçük ölçekli sönümlenme anlamı taşır. Karmaşık kentsel bir gezgin iletişim

ortamında vericiden çıkan radyo işaretleri alıcıya birçok farklı yayılım yolunun üzerinden ulaşırlar. Bu ulaşan aynı radyo işaretlerin bir kısmı doğrudan, bir kısmı çevredeki nesnelere yansiyarak ya da saçılarak gelir. Bu birçok radyo işaretinin alıcıda vektörel olarak toplanması sonucunda elde edilen toplam işaretin seviyesinde hızlı düşüşler ve yükselmeler meydana gelir. İşaret üzerindeki bu bozulmaya sönümlenme denir. Böyle bir durumu oluşturan kanallara da sönümlü kanallar denir. Gezgin terminalin ve ortamın hızı işaret seviyesindeki sönümlenmelerin ne kadar hızlı olacağını belirler.



Şekil 5. Kablosuz iletişim ortamı[41]

Kanala verilen işaret  $s(t) = m(t)e^{j(2\pi f_c t + \varphi_0)}$  olsun. Burada  $j$  terimi karmaşık birimdir ( $j = \sqrt{-1}$ ).  $m(t)$ , B bant genişliğine sahip temel bant işareti,  $f_c$ , taşıyıcı frekansı ve genellikle sıfır kabul ettiğimiz  $\varphi_0$  herhangi bir fazdır.  $v$  hızında ilerleyen bir gezginin gönderdiği işaretler, verici alıcı arasında doğrudan bir görüşün olmadığı (none line of sight -NLOS) bir iletişim kanalından geçtikten sonra alıcı tarafından çok yönlü bileşenlerinin toplamı şeklinde alınır[40, 41, 42, 43, 44]. Alınan işaret

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{i=1}^L R_i s(t) e^{j(w_m t \cos \alpha_i + \Phi_i)} \\
 x(t) &= \sum_{i=1}^L R_i m(t) e^{j(w_m t \cos \alpha_i + \Phi_i)} e^{jw_c t} \\
 \text{Re}\{x(t)\} &= \sum_{i=1}^L R_i m(t) \cos(w_c t + w_m t \cos \alpha_i + \Phi_i)
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

şeklinde yazılır. Burada,

- $\text{Re}\{\}$  : karmaşık bir değerin gerçel kısmıdır.
- $L$  : alıcıya gelen toplam ışın (alt yol) sayısı
- $R_i$  :  $i$ . yolun zayıflamasını temsil eden diğer parametrelerden bağımsız rasgele bir değişken,
- $\alpha_i$  :  $i$ . yansıtıcının gezgin hız vektörüne göre yönü,
- $\Phi_i = 2\pi\tau_i$  :  $i$ . ışının  $\tau_i$  kadar gecikmesinden dolayı maruz kaldığı faz kayması,
- $w_c = 2\pi f_c$  : gönderilen işaretin taşıyıcı radyan frekansı,
- $w_m = \frac{2\pi v}{\lambda_c}$  , : maksimum Doppler radyan frekansı,  $\lambda_c$  gönderilen dalganın dalgaboyu,

Ayrıca burada alıcıya gelen tüm ışınların bir sembol süresi içinde geldiği kabul edilmiştir. Bundan dolayı her bir bileşen aynı zayıflamaya uğradığı kabul edilebilir. Ayrıca bu kabuller ışığında işaretin düz sönümlü bir kanaldan(dar bant kanal) geçtiği söylenebilir. O zaman vericiden gönderilen ışınlar farklı yollardan geçtikten sonra ,  $\tau_0$  anında alıcıya ulaştığı kabul edilirse, alınan toplam işaret

$$x(t) = m(t - \tau_0) \cdot \left( \sum_{i=1}^L R_i e^{j\psi_i(t)} \right) \cdot e^{j2\pi f_c t} \quad (1.19)$$

şeklinde yazılabilir.

$$\psi_i(t) = 2\pi f_m t \cos \alpha_i + \Phi_i = 2\pi f_i t + \Phi_i \quad (1.20)$$

$\psi_i(t)$  açısı  $[0, 2\pi]$  arasında düzgün dağılıma sahip rasgele değişkenlerdir. Bu kabule dayalı analitik sonuçlar [45]'deki ölçüm sonuçları ile uyumaktadır. O zaman alınan eşdeğer temel bant işareti

$$\tilde{x}(t) \approx m(t - \tau_0) \cdot \left( \sum_{i=1}^L R_i e^{j\psi_i(t)} \right) \quad (1.21)$$

dir.

$$\beta(t) = \left( \sum_{i=1}^L R_i e^{j\psi_i(t)} \right) = \alpha(t) e^{j\varphi(t)} \quad (1.22)$$

olsun.  $\tilde{x}(t), m(t)$  temel bant işaretinin eşdeğer kanal tepkisi olduğu için kanalın zamanla değişen  $\tau_0$  anındaki birim vuruş tepkisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

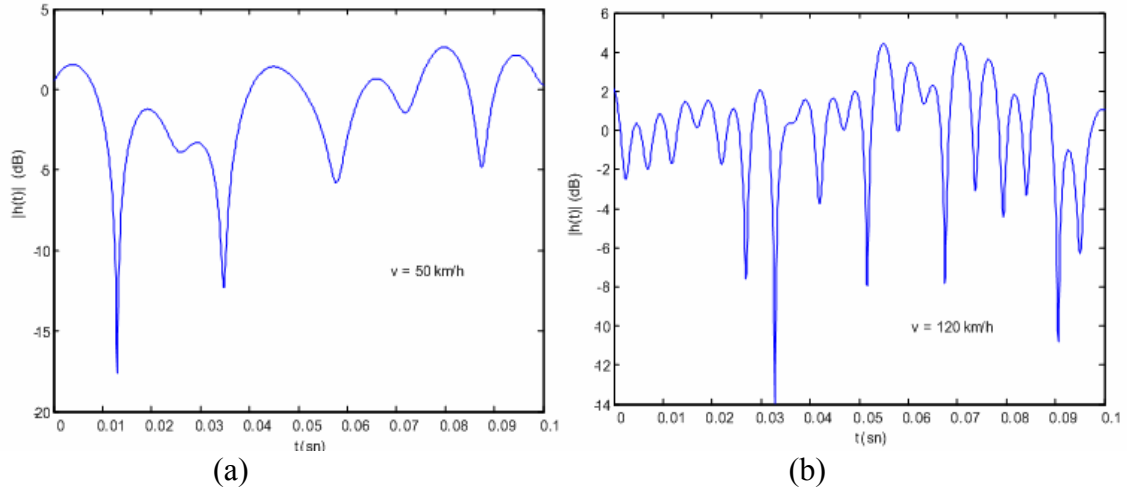
$$h(t, \tau_0) = \alpha(t) e^{j\varphi(t)} \cdot \delta(t - \tau_0) \quad (1.23)$$

$\tau_0$  anı referans alındığında birim vuruş tepkisi

$$h(t) = \alpha(t) e^{j\varphi(t)} \cdot \delta(t) \quad (1.24)$$

şeklinde yazılabilir.

L yansıtıcıların sayısı sonsuz olduğunda  $\alpha(t)$ , Rayleigh dağılıma sahip olur.  $\varphi(t)$  ise düzgün dağılıma sahip olur[41, 43]. Şekil 6'da sırasıyla 50 km/h ve 120 km/h ile hareket eden bir gezgin için bilgisayarda benzetimi yapılmış çok yollu Rayleigh sönümlü kanalın tepkisi gösterilmiştir. Şekil 7'de 2.5sn süresince her 100 $\mu$ s'de bir alınan örneklerin değerlerinin histogramı çizilmiştir.

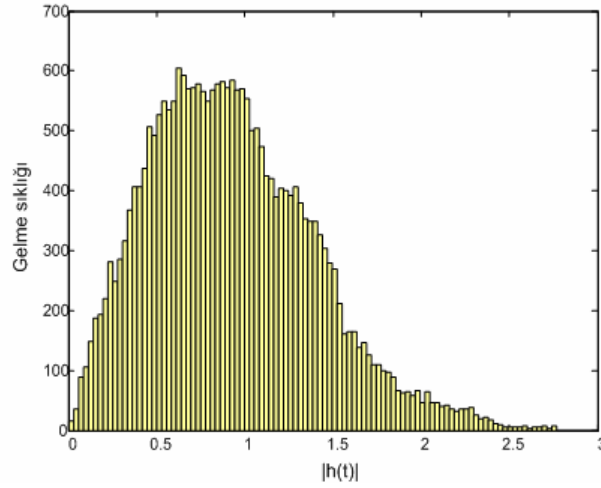


Şekil 6. Alıcıda alınan işaretin 0.1 sn içindeki değişimi (a) v=50km/h (b) v=120km/h

Bazı ölçülen verilerin yorumundan, yol gecikme süresi  $\tau$  üstel rasgele bir değişken olarak modellenebilir[41].

$$f_T(\tau) = \frac{1}{\bar{T}} e^{-\frac{\tau}{\bar{T}}} \quad \tau \geq 0 \quad (1.25)$$

Bu arada  $\bar{T}$ , ortalama zaman gecikmesidir. İşaretin bant genişliği  $B$ ,  $T \approx B^{-1}$  olacak şekilde arttıkça  $s(t - \tau_n) \approx s(t - \tau_0)$  yaklaşımı artık geçerli olmayacaktır. Alınan işaret, her biri zamanda  $\tau_n$  gecikmiş ve  $\varphi_n$  faz kaymış orijinal işaretin kopyaları olacaktır.



Şekil 7. Rayleigh kanal histogramı ( $v=120\text{km/h}$ , toplam süre 2.5sn)

Geniş bant işaretler için kanal tepesi alt çok-yol kümelerinden oluşabilir. Belli bir  $\tau_n$  anında gelen çoklu yollar toplanıp tek bir yol gibi düşünülür. O zaman alınan işaret aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\varphi_n(t)} \cdot x(t - \tau_n) \quad (1.26)$$

$N$ , çözülebilir yolların sayısıdır.  $\alpha_i, \varphi_i, \tau_i$ , çözülebilir yolların sırasıyla genliği, fazı ve gecikme süreleridir. Buna göre kanalın zamanla değişen birim vuruş tepesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{j\varphi_n(t)} \cdot \delta(t - \tau_n) \quad (1.27)$$

Gezgin, ortamda ilerlerken alınan işareti oluşturan yansıtıcıların konumları ve sayıları değişecektir. Bundan dolayı  $\tau_n, \alpha_n, \varphi_n$  ve  $N$  zamanla değişir. Yapılan ölçümlerde  $\tau_n$  zaman gecikmesi Poisson ya da değiştirilmiş Poisson süreci ile karakterize edilir[46]. Burada  $\tau_N - \tau_1$  farkına *aşırı gecikme yayılımı* denmektedir. Geniş bant çok yollu kanallarda en çok kullanılan parametreler  $\bar{\tau}$  ortalama aşırı gecikme yayılımı ve  $\sigma_\tau$  rms (root mean square - karelerinin ortalamalarının karekökü) gecikme yayılımı parametreleridir. Pratik kural olarak, eğer  $T_s \geq 10\sigma_\tau$  ise kanal *düz sönümlü* eğer  $T_s < 10\sigma_\tau$  ise kanal *frekans seçici sönümlü*dür [40].

Denklem (1.22)'deki  $\beta(t)$ ,  $L$  tane ışının toplamıdır. Bu toplamdaki elemanlardan biri için beklenen değer,

$$\begin{aligned}\mathbf{E}[R_i e^{j\psi_i}] &= \mathbf{E}[R_i] \mathbf{E}[e^{j\psi_i}] \\ &= \mathbf{E}[R_i] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\psi} d\psi \\ &= 0\end{aligned}\quad (1.28)$$

bulunur. Burada  $\mathbf{E}$ , istatistiksel beklenen değer operatörüdür. Denklem (1.28)'de  $R_i$  ve  $e^{j\psi_i}$  birbirinden bağımsız rasgele süreçler olduklarından

$$\mathbf{E}[XY] = \mathbf{E}[X] \mathbf{E}[Y] \quad (1.29)$$

özelliği uygulanmıştır.  $R_i$  sabit bir değer de olabilir. Sonuç olarak toplam işaretin ortalaması

$$\mathbf{E}[\beta] = \mathbf{E}\left[\sum_{i=1}^L R_i e^{j\psi_i}\right] = \sum_{i=1}^L R_i \mathbf{E}[e^{j\psi_i}] = 0 \quad (1.30)$$

olur. Bu işaretin gücü ise

$$\begin{aligned}\mathbf{E}[|\beta\beta^*|] &= \mathbf{E}\left[\sum_{m=1}^L R_m e^{j\psi_m} \sum_{n=1}^L R_n e^{-j\psi_n}\right] \\ &= \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L R_m R_n \mathbf{E}[e^{j(\psi_m - \psi_n)}] \\ &= \sum_{i=1}^L R_i^2 = P_0\end{aligned}\quad (1.31)$$

şeklinde yazılır. Buradaki iki rasgele faz, birbirine eşit olmadığı sürece farkı da rasgeledir[43].

### 1.5. Açısal Dağılım Modelleri

Bu bölümde, çalışmamızda ele aldığımız uzay-polarizasyon akıllı anten sistemlerinin başarımında rol oynayan antenler arasındaki ilinti değerini önemli ölçüde etkileyen açısal dağılım konusu ele alınmıştır. Ayrıca bu bölümde literatürde öne çıkmış bazı açısal dağılım modelleri üzerine bilgiler verilmiştir.

Tipik bir gezgin iletişim ortamında radyo işareti alıcı antene birçok yoldan gelmektedir. Gelen dalgaların çoğu binalardan kırınır, yansır ya da çevredeki nesnelere tarafından saçılır[47, 48]. Binaların yüksekliği büyüklüğü şekli ve materyali için genel bir kural olmadığı için gelen dalgaların geliş açısı, sayısı, gücü, polarizasyonu ve fazı da değişmektedir. Dalga böyle bir yayılım ortamında rasgele ilerlediğinde, birçok dalga antene rasgele yönlerden geldiği kabul edilebilir. Alıcıdaki açısal dağılım anten dizisine gelen ışınların geliş açısının dağılımıdır. Açısal dağılım, literatürde güç ufuk spektrumu(PAS), güç spektrum yoğunluğu, açısal enerji dağılımı, açısal yoğunluk fonksiyonu olarak ta geçmektedir. Bir yolun geliş açısı bazı durumlarda istatistiksel olarak yol gecikmesi ile ilişkilendirilir. Açısal dağılım uzamsal-seçici sönümlenmeye sebep olur. Anlamı, işaretin genliği antenin uzamsal konumuna bağlıdır. Uzamsal seçici sönümleme, eş evre mesafesi olarak karakterize edilir. Açısal dağılım ne kadar genişse uyum mesafesi o kadar düşüktür. Ya da, uyum mesafesi iki antendeki kanal tepkesinin güçlü bir şekilde ilintili olduğu maksimum uzamsal aralığı temsil eder[49]. Tablo 4’de bazı ortamlarda tipik kanal parametreleri verilmiştir.

Tablo 4. Hücreli iletişim uygulamalarında tipik gecikme, açısal ve Doppler yayılım değerleri [49].

Ortam	Gecikme Yayılımı	Açısal Dağılım	Doppler Yayılımı
Düz Kırsal (Makro)	0.5 $\mu$ s	1°	190 Hz
Kentsel (Makro)	5 $\mu$ s	20°	120 Hz
Tepeli (Makro)	20 $\mu$ s	30°	190 Hz
Alışveriş merkezi (Mikro)	0.3 $\mu$ s	120°	10 Hz
Bina içi (Piko)	0.1 $\mu$ s	360°	5 Hz

Dış ortamlarda baz istasyonuna gelen dalgalar belli bir ufuk sektöründe gelir. Bu durum, temelde gezgin etrafındaki saçıcıların uzamsal dağılımı ile ilişkilendirilen açısal güç ufuk spektrumunun tanımlanmasına önderlik eder. Saçıcıların uzamsal dağılımından uygun bir geometri kullanarak, gelen ışınların açısal güç spektrumu çıkartılabilir. Akıllı anten sistemlerinin performansı çok-yol bileşenlerinin geliş açısı ile doğrudan ilişkilidir. Böyle bir durumda geliş açısının dağılımını veren daha gerçekçi modellere ihtiyaç vardır. Uzamsal saçıcı modeller [1] ve [50]’de ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

Gelen dalgaların bu rasgele oluşumunu ele almak için önerilen çoğu istatistiksel modeller açısal yoğunluk fonksiyonunun ufukta düzgün olduğunu kabul etmektedir[51, 52,

53]. Baz istasyonunda görünen açısız dağılımı düzgün olarak kabul eden çalışma [54]'de verilmiştir. Bu çalışma uzamsal olarak farklı iki noktada bulunan antenler arasındaki çapraz ilintinin kapalı form çözümünü de vermektedir. Benzer biçimde hem dikey polarizeli hem de yatay polarizeli dalgalarının açısız yoğunluk fonksiyonları ufukta düzgün olduğu kabul edilmiştir. Saçıcıların uzamsal dağılımının düzgün olması demek antene gelen ışınların geliş açılarının  $-\Delta\phi/2 \leq \phi \leq \Delta\phi/2$  bölgesindeki dağılımını düzgün yapmaz. Gerçekte geliş açısını düzgün dağılıma yol açacak saçıcı dağılımını fiziksel olarak kanıtlamak zordur[55].

İlk önce Lee tarafından önerilen modelde gezginin etrafındaki saçıcı elemanlar, gezginin etrafında eşit aralıkla yerleştirilmiş bir halka üzerindedir. Bu modelde baz istasyonunda görülen dağılım  $\cos^n(\phi)$  dağılımıdır[56]. Bu durum literatürde etkin saçıcı modeli ya da halka modeli olarak geçmektedir[1].

Jakes tarafından Dairesel Disk Saçıcı Modeli (CDSM) önerilmiştir[3]. Bu model, merkezi gezgin olan bir daire içindeki saçıcıların dağılımının düzgün olduğunu kabul etmektedir. [57]'de CDSM modeli ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Önerilen modellerin çoğu özel bir ortamda yapılan ölçümler üzerine kurulmuştur. Ayrıca Gaussian saçıcı(GS) modeli önerilmiştir[58]. Burada CDSM klasik uzamsal bir model olduğu için, GS belirli ortamlarda daha gerçekçidir. Örneğin [55]'de yapılan ölçümler kırsal ve banliyölerde geliş açısı istatistiği Gaussian dağılımlıdır. Bu durum Gaussian geliş açısı(GAA) modeli için bir temel teşkil eder. Ayrıca [59]'da kentsel ortamlarda gezginin etrafındaki saçıcı elemanların dağılımının en iyi Gaussian çan eğrisi ile tanımlandığı gösterilmiştir. Eğer gezginin etrafındaki saçıcıların dağılımı Gaussian model olarak kabul edilirse baz istasyonundan görülen açısız dağılım da Gaussian olur. Böyle bir durumda açısız dağılım ile antenler arasındaki çapraz ilinti arasında Fourier dönüşüm ilişkisi vardır[59].

[60, 61]'deki çalışmalarda hem kırsal hem de kentsel ortamlarda ölçümler yapılarak baz istasyonunda görünen açısız dağılımın kesik Laplacian dağılımına sahip olduğunu göstermişlerdir. [62, 63, 64]'de Laplacian açısız dağılımda dairesel anten dizisinin uzamsal sönümlü ilinti fonksiyonu analitik olarak verilmiştir. [49]'da Gaussian, Laplacian ve düzgün açısız enerji dağılımları için uzamsal ilinti için basit genelleştirilmiş formüllerle karşılaştırma yapılmıştır. Ayrıca yapılan ölçümlerle baz istasyonunun yüksekliği açısız dağılımı etkileyen bir faktördür. Anten yüksekliği arttıkça açısız dağılım azalmaktadır[65].



Tablo 5’de hücre büyüklüklerine uygun açısal dağılım modelleri verilmiştir. Tablo 6’da makro, mikro ve piko hücrelerde ve farklı frekanslarda açısal dağılım değerleri verilmiştir.

Tablo 5. Hücelere göre uygun açısal dağılım modelleri [66].

		BS	MS
Dış Ortam	Makro hücre	Laplacian	Düzgün
	Mikro hücre	n. dereceden cosine Truncated Gaussian Düzgün	
	Piko hücre	≈Düzgün	
Bina içi		Düzgün	

[67]’de bazı makro hücre ortamlar için yarıçap değerleri ve 1 km<sup>2</sup> ye düşen saçıcı sayısı verilmiştir. Ayrıca zamanla alt yol sayısının Poisson dağılımına sahip olduğu gösterilmiştir. Makro hücrelerde BS etrafındaki saçıcılar çok azdır. MS etrafındaki saçıcıların etkin yarıçapı makro hücre için 100 m, mikro hücre için 30 m seçilmiştir. Bu durum en iyi fiziksel durumu yansıtır. Saçıcı noktaların olasılık yoğunluk fonksiyonu Gaussian dağılımlı alınmıştır.

Tablo 6. Ortalama açısal dağılım[66].

Taşıyıcı frekans (MHz)	Dış Ortam					Bina içi
	Makro hücre			Mikro hücre		
	Kentsel	Alt kentsel	Kırsal	LOS	NLOS	
1000						20°-60°
1800	5°-10°					
1800	8°	5°				
1845			<10°			
1873	3°-15°					
2100	7°-12°	13°-18°				
2154		10,3°				
2200			3°	<10°	<20°	
7000						22°-26°

Geometrik tabanlı vektör kanal modelleri, nesnelerin yayıldığı uzayda bir bölge ve bu nesnelerin dağılımını tarif eder. Bu nesneler yansıma ve/veya saçılım görevlerini üstlenirler. Çoğu zaman çok yönlü bir işaret, vericiden alıcıya tek bir yansıma veya sıçrama yapmış olarak görünür. Bundan dolayı bu modellere Geometrik Tabanlı Tek Sıçramalı

Modeller (GBSB) denmektedir[65]. Eliptik kanal modeli mikro hücresel ortamı tanımlayan tipik Geometrik Tabanlı Tek Sıçramalı Modeldir[65, 68]. Burada verici ve alıcı bir elipsin iki odağına (foci) yerleştirilir ve nesnelere bu elips içinde dağılmış şekildedir. Maksimum gecikme elipsin sınırlarını belirler. Eliptik model önceki söz edilen diğer modellerden daha geniş bir açısal dağılım sağlar.

Kentsel ve alt kentsel ortamlarda yükselti açısının açısal yoğunluk fonksiyonu konusundaki bilgiler farklılık göstermektedir. Lee [56], 16°'den biraz büyük olabildiğini fakat 39°'den küçük olduğunu ifade etmiştir. Yeh[27], yükselti açısının 11°'den biraz büyük olduğunu fakat 39°'den küçük olduğunu söylemiştir. Watanabe[69], 873 MHz bandında yaptığı ölçümlere dayalı olarak yükselti açılarının 0°-30°'lik bir alanda yayıldığını söylemiştir. Ikegami ve Yoshida kentsel bir bölgede 205 MHz bandında 12 dB kazançlı 12 elemanlı Yagi-Uda anteni kullanarak gelen dalgaların geliş açısını ölçmüşlerdir[47]. Bu ölçümler, yükselti açısının açısal dağılımı 0°-50°'lik bir bölgede yayıldığını göstermiştir. [27]'de iki farklı yerde yapılan ölçümde dikey polarizeli antenle alınan dalgaların yükselti geliş açısının ortalaması 19° ve 20°, standart sapması 20° ve 42° çıkmıştır. İki farklı yerde yapılan ölçümde yatay polarizeli antenle alınan dalgaların yükselti geliş açısının ortalaması 32° ve 50°, standart sapması 64° ve 90° çıkmıştır. [27]'de yapılan ölçümlerde dikey polarizeli antenden alınan işaretlerin yükselti açısal dağılımı Gaussian, yatay polarizeli antenle alınan işaretlerin açısal dağılımı ise düzgün dağılıma benzemektedir. Fakat [70]'deki yapılan çalışmada yükselti geliş açısının simetrik Gaussian dağılımına sahip olamayacağını, bunun doğru bir yaklaşım olmadığını söylemiştir. Yaptıkları ölçümlerle yükselti geliş açısının dağılımı sağ ve sol tarafı farklı  $\sigma_{RMS}$  değerlerine sahip çift üstel fonksiyona sahip olduğunu göstermiştir. Eğer sağ sol tarafın RMS değerleri aynıysa ortaya çıkan dağılım Laplacian açısal dağılım olur. Bu ölçümlerden çıkan sonuçlara göre yükselti açısının geniş bir açısal yayılma sahip olduğu görülmüştür. Bu ölçümler arasındaki farklılık ise ortam koşullarının farklı olmasından kaynaklanmaktadır.

Bir kanalın, açısal dağılımının karelerinin ortalamasının karekökü (RMS) kanalın açısal dağılımının bir ölçüsü olup

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{E[\phi^2] - E^2[\phi]} \quad (1.32)$$

$$E[\phi] = \frac{\int_0^{2\pi} \phi p_{\Phi}(\phi) d\phi}{\int_0^{2\pi} p_{\Phi}(\phi) d\phi}; E[\phi^2] = \frac{\int_0^{2\pi} \phi^2 p_{\Phi}(\phi) d\phi}{\int_0^{2\pi} p_{\Phi}(\phi) d\phi}; E^2[\phi] = \{E[\phi]\}^2 \quad (1.33)$$

şeklinde tanımlanır[65].  $p_{\Phi}(\phi)$ ,  $\phi$  açısından alınan güçtür. Eğer  $p_{\Phi}(\phi)$ , olasılık yoğunluk

fonksiyonu olarak değerlendirilirse  $\int_0^{2\pi} p_{\Phi}(\phi) = 1$  olur. Ayrık kanal modeli için

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2 \phi_i^2}{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2} - \left( \frac{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2 \phi_i}{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2} \right)^2} \quad (1.34)$$

şeklinde yazılır.  $\alpha_i^2$ ,  $\phi_i$  yönünden gelen ışının ortalama gücüdür.

### 1.5.1. CDSM Açısal Dağılımı

Bu modelde saçıcılar şekilde gösterildiği gibi R yarıçaplı bir gezginin etrafında düzgün olarak dağıldığı kabul edilmiştir. D, baz istasyonu ile gezgin istasyon arasındaki mesafedir. Eğer gezgin (0,0) koordinatlarına yerleştirilse, gezginin etrafındaki saçıcıların konumunun olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$p_{X,Y}(x,y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi R^2}, & x^2 + y^2 \leq R^2 \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (1.35)$$

$p_{S,\Phi}(s,\phi)$  yoğunluğunu bulmak için  $(x,y)$  rasgele değişkenlerinin  $(s,\phi)$  rasgele değişkenlerine dönüşümü gerektir. Bunun için aşağıdaki gibi Jacobian dönüşüm uygulanır.

$$\begin{aligned} p_{S,\Phi}(s,\phi) &= |J| p_{X,Y}(x,y) \Big|_{x=f(s,\phi), y=g(s,\phi)} \\ x &= f(s,\phi) = s \cdot \cos \phi - D \\ y &= g(s,\phi) = s \cdot \sin \phi \end{aligned} \quad (1.36)$$

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial s} & \frac{\partial g}{\partial s} \\ \frac{\partial f}{\partial \phi} & \frac{\partial g}{\partial \phi} \end{vmatrix} = s \quad (1.37)$$

Denklem (1.36)'deki  $J$ , dönüşümün Jacobian'ıdır. Buna göre (1.36) ve (1.37), (1.35)de yerine koyulduğunda  $p(s, \phi)$  aşağıdaki gibi yazılır.

$$p_{S,\Phi}(s, \phi) = \begin{cases} \frac{s}{\pi R^2}, & s_1 \leq s \leq s_2, \phi_1 \leq \phi \leq \phi_2 \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (1.38)$$

Burada

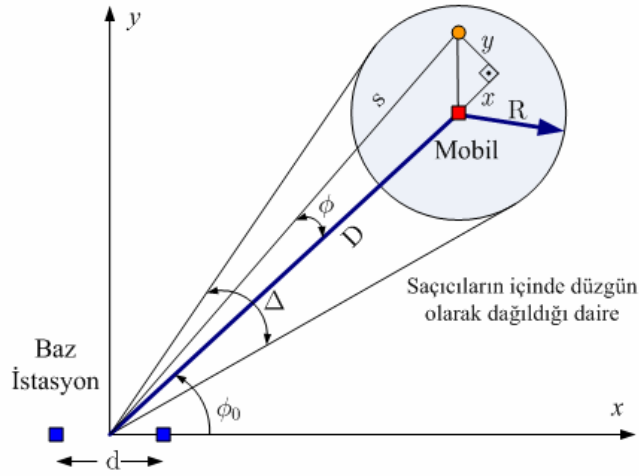
$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{R^2 + D^2(1 - 2 \sin^2 \phi) - B} \\ s_2 &= \sqrt{R^2 + D^2(1 - 2 \sin^2 \phi) + B} \\ B &= 2D \cos \phi \sqrt{R^2 - D^2 \sin^2 \phi} \\ \phi_1 &= -\sin^{-1}(1/v) \\ \phi_2 &= \sin^{-1}(1/v) \\ v &= \frac{D}{R} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Şekil 8'de gösterilen  $s$  parametresinin sınırı  $\phi$ 'yi sabitleyerek belirlenir ve ondan sonra şekildeki saçıcı çemberi kesen doğru üzerindeki noktalar hesaplanır.  $\phi$  parametresinin sınırları baz istasyonu ile saçıcı çemberi birbirine bağlayan iki teğet doğrunun açıları arasındaki bulunularak belirlenir.  $p(s, \phi)$   $s$  parametresine göre integrali geliş açısının yoğunluğunu verir[2].

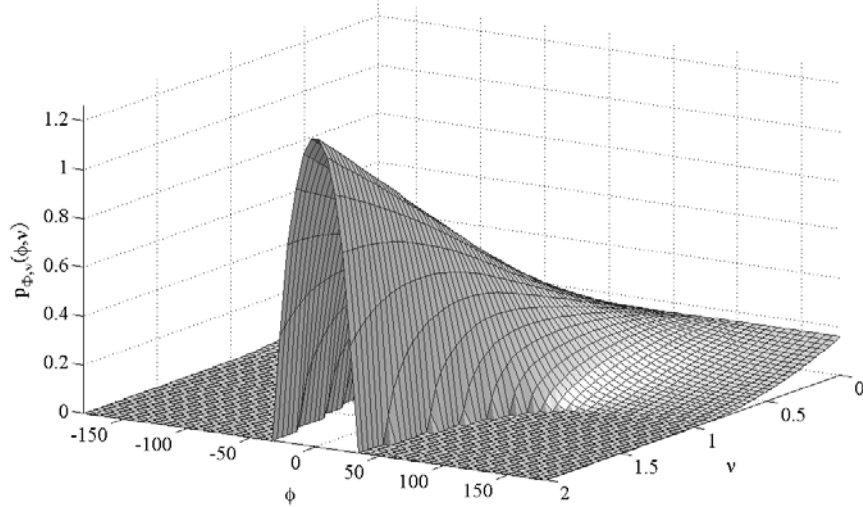
$$p_{\Phi,v}(\phi, v) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \left( v \cos \phi + \sqrt{1 - v^2 \sin^2 \phi} \right)^2, & 0 \leq \phi \leq 2\pi; 0 \leq v \leq 1 \\ \frac{2}{\pi} v \cos \phi \sqrt{1 - v^2 \sin^2 \phi}, & \phi_1 \leq \phi \leq \phi_2; v > 1 \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (1.40)$$

$v > 1$  olması durumunda baz istasyonu saçıcı çemberin dışında konumlanmıştır.  $0 \leq v \leq 1$  olması durumunda baz istasyonun saçıcı çemberin içinde kalmıştır. Şekil 9, hem  $\phi$ 'nin hem de  $v$ 'nin fonksiyonu olan  $p_{\Phi,v}(\phi, v)$ 'yi göstermektedir. Bu şekilden şu sonuçlar çıkarılabilir.:  $v$ 'nin büyük olması durumunda gezgin birim baz istasyonunda uzakta olduğu durumu ve bütün saçıcıların gezgine yakın olduğunu durumu göstermektedir. Böyle bir durumda olasılık yoğunluk fonksiyonu birim vuruş a benzer bir yoğunluk fonksiyonu gösterir. Tersisi durumda,  $v$ 'nin küçük olması durumunda gezgin baz

istasyonuna yakın ve saçıcı çember çok büyüktür (NLOS yayılım ). Böyle bir durumda olasılık yoğunluk fonksiyonu düzgün dağılım gösterir.  $v = 0$  olduğunda yoğunluğu  $1/2\pi$ 'dir.



Şekil 8. Saçıcıların içinde düzgün olarak dağıldığı dairesel disk modeli[2]

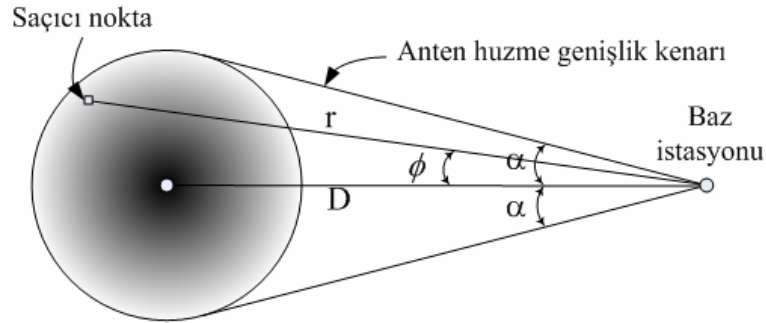


Şekil 9. CDSM'de geliş açısı yoğunluğu

### 1.5.2. Gaussian Saçıcı Modeli

Bir önceki kısımda gezginin etrafındaki yerel saçıcı elemanları tanımlamak için klasik CDSM kullanılmıştır. Fakat [55, 58, 59]'da saçıcı elemanların Şekil 10'da gösterildiği gibi en iyi Gaussian çan eğrisi tarifine uyduğu gösterilmiştir. Bu durumda saçıcı noktaların çoğunluğu birbirine kümelenmiş olup gezginden olan uzaklık arttıkça saçıcı noktaların yoğunluğu azalmakta olduğu kabulüne dayanır. Özellikle bu fikir, mikro

hücre ortamlarda iyi bir yaklaşımdır. Örneğin kentsel bir alanda duran bir gezgin hemen yakınında çok sayıda binalar görür. Ayrıca saçıcı binaların arasından bakıldığında ikinci sıradaki binalar görünür ve bu olay böyle devam eder. Gezginden olan uzaklık arttıkça, daha az binalar görünmeye başlar (yani binalar birbirini örtmeye başlar). Kırsal, tipik kentsel, kötü kentsel senaryolar için COST-207’de önerilen çok-yol yoğunluk olasılığı ele alındığında bu üç durum için yoğunluk profili üstel bir eğri sergiler. Bu kabul bu fikrin birbirine olan bağlantısı tüm gecikmiş yolların yerel saçıcı elemanlardan dolayı olduğudur ve yerel saçıcı elemanların Gaussian dağılımlı olması bu durumda çok mantıklıdır. Gezgini istasyon, yakınında çok fazla saçıcı nokta görür (küçük gecikme değerleri). Mesafe arttıkça daha az saçıcı nokta görür( daha büyük gecikme değerleri). Kentsel mikro hücre ortamlarda yapılan ölçümler bu düşüncüyü doğrulamaktadır. Fakat bu iddia dağlık arazi durumlarında ve bina içi ortamlarda doğru değildir. Bu durumlarda, gezgin belirgin coğrafi elemanlarla çevrilidir(dağlar ya da ofisin duvarları). Bu durumda saçıcı elemanların üzerinde olduğu halka modeli çok daha uygundur[2].



Şekil 10. Gaussian yaklaşımı kullanan saçıcı elemanların modellenmesi [2].

Şekil 10’da gezgin baz istasyonundan D kadar uzaklıktadır. Baz istasyonu, gezgini ve hatta gezginin etrafındaki saçıcıları aydınlatmak için  $2\alpha$  huzme genişlikli yönlü bir anten kullanmaktadır. Bu durumda baz istasyonundan  $r$  ve  $\phi$  koordinatındaki saçıcıların yoğunluğu iki değişkenli Gaussian dağılımı ile tarif edilir[58].

$$p_{R,\Phi}(r, \phi) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{(-r^2 + D^2 - 2rD \cos \phi) / 2\sigma^2} \quad (1.41)$$

Burada  $\phi$  ufuk açısıdır. Anten sisteminin huzme genişliği bilindiği kabul edilirse baz istasyonundaki işaretlerin geliş açısının olasılık yoğunluk fonksiyonu belirlenebilir. Kullanılan bu kabul gezginden veya gezgine olan transmisyunun hücre içinde eşit olasılıkta bulunan herhangi bir saçıcı noktadan yansıyabildiğidir. Böyle bir durumda geliş

açısı düzgün dağılıma sahip olur. Saçıcı elemanlar düzgün olarak dağılmışsa ve baz istasyon anteni hücredeki tüm saçıcı elemanlarını aydınlatıyorsa bu doğrudur[58]. Geliş açısının olasılık yoğunluk fonksiyonunu bulmak için  $\phi$ 'ye göre saçıcı elemanların birikimli dağılımı gereklidir. Bu birikimli dağılım

$$W_{\phi} = \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_0^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{(-r^2+D^2-2rD\cos\phi)/2\sigma^2} drd\phi \quad (1.42)$$

şeklinde belirlenir. O zaman bir işaretin belli bir geliş açısı baz istasyonunda alınma olasılığı belli bir yöndeki saçıcıların yoğunluğu ile yada denklem (1.42)'nin  $\phi$ 'ye göre türevi ile doğrudan ilişkilidir.

$$p_{\Phi}(\phi) = \frac{d}{d\phi} W_{\phi} = \int_0^{\infty} \frac{A}{2\pi\sigma^2} e^{(-r^2+D^2-2rD\cos\phi)/2\sigma^2} dr \quad (1.43)$$

Burada A,  $\int_{-\pi}^{\pi} p_{\Phi}(\phi)d\phi = 1$  olması için gerekli normalize sabitidir. Standart integral tablosu kullanıldığında ve cebirsel işlemlerden sonra denklem (1.43),

$$p_{\Phi}(\phi) = \frac{A}{2\sqrt{2\pi}\sigma} e^{D^2(\cos^2\phi-1)/2\sigma^2} \operatorname{erfc}\left(\frac{-D\cos\phi}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad -\alpha \leq \phi \leq \alpha \quad (1.44)$$

şeklinde sadeleştirilebilir[58]. Burada *erfc* bilinen tümleyici hata fonksiyonudur. Denklem (1.44) anten sonrasındaki geliş açısının dağılımı olarak ifade ederken,  $\alpha=180^\circ$  olduğunda baz istasyonundan görülen anten öncesindeki olasılık yoğunluk fonksiyonu denklem (1.44) özel bir durumu olarak görülebilir. Hesaplamalarda denklem (1.44)'i kullanmak için anten dizisinin huzme genişliğinden başka yerel saçıcı elemanlarının standart sapmasının bilinmesi gereklidir. LOS işaretinden sonra baz istasyonuna gelen ekolar gezgine yakın saçıcı noktalardan çok daha güçlü gelir(daha kısa yol daha az yol kaybına uğrar.) gezginden uzaklaştıkça daha fazla gecikmiş ekolar görünür. Tipik kentsel bir bölgede çok yol elemanların yoğunluğu  $0.69\mu\text{s}$ 'den sonra yarıya düşer. Bu gecikme 207m'lik yol uzunluk farkı anlamına gelir. LOS yayımlı tipik mikro hücrenin yarıçapı 1 km mertebelerindedir. Bu durumda yol uzunluk farkının hücre yarıçapına oranı  $0.2R$ 'dir. R, hücre yarıçapıdır. Bu değer LOS mikro hücre koşullardaki yerel saçıcı elemanların Gaussian dağılımının standart sapması olarak kullanılabilir. NLOS mikro hücre ortamlarda baz istasyonuna gelen işaretlerin hepsi yansıma noktalarından gelmektedir. Bu tür ortamlarda yansıma noktaları daha fazla olduğundan saçıcı elemanların standart sapması daha büyüktür. Diğer taraftan, makro hücre ortamlarda, baz istasyonu ile gezgin

arasındaki mesafe arttıkça, her bir gezgin kullanıcısı hücrede bulunan saçıcı elemanlarının çok daha küçük bir kısmını görür. Yapılan ampirik işlemlerden ve standart kanal modellerinden NLOS mikro hücre ortam için standart sapma( $\sigma$ )  $0.34R$  olarak verilir. Makro hücre için  $0.1R$ 'dir[58].

### 1.5.3. Gaussian ve Laplacian Açısız Dağılımı

Yapılan ölçüm sonuçları dış ortamlarda(kırsal ve kentsel NLOS) geliş açısı dağılımının Gaussian dağılımından çok Laplacian fonksiyonuna sahip olduğunu göstermiştir[60, 71]. Fakat bu model anten dizisinin kapsama alanının geometrisi ile ilişkili değildir. Sonuç olarak bazı kusurlara sahiptir. Örneğin bu fonksiyon sıfıra doğru çok hızlı ilerlerken yapılan ölçümler tüm yönlerden işaret almaktadır[60]. Bu Laplacian ve Gaussian dağılım fonksiyonları

$$p(\phi) = \begin{cases} \frac{C_g}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma^2}\right\} & \text{Gaussian} \\ \frac{C_l}{\sigma\sqrt{2}} \exp\left\{-\frac{\sqrt{2}|\phi - \phi_0|}{\sigma}\right\} & \text{Laplacian} \end{cases} \quad (1.45)$$

Burada  $C_g$  ve  $C_l$  değerleri

$$C_g = \frac{1}{\text{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma}\right)} \quad (1.46)$$

$$C_l^{-1} = \int_{-\pi+\phi_0}^{\pi+\phi_0} \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\phi - \phi_0|}{\sigma}\right] d\phi$$

şeklinde gösterilir. Burada gelen alt ışınların ortalaması  $\phi_0$ , RMS açısız dağılım  $\sigma$ 'dır.  $C_g$  ve  $C_l$  sabitleri integralleri bir olacak şekilde değer alırlar[72]. [62]'de ise Laplacian fonksiyonu

$$p(\phi) = C_l \exp\{-a|\phi - \phi_0|\} \quad -\pi + \phi_0 \leq \phi \leq \pi + \phi_0$$

$$C_l = \frac{a}{2(1 - \exp(-a\pi))} \quad (1.47)$$

ile verilmektedir. Burada  $C_l$  olasılık yoğunluk fonksiyonunun integrali 1 olacak şekilde değer alan normalize bir sabittir.  $a$ , açısız dağılımla ilişkili olan bir faktördür. Özellikle  $a$



arttıkça açısal dağılım azalır. [60]'da yapılan ölçüm sonuçlarında 32 m 'lik baz istasyonda görülen açısal dağılım  $5^\circ$ , anten bir çatının üstünde olduğunda (20 m) görülen açısal dağılım  $10^\circ$ 'dir.[72]'de bazı ortamlar için RMS açısal dağılım ve gecikme yayılım değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir.

3GPP ve 3GPP2 grubunda ele alınan uzamsal kanal modellemedeki açısal dağılım Laplacian dağılımlı olarak ele alınmıştır. Bu kanal modelinde her bir tap (yol) için alınan alt ışınlar ya da alt yol 20 tane ve her birinin gücü eşit olup Laplacian güç ufuk spektrumuna benzetmek için Laplacian açısal aralık kullanılmıştır[72]. Yol başına açısal dağılım, etkin bir sönmüleme ve ilinti davranışı ve açılar arasındaki mesafeleri tanımlamak için kullanılmıştır. Alt yolların geliş açıların belirlenmesinde aşağıdaki formül uygulanabilir.

$$\phi_{n+1} = -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \left[ \ln \left( \exp \left( \frac{-\sqrt{2}}{\sigma} \phi_n \right) - \frac{2}{a(N+1)} \right) \right] \quad 0 \leq n \leq \frac{N}{2} \quad (1.48)$$

3GPP WCDMA kanal parametrelerini ayrıntılı bir şekilde [73]'de bulunabilir. Laplacian dağılımına sahip geliş açıları üretmek için aşağıdaki yol izlenmiştir.

$$y = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} e^{-\frac{\sqrt{2}}{\sigma}|\phi-\phi_0|} \quad \phi = \frac{\ln a}{a} - \frac{1}{a} \ln y \quad , 1/a = \sigma\sqrt{2}, \phi_0 = 0 \quad y_0 = a$$

$$\Delta y = \frac{y_0}{N+1} \quad n = 1 \dots N$$

$$y_1 = y_0 + \Delta y \quad \Rightarrow \quad \phi_1 = \frac{\ln a}{a} - 1/a \cdot \ln(y_0 - \Delta y)$$

$$y_2 = y_0 + 2\Delta y \quad \Rightarrow \quad \phi_2 = \frac{\ln a}{a} - 1/a \cdot \ln(a - 2 \frac{a}{N+1})$$

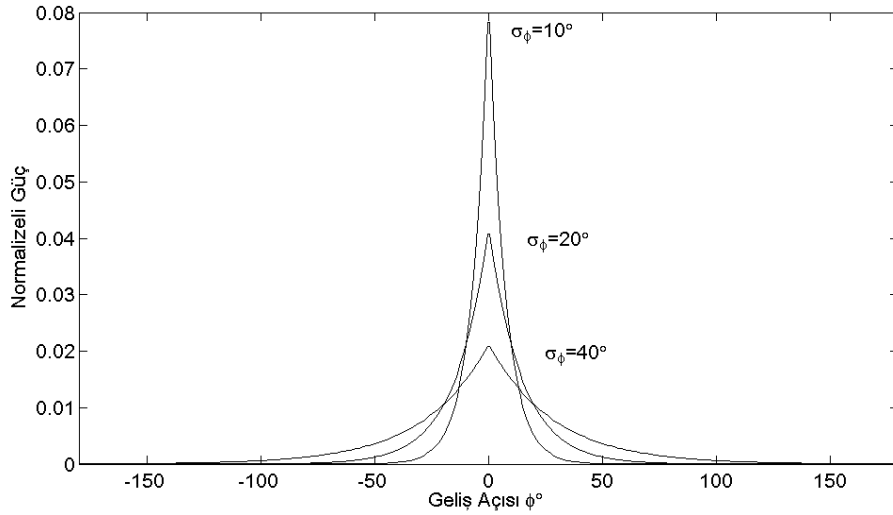
$$y_n = y_0 + n\Delta y \quad \Rightarrow \quad \phi_n = \sigma\sqrt{2} \cdot \ln(1 - \frac{n}{N+1})$$

$$\phi_n = \sigma\sqrt{2} \cdot \ln(1 - \frac{n}{N+1}) + \phi_0 \quad \phi_{-n} = -\sigma\sqrt{2} \cdot \ln(1 - \frac{n}{N+1}) + \phi_0$$

$$\phi = \{\phi_{-n}, \phi_n\} \quad n = 0 \dots N \quad -n = -N \dots 1$$

Tablo 7. Bazı ortamlar için RMS açısal dağılım ve gecikme yayılım değerleri [72].

Kanal Ortamı	Banliyö Makro	Kentsel Makro	Kentsel Mikro
Kanal Tap sayısı (N) (Yol Sayısı)	6	6	6
Tap başına alt-yol sayısı (L)	20	20	20
BS' de ki ortalama AS	$E(\sigma_{AS})=5^\circ$	$E(\sigma_{AS})=8^\circ, 15^\circ$	NLOS: $(\sigma_{AS})=19^\circ, 35^\circ$
Ortalama Toplam RMS Gecikme yayılımı	$E(\sigma_{DS})=0.17 \mu s$	$E(\sigma_{DS})=0.65 \mu s$	$E(\sigma_{DS})=0.251 \mu s$
Tap gecikmelerinin Dağılımı			$U(0, 1.2\mu s)$
Banliyö makro hücre	Geniş hücre yarıçapı (BS'den BS'e yaklaşık 1-6 km) Yüksek Baz istasyonu (10-80 m; çatı seviyesinin üstünde) Düşük gecikme ve açısal dağılım Yüksek hareketlilik (0-250kmh)		
Kentsel makro hücre	Geniş hücre yarıçapı (BS'den BS'e yaklaşık 1-6 km) Yüksek Baz istasyonu (10-80 m; çatı seviyesinin üstünde) Orta derecede gecikme ve açısal dağılım Yüksek hareketlilik (0-250kmh)		
Kentsel mikro hücre	Küçük hücre yarıçapı (BS'den BS'e yaklaşık 0.3-0.5 km) Baz istasyonu çatı seviyesinde veya altında Orta derecede gecikme ve geniş açısal dağılım Orta derecede hareketlilik (0-120kmh)		



Şekil 11. Laplacian açısal dağılım

#### 1.5.4. Tek Halka Modeli

Bu modelde gezginin etrafındaki saçıcı elemanlar birbirlerinden eşit uzaklıkta olacak şekilde ilgili çemberin üzerine yerleşmişlerdir. Saçıcıların her biri o bölgedeki birçok saçıcının etkisini temsil ettiği düşünülmektedir. Bundan dolayı bu modele *Etkin Saçıcı*

*Model* de denmektedir[65]. Bu model orijinalde baz istasyonundaki ya da gezgin istasyondaki antenler arası mesafeye göre anten elemanlarından alınan işaretler arasındaki ilintiyi öngörmek için kullanılır. Baz istasyonu için yapılan ölçümler tipik saçıcı yarıçapının  $100\lambda$  ile  $200\lambda$  arasında değişmekte olduğunu göstermektedir[1].

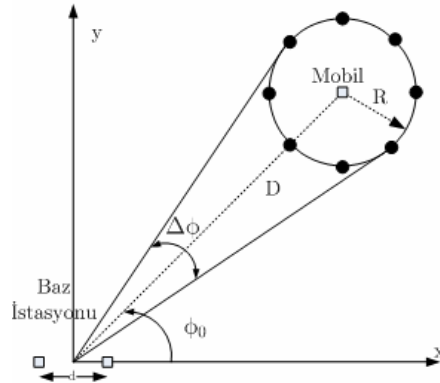
Bu modelde Şekil 12’de gösterilen  $L$  adet saçıcı  $R$  yarıçaplı bir çember üzerine yerleştirilmiştir. Saçıcılarda biri LOS üzerinde olacak şekilde yerleştirilmiştir. Bu durumda ayrık geliş açıları aşağıdaki gibi yazılır.

$$\phi_i \approx \frac{R}{D} \sin\left(\frac{2\pi}{N} i\right) \quad i = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (1.49)$$

Bu ayrık geliş açılarından dizinin iki elemanı arasındaki ilinti

$$\rho = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \exp(-j2\pi d \cos(\phi_0 + \phi_i)) \quad (1.50)$$

bağıntısı ile tanımlanır.



Şekil 12. Etkin Saçıcı model[65]

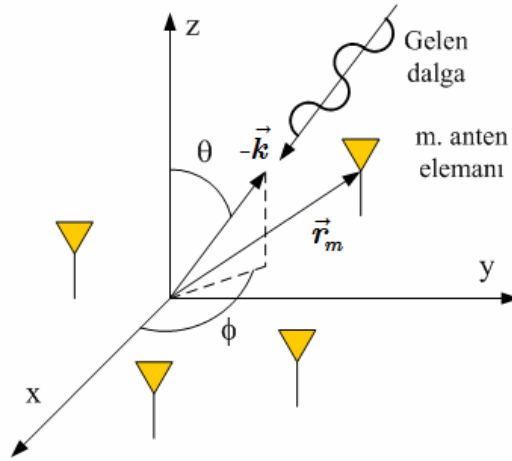
## 1.6. Uzamsal Kanal Modelleme

Bilindiği üzere kablosuz iletişim sistemleri, ses, görüntü, internet gibi hizmetlerin kablosuz ortamda yapılmasını amaçlamaktadır. Bilinen konvansiyonel anten sistemleri ile iletişim kalitesi belli bir değere kadar çıkabilmektedir. Baz istasyonundaki anten dizileri ile en uygun toplama ve adaptif işaret işleme kullanılarak sistem kapsama alanı, baz istasyon kapasitesi, link kalitesi geliştirilebilmektedir. Anten dizileri kullanan baz istasyonu, ortak kanal kullanıcılarından dolayı oluşan girişimleri azaltabilir ya da bastırabilir. Ayrıca çok

antenli sistem, çok yol karakteristiklerinden dolayı oluşan işaret seviyesinde sönümlenmeleri çeşitleme yoluyla azaltarak kesinti olasılığını düşürür.

Kablosuz iletişimde adaptif anten tekniklerini geliştirebilmek ve başarımlarını önceden kestirebilmek için çok antenli kanal modellemenin (vektörel kanal modelleme) yapılması gerekir. Bazı vektör kanal modelleri [1, 74, 75]'de verilmiştir. Bu kısımda çok yollu kablosuz vektör kanalları için istatistiksel bir model verilecektir.

Keyfi bir şekilde dizilmiş antenlerden oluşan bir anten dizisi Şekil 13'de verilmiştir. Küresel koordinatlarda orjinden dizinin  $m$ . elemanına doğru olan vektör  $\vec{r}_m = (r_m, \theta_m, \phi_m)$ , gelen dalganın orjinden kaynağına doğru olan vektör  $-\vec{k}$ 'dir. Dalganın kaynağı dizinin uzak alanı içinde olduğu ve gelen dalganın bir düzlem dalga olduğu kabul edilmiştir. Dizi faktörünü bulmak için her bir elemandaki alınan düzlem dalganın orjine gelen düzlem dalgaya göre bağıl fazlarının bulunması gerekir.  $m$ . elemandan alınan düzlem dalganın orjine göre bağıl fazı  $\vec{r}_m$  eleman konumunun düzlem dalganın  $-\vec{k}$  geliş vektörüne izdüşümünün faz sabiti ile çarpımıdır. Bu iz düşüm matematiksel olarak  $-\vec{k} \cdot \vec{r}_m$  şeklinde verilir.  $\bullet$  operatörü vektörlerin skaler çarpımıdır.



Şekil 13. Herhangi üç boyutlu bir dizi

Kartezyen koordinatlarda

$$-\vec{k} = \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}$$

ve

$$\vec{r}_m = r_m \sin \theta_m \cos \phi_m \hat{x} + r_m \sin \theta_m \sin \phi_m \hat{y} + r_m \cos \theta_m \hat{z}$$

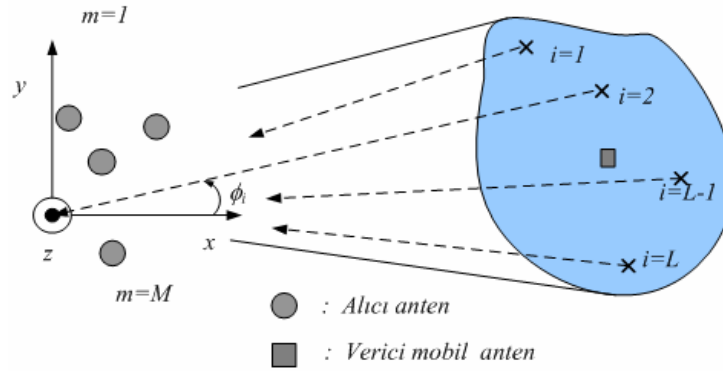
Bağıntısı ile ifade edilir. Bu durumda orjine göre bağıl faz

$$\begin{aligned}\zeta_m &= \beta \left( -\vec{k} \cdot \vec{r}_m \right) \\ &= \beta r_m \left( \sin \theta \cos \phi \sin \theta_m \cos \phi_m + \sin \theta \sin \phi \sin \theta_m \sin \phi_m + \cos \theta \cos \theta_m \right) \quad (1.51) \\ &= \beta \left( x_m \sin \theta \cos \phi + y_m \sin \theta \sin \phi + z_m \cos \theta \right)\end{aligned}$$

Buradaki  $\beta = 2\pi / \lambda$  faz sabitidir. M anten elemanlı diziye  $\theta, \phi$  açılarından gelen düzlem dalgaya karşı dizinin gösterdiği dizi tepke vektörü ya da yönelme vektörü şeklinde yazılır.

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \left[ e^{j\zeta_1} \quad e^{j\zeta_2} \quad \dots \quad e^{j\zeta_M} \right]^T \quad (1.52)$$

Şekil 14’de uzamsal bir kanal modeli gösterilmiştir.



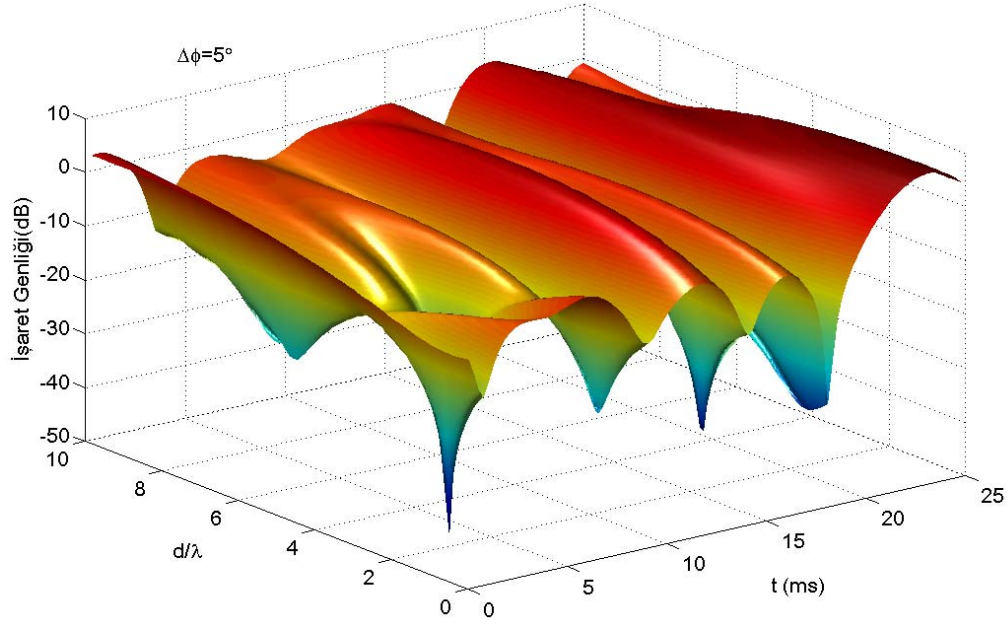
Şekil 14. Uzamsal kanal modelleme

Bu bilgilerle birlikte denklem (1.19) kullanılarak anten dizili alıcı baz istasyonundan alınan dar bant işaret için dizi tepke vektörü şeklinde yazılabilir.

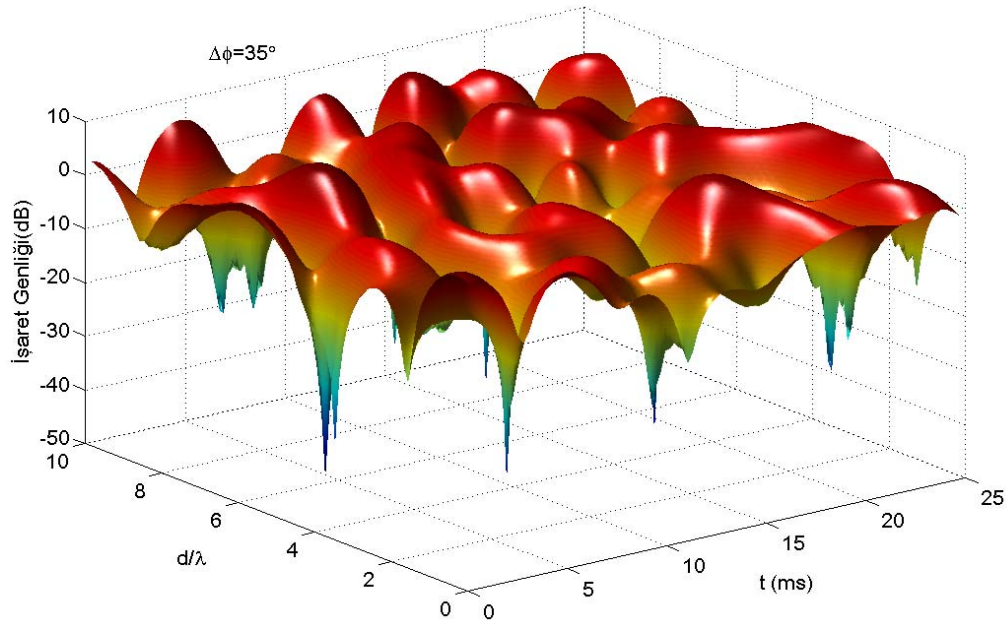
$$\mathbf{h}(t, \tau_0) = \begin{bmatrix} h_1(t, \tau_0) \\ h_2(t, \tau_0) \\ \vdots \\ h_M(t, \tau_0) \end{bmatrix} = \left( \sum_{i=1}^L \mathbf{a}(\theta_i, \phi_i) e^{j\psi_i(t)} \right) \cdot \delta(t - \tau_0) \quad (1.53)$$

Burada  $(\theta_i, \phi_i)$  i. gelen ışının sırasıyla yükselti ve ufuk geliş açısıdır. Burada her biri toplam bir sembol periyodu içinde gelen ışınların güç kaybı aynı alınmıştır. Çok sayıda gelen ışın olması durumunda karmaşık kanal vektörü sıfır ortalamalı karmaşık Gaussian rasgele vektör olur. Açısal dağılımın işaret üzerindeki etkisini görmek için Şekil 15 ve

Şekil 16’da  $\Delta\phi$ , sırasıyla  $5^\circ$  ve  $35^\circ$ ’lik düzgün açısız dağılımda uzamsal ve zamansal olarak işaretin değişimi gösterilmiştir. Burada gezgin 80kmh ile hareket ettiği kabul edilmiştir. Uzamsal açıklık toplam  $10\lambda$ ’dır. Yükselti geliş açısı  $90^\circ$  olup yükselti açısız dağılımı  $\Delta\theta=0^\circ$ ’dır. Nispeten dar açısız dağılımlarda belli bir anda dizi boyunca işaret üzerinde çok büyük değişimler gözlenmemektedir. Fakat çok daha geniş açısız dağılımlarda çok küçük mesafe farklarında bile işaret zarfı üzerinde büyük değişimler gözlenmektedir.



Şekil 15. Uzay-Zaman sönümlenme:  $v=80$  km/h,  $\Delta\phi=5^\circ$ ,  $T_s=200$   $\mu$ s



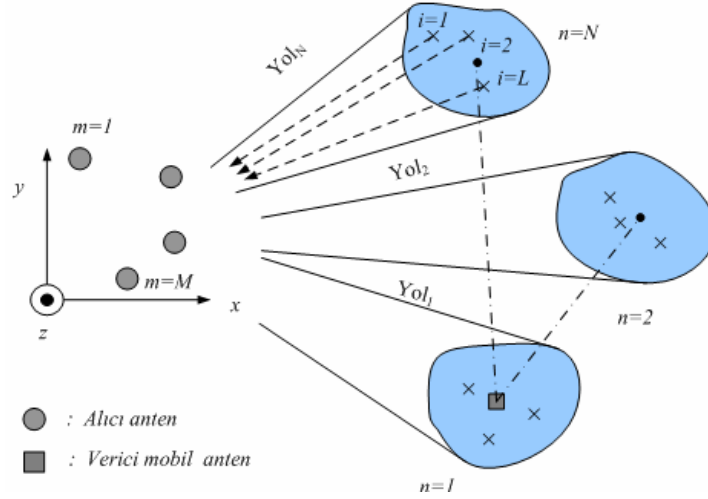
Şekil 16. Uzay-Zaman sönümlenme:  $v=80$  km/h,  $\Delta\phi=35^\circ$

### 1.7. Uzay-Zaman Kanal Modelleme

Bu kısımda ise işaret geniş bant düşünülerek modelleme yapılmıştır. Bu uzay-zaman modeli için aşağıdaki şekil verilmiştir. Denklem (1.27) ve (1.53) kullanıldığında, anten dizili alıcı baz istasyonundan alınan geniş bant işaret için dizi tepke vektörü şeklinde yazılabilir.

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{j=1}^N \left( c_j \sum_{i=1}^L \mathbf{a}(\theta_{i,j}, \phi_{i,j}) e^{j\psi_{i,j}(t)} \right) \cdot \delta(t - \tau_j) \quad (1.54)$$

Burada  $c_j, j$ . çözülebilir yolun toplam ortalama kayıp değeridir.



Şekil 17. Uzay-Zaman kanal modelleme

### 1.8. Akıllı Antenler

Akıllı anten sistemleri, çeşitleme ve dizi kazancı sağlamakla beraber girişimleri bastırarak iletim kapasitesini önemli bir ölçüde artırır. Artırılmış bu kapasite mevcut kullanıcıların daha hızlı veri gönderip almasına olanak verir. Ya da aynı anda daha fazla kullanıcının iletim hattını kullanmasına olanak sağlar.

Temel prensibi farklı anten dizilerindeki işaretleri işaret gönderilmeden önce ya da alınan işaretler toplanmadan önce karmaşık ağırlıklarla çarpmaktır. Bu yapı uzamsal süzgeç olarak ta görülebilir. Farklı anten dallarındaki işaretler radyo kanalının uzamsal örneklerini temsil eder ve karmaşık ağırlıklar bu filtre katsayılarını temsil eder. Karmaşık ağırlık vektörü her bir kullanıcı için farklıdır.

Anten dizi sistemleri temelde iki farklı tipten birinde çalışmak üzere tasarlanırlar: (1) çeşitleme tipi, (2) huzme oluşturma tipi. Çeşitleme teknikleri, anten elemanlarındaki işaretler arasında istatistiksel bağımsızlık sağlandığı takdirde, sönümlenmelerin aynı anda olma olasılığı azaltmaya yardımcı olurlar. Diğer taraftan huzme oluşturma teknikleri anten elemanlarındaki işaretler arasında bir uyumun var olması durumunda uygulanır. Bundan dolayı istenilen kullanıcı önünde bir huzme oluşturulur. Bu tür bir yapı ortalama uzamsal girişim bastırma kazancını sağlar. Bu da temelde huzme genişliğine ve yan kulak seviyesine bağlıdır. Kısacası çeşitleme gelen işaretin SNR değerinin standart sapmasını azaltır. Huzme oluşturma ise gelen işaretin ortalama SNR değerini artırır.

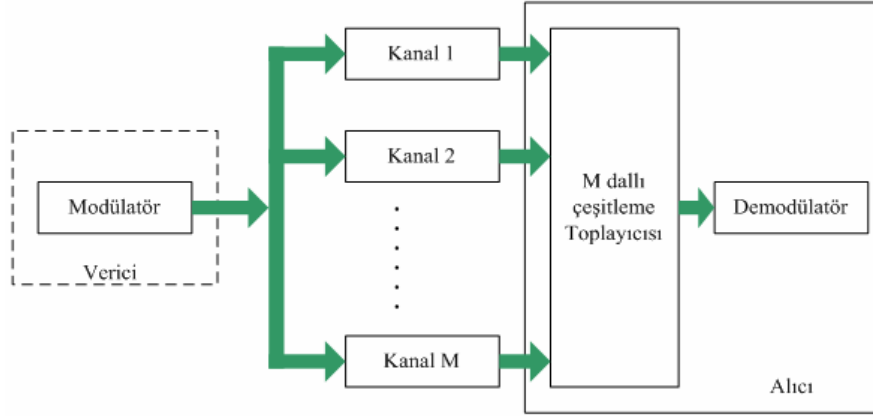
### 1.8.1. Çeşitleme

Çeşitleme, kablosuz iletişim kanallarının karakteristik özelliklerinden biri olan çok-yol sönümlenmelerine karşı çözüm getiren bir yöntemdir[76, 77]. Çeşitlemenin temel kavramı gönderilen işaretin alıcıya birbirinden bağımsız farklı kanallardan gelmesi üzerine dayanır. Bağımsız sönümlü işaretlerin toplanması ile istenilen işarettaki büyük zayıflamalar azaltılarak iletişim sisteminin kesinti olasılığı düşürülmüş olur. İşaretler birçok yöntemle toplanabilir. Bu toplama yöntemlerinin tümüne çeşitleme toplayıcısı denmektedir. Çeşitleme toplayıcısı aynı bilgiyi taşıyan işaretin iki ya da daha fazla kopyasını tüm SNR değerini artırmak için en iyi bir şekilde toplar. Bu kavramın arkasında yatan fikir bit hata ve kesinti olasılığını azaltmak için tüm çeşitleme kanallarındaki derin sönümlerin aynı anda oluşumunun düşük olasılığından yararlanmaktır. Literatürde bilinen çeşitleme toplayıcıları

- Seçimli toplama
- Eşit-kazançlı toplama
- Maksimum oranda toplama.

Çeşitleme toplayıcısının genel modeli Şekil 18'de gösterilmiştir.





Şekil 18. Çeşitleme sistemi

Çeşitleme toplayıcısının giriş dallarına bağımsız sönümlü işaretler sağlayabilecek birçok yöntem vardır. Bu yöntemler aşağıda verilmiştir.

Frekans çeşitlemesi; farklı frekanslardaki sönümlenmelerin birbirleri ile ilintisiz olacak şekilde vericiden farklı birçok taşıyıcılarla işaretin gönderilmesidir. Bu işlemde taşıyıcının frekansları arasındaki mesafe kanalın eş evre bant genişliğinden büyük olacak şekilde yapılır. CDMA ve GSM sistemlerindeki frekans-atlama yapısı frekans çeşitlemeye bir örnektir.

Zaman Çeşitlemesi; bu yöntemde, aynı işaret zamanın farklı anlarında yeniden yollar. Bu farklı anlar arasındaki süre kanalın eş evre süresinden daha büyük olacak şekilde seçilir.

Çok yol çeşitlemesi; bu yöntemde kanaldan dolayı işaretin farklı gecikmelerindeki versiyonlardan yararlanarak çeşitleme yapılabilir. Örneğin üçüncü nesil WCDMA sistemlerindeki RAKE alıcı yapıları gelen işaretlerin çözülebilir çok yol bileşenlerini uygun bir şekilde toplayarak çeşitleme kazancı sağlarlar.

Uzamsal Çeşitleme; Uzamsal çeşitleme yönteminde birçok verici ve/veya alıcı anteni kullanılır. Bu yöntemde her bir antenden alınan sönümlü işaretlerin ilintisiz olabilmesini sağlayacak şekilde antenler arasında uygun bir mesafe seçilir. Literatürde, antenler arasındaki uygun mesafenin en az 10–20 dalga boyu arasında olması gerekir. Aslında antenler arasında olması gereken mesafe kanalın açısall dağılımı ile doğrudan ilişkilidir. Gelen radyo işaretlerinin açısall dağılımı küçükse antenler arası mesafenin büyük olması gerekir. Daha genel anlamda antenler arasındaki mesafe, açısall dağılımının tersi ile orantılı olan uzamsal eş evre mesafesine eşit ya da daha büyük olması gerekir. Uzamsal

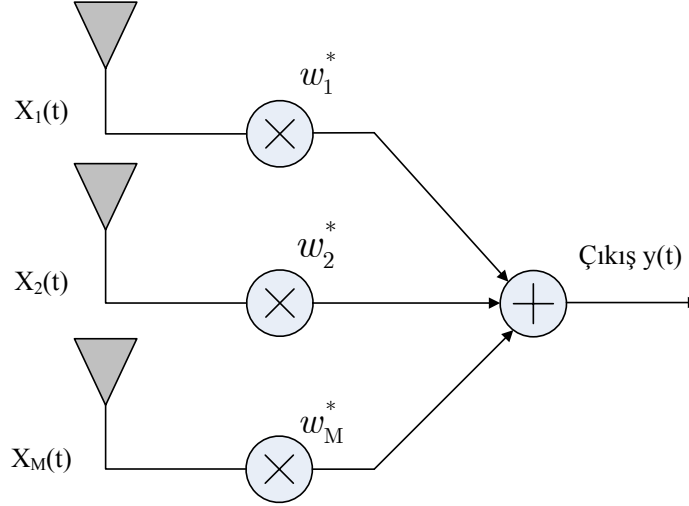
çeşitlemenin sunduğu yarar açık bir şekilde bellidir. Fakat bu yararı sağlamak için antenler arasında, gerekli mesafenin sağlandığı uygun bir ortama ihtiyaç vardır.

Polarizasyon Çeşitleme; polarizasyon hem yansıma hem de kırınım süreçlerine duyarlıdır. Bu sebepten dolayı gönderilen dalga, kanaldan geçerken polarizasyonu değişir. Örneğin dikey polarizeli gönderilmiş dalga, kanaldan geçtiğinde işaretin yatay polarizeli bileşeni de oluşur. Bu durumda farklı polarizeli antenlerden alınan işaretlerden çeşitleme yapabilme durumu doğmuş olur. Ayrıca polarizasyon uyumsuzluğundan dolayı oluşan kayıp ta belli bir oranda telafi edilebilir. Yapılan deneysel ölçümlerde iki polarizasyon bileşenlerinin hemen hemen ilintisiz olduğu görülmüştür [76]. Bundan dolayı çapraz polarizeli anten çiftleri, aralarında mesafe olmadan bile çeşitleme kazancı sağlayabilmektedir. Dezavantajı ise yatay ve dikey polarizeli bileşenlerin güçlerinin birbirinden farklı olması durumunda ortaya çıkar.

$XPR(\chi)$ , elektrik alanın yatay ve dikey bileşenlerinin ortalama güçleri arasındaki oran olarak tanımlanır. Yapılan ölçümlerde gönderilen dalga dikey polarizeli ise ortamın durumuna bağlı olarak XPR değeri 0 dB ile +15 dB arasında değişim göstermektedir[76]. Yapılan birçok deneysel çalışmalarda makul bir seviyede saçıcıların bulunduğu bir ortamda polarizasyon çeşitlemeden elde edilen çeşitleme kazancı, uzamsal çeşitlemeden elde edilen kazanç kadar olabilmektedir. Sonuç olarak polarizasyon çeşitleme kullanan baz istasyonları uzamsal çeşitleme kullanan baz istasyonlarına göre daha küçük olabilmektedir. Gezgin istasyonlarında yer kısıtlılığından dolayı polarizasyon çeşitleme çok cezbedici bir yöntemdir. Literatürde, döndürülmüş dipol antenin vektörel alan ışına örüntüsüne, ortamın ufuk ve yükselti açısız dağılımına, hem ufuk hem de yükselti geliş açısına göre çapraz yerleştirmiş dipol anten dizili polarizasyon çeşitleme sistemlerinin başarımını inceleyen bir çalışma yoktur.

### **1.8.1.1. Maksimum Oranda Toplama**

Maksimum oranda toplama(MOT) yönteminde dallardaki tüm işaretler eş fazlanır ve her bir daldaki kazanç o daldaki işaret/gürültü oranına(Signal to Noise Ratio) eşitlendikten sonra tüm dallar Şekil 19'de gösterildiği gibi toplanır. Her daldaki ağırlık katsayısı aslında kestirilmiş kanal katsayısının eşleniğidir.



Şekil 19. Genel çeşitleme toplayıcı şeması[77]

Bu sistemi matematiksel olarak ifade edelim. Vericiden  $0 \leq t \leq T$  sembol süresince karmaşık zarfı  $s(t)$  olan bir işaret gönderilsin. Sönümlü Rayleigh kanaldan geçtikten sonra  $m$ . çeşitleme dalından alınan işaretin karmaşık zarfı

$$x_m(t) = \alpha_m e^{j\psi_m} s(t) + n_m(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.55)$$

$$m = 1, 2, \dots, M$$

dır. Burada  $m$ . çeşitleme dalı için sönümleme kanal katsayısı  $\alpha_m e^{j\psi_m}$  ile beyaz gürültü ise  $n_m(t)$  terimi ile temsil edilmiştir. Sönümlemenin  $T$  sembol süresine göre yavaş değiştiği kabul edilirse her bir çeşitleme dalındaki bilinmeyen  $\psi_m$  katsayısı yeterli doğrulukla kestirilebilir.  $x_m(t)$ 'nin işaret bileşeni  $\alpha_m e^{j\psi_m} s(t)$ , gürültü bileşeni ise  $n_m(t)$  dir. Buna göre  $m$ . daldaki işaretin SNR değeri

$$(\text{SNR})_m = \frac{\mathbf{E}[\alpha_m e^{j\psi_m} s(t) \cdot \alpha_m e^{-j\psi_m} s(t)]}{\mathbf{E}[|n_m(t)|^2]} = \frac{\mathbf{E}[|s(t)|^2]}{\mathbf{E}[|n_m(t)|^2]} \mathbf{E}[|\alpha_m|^2] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.56)$$

$n_m(t)$ 'nin ortalama karesel değeri tüm dallar için aynıdır. Buna göre

$$(\text{SNR})_m = \frac{E_s}{N_0} \mathbf{E}[\alpha_m^2] \quad (1.57)$$

olur. Burada  $\mathbf{E}[\cdot]$  beklenen değer operatörüdür.  $E_s$ , sembol enerjisi,  $N_0$  gürültü gücünün spektral yoğunluğudur. İkili veri için  $E_s$  bit başına gönderilen işaret enerjisi ( $E_b$ )'ye eşittir.

Verilen bir sembolün gönderimi süresince  $m$ . dalda ölçülen *anlık* SNR değeri  $\gamma_m$  şeklinde gösterilsin. Bu durumda  $\mathbf{E}\left[|\alpha_k|^2\right]$  ortalama karesel değer yerine  $|\alpha_k|^2$  anlık değer koyulduğunda anlık SNR,

$$\gamma_m = \frac{E}{N_0} \alpha_m^2 \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.58)$$

şeklinde yazılabilir.  $\alpha_m$  rasgele değişkenin Rayleigh dağılımlı olduğu kabul edilirse bu durumda  $\alpha_m^2$ , üstel dağılımlı olur ya da diğer bir deyişle ikinci özgürlük dereceli ki-kare (*chi-squared*) dağılımlı olur[78]. Kısa süreli sönümlenme süresinde ortalama SNR değeri ( $\bar{\gamma}$ ) tüm dallar için aynı olduğu kabul edilirse sembol başına anlık SNR değerinin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$f_{\Gamma_m}(\gamma_m) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma_m}{\bar{\gamma}}} \quad (1.59)$$

olur.  $\Gamma_m$ , örnek değerleri  $\gamma_m$  olan bir rasgele değişkeni temsil eder. MOT sisteminde bir dalın ağırlığı o dalın karmaşık işaretin eşleniği olacak şekilde ayarlanarak sistem çıkışındaki toplanmış işaretin SNR değeri maksimum yapılır. Bu durum matematiksel olarak

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m \alpha_m e^{j\psi_m} \quad (1.60)$$

$$w_m = \alpha_m e^{-j\psi_m} \quad (1.61)$$

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m^2 \quad (1.62)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $w_m$  her bir dalın karmaşık ağırlık katsayısı,  $M$  toplam dal sayısıdır.  $y(t)$  MOT sisteminin çıkışıdır. Buna göre MOT sisteminin anlık çıkış SNR değeri

$$\gamma_o = \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{m=1}^M \alpha_m^2 \quad (1.63)$$

şeklinde yazılabilir.  $(E_s / N_0)\alpha_m^2$  m. dal çıkışının (ağırlandırıldıktan sonra) anlık SNR değeridir. Böylece, MOT her bir dalın anlık SNR değerlerinin toplamı olan anlık SNR üretir. Bu durumda sistem çıkışının anlık SNR değeri

$$\gamma_o = \sum_{m=1}^M \gamma_m \quad (1.64)$$

şeklinde ifade edilir.  $\gamma_o$ , düz yavaş değişen sönümlü Rayleigh kanal için M adet üstel dağılımlı rasgele değişkenlerin toplamına eşittir. Olasılık teoreminden böyle bir toplamın olasılık yoğunluk fonksiyonu 2M özgürlük dereceli chi-square olarak bilinir[78]. Şöyle ki;

$$f_{\Gamma_o}(\gamma_o) = \frac{1}{(M-1)!} \cdot \frac{\gamma_o^{M-1}}{\bar{\gamma}^M} e^{-\frac{\gamma_o}{\bar{\gamma}}} \quad (1.65)$$

Sönümlü kanallarda çalışan çeşitleme sistemlerinin standart başarımlı ölçütlerinden biri kesinti olasılığıdır ( $P_{out}$ ). Kesinti olasılığı, anlık hata olasılığının belli bir değeri aşma olasılığı olarak ya da diğer bir deyişle anlık çıkış SNR değerinin belirlenmiş eşik ( $\gamma_{th}$ ) altına inme olasılığı olarak tanımlanır. Matematiksel olarak

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad (1.66)$$

$\gamma$ 'nın birikimli dağılım fonksiyonudur(Cumulative Distribution Function). Burada  $f_{\Gamma}(\gamma)$ ,  $\gamma$ 'nın olasılık yoğunluk fonksiyonudur. Sönümlü kanallarda çalışan çeşitleme sistemlerinin standart ölçütlerinden biri de hiç kuşkusuz ortalama bit hata olasılığıdır. Bu durumda MOT'un çıkışındaki işaretin kesinti olasılığı MOT çıkış işaretinin birikimli dağılım fonksiyonu olur[43, 77].

$$P_{out} = \text{Prob}[\gamma_o < \gamma] = \int_0^{\gamma} \frac{1}{(M-1)!} \cdot \frac{\gamma_o^{M-1}}{\bar{\gamma}^M} e^{-\frac{\gamma_o}{\bar{\gamma}}} d\gamma_o \quad (1.67)$$

Bu integralin sonucunda aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P_{out} = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{m=1}^M \frac{\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{m-1}}{(m-1)!} \quad (1.68)$$

Bu ifade, dalların birbirinden bağımsız olduğu ve eşit ortalama SNR değerlerine sahip olması durumu için geçerlidir. Dallardaki gürültüler birbirleri ile ilintisiz, güçleri ise aynıdır. Gerçek çeşitleme sistemlerinde ortam karakteristiklerinden dolayı (farklı anten

ışma örüntüleri, açısal dağılım, polarizasyon uyumsuzluğu, ortak kuplaj vb.) dallar arasındaki işaretler birbirleri ile ilintilidir ve hatta dalların ortalama SNR değerleri birbirlerine eşit değildir. SNR değerleri eşit olmayan ilintisiz dallara sahip MOT'un çıkışındaki sonuç SNR değerinin olasılık yoğunluk ve birikimli fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunabilir[80, 81, 82].

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\varepsilon_m} e^{-\gamma/\Gamma_m} \quad (1.69)$$

$$P_{\Gamma}(\gamma \leq x) = \int_{-\infty}^x f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\varepsilon_m} \Gamma_m \left( 1 - e^{-\frac{x}{\Gamma_m}} \right) \quad (1.70)$$

$$\varepsilon_m = \Gamma_m \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq m}}^M \left( 1 - \frac{\Gamma_r}{\Gamma_m} \right) \quad (1.71)$$

Ayrıca sistemlerin başarımı bit hata olasılığı cinsinden de ölçülmektedir. Literatürde bit hata olasılığı, bit hata oranı(BER) olarak da geçmektedir. Bir sistemde bit hata olasılığı sistemdeki SNR değerinin olasılık yoğunluk fonksiyonu üzerinden belli bir SNR değeri için koşullu bit hata olasılığının ortalaması alınarak elde edilir. Matematiksel olarak bu ifade

$$P_b = \int_0^{\infty} P_e(\gamma) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad (1.72)$$

şeklinde gösterilir. Burada  $P_e(\gamma)$  herhangi bir modülasyon şeması için sabit bir  $\gamma$  değerindeki bit hata olasılığıdır ya da diğer bir deyişle sadece AWGN kanal ortamındaki ilgili modülasyon şeması için bit hata olasılığıdır[43]. Örneğin uyumlu BPSK için AWGN bit hata olasılığı

$$P_{e,BPSK}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (1.73)$$

dır. Burada

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (1.74)$$

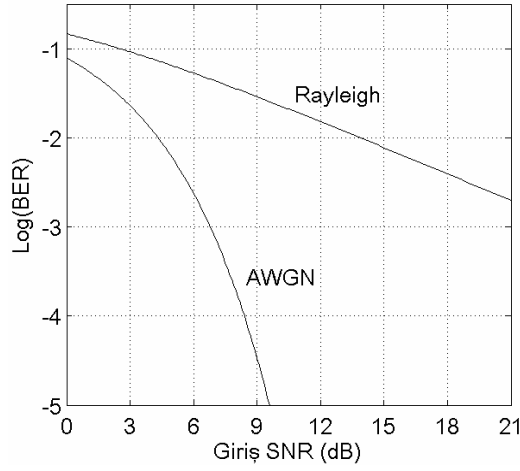
Gaussian-Q fonksiyonu olup hata fonksiyonu cinsinden yazılır. Uyumlu alıcıda yerel olarak üretilen taşıyıcı, vericideki taşıyıcıyla hem faz hem de frekans bakımından

senkronizedir. Bu senkronizasyonu sağlamak için alıcının tasarımında ek devrelere gerek vardır. Örneğin tek antenli düz sönümlü Rayleigh kanal için BPSK alıcısının bit olasılığı

$$P_b = \int_0^{\infty} \left( \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \right) \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \right) d\gamma \quad (1.75)$$

$$= \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}}} \right)$$

şeklindedir. Şekil 20’de AWGN ve Rayleigh kanallarda tek antenli uyumlu BPSK alıcısının bit hata olasılığı başarımı verilmiştir.



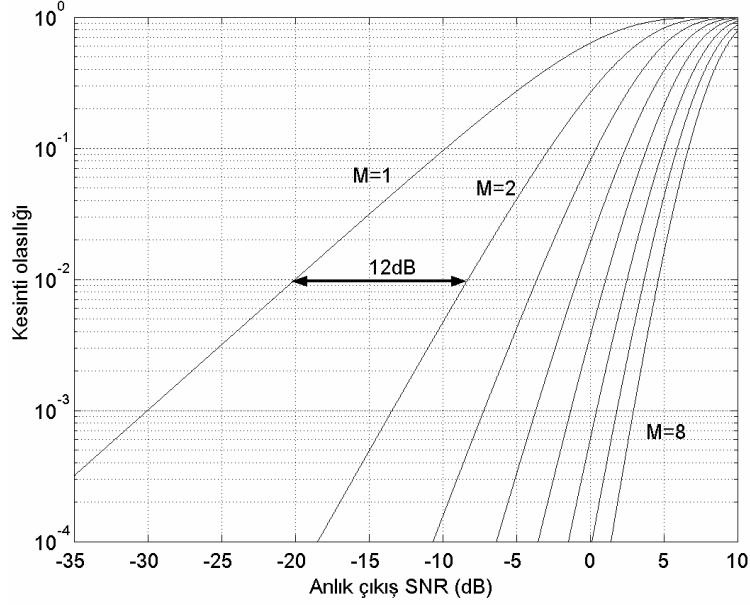
Şekil 20. AWGN ve Rayleigh kanal ortamında tek antenli uyumlu BPSK alıcısının BER başarımı

#### 1.8.1.1.1. Çeşitleme Kazancı

Bilindiği gibi çok antenli çeşitleme sistemleri, alınan sönümlü işaretleri belli bir yöntemle topladıktan sonra oluşan çıkış işareti üzerindeki genlik değişimleri, tek bir antendeki işarete göre daha az olması beklenir. Bu çıkış işareti üzerindeki genlik değişimleri (işaretin standart sapması) ne kadar azaltılmışsa çeşitleme kazancı o kadar fazladır.

Şekil 21’de ilintisiz ve eşit giriş SNR değerlerine sahip M=1 den M=10 dallı MOT’un kesinti olasılığı gösterilmektedir. Burada yatay eksen tek bir daldaki ortalama SNR değerine göre MOT’un bağlı çıkış SNR değeridir. Diğer bir deyişle, yatay eksen, tek bir daldaki ortalama SNR değerinin 0 dB olması durumunda MOT çıkışındaki anlık SNR değerini gösterir. M=1 durumu Rayleigh dağılımlı sönümlü zarfı temsil etmektedir.

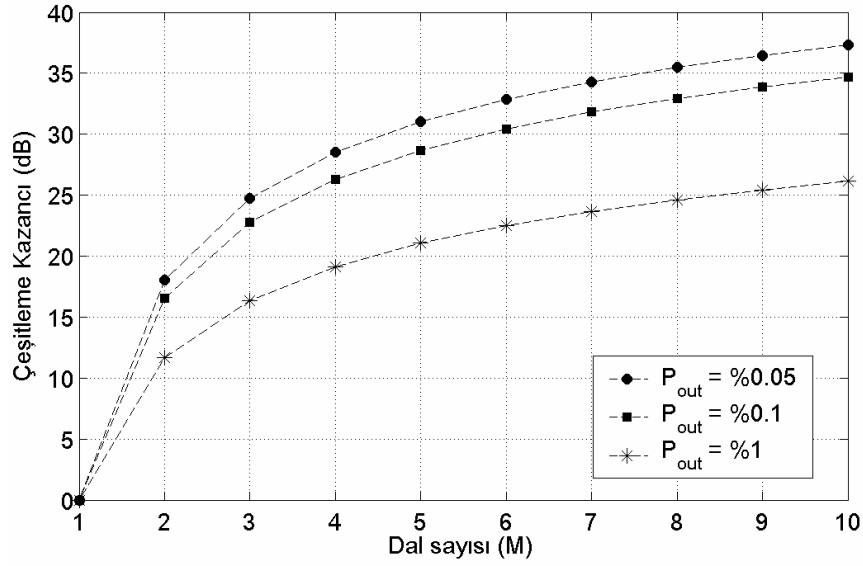
Şekilden, çıkış SNR değerinin sönümlenme derinliği anten sayısının artması ile hızlı bir şekilde azalmaktadır. Örneğin tek bir dalda, zamanın %63'ünde SNR değeri 0 dB'nin altındadır. SNR değerinin 0 dB'nin altında olması işaretin sönümlendiği anlamına geliyorsa, demek ki işaret, zamanın %63'ünde sönümlenmeye ya da kesintiye uğramış demektir. İki dallı MOT sisteminde zamanın %25'inde çıkış SNR değeri 0 dB'nin altındadır.



Şekil 21. Değişen sayıda dallara göre MOT' un kesinti olasılığı.

Aynı durum tersten ele alındığında, tek bir dalda, zamanın %1'inde SNR değeri (giriş) -20 dB'nin altındadır. Aynı zaman diliminde İki dallı MOT' un çıkış SNR değeri -8 dB'nin altındadır. Bu durumda %1'lik kesinti olasılığında iki dallı MOT' un sunduğu çeşitleme kazancı Şekil 21'de gösterildiği gibi 12dB'dir. Şekil 22'de %0.05, %0.1 ve %1 kesinti olasılıkları için MOT çeşitlemesini sağladığı kazanç verilmektedir.





Şekil 22. %0.05, %0.1 ve %1 kesinti olasılıkları için dal sayısına göre MOT için çeşitleme kazancı

Çeşitleme kazancını dizi kazancı ile karıştırmamak gerekir. Dizi kazancı çoklu antenlerden alınan işaretlerin uyumlu bir şekilde toplandığında alıcıdaki SNR değerinin ortalamasındaki artıştır.

#### 1.8.1.1.2. Dizi Kazancı

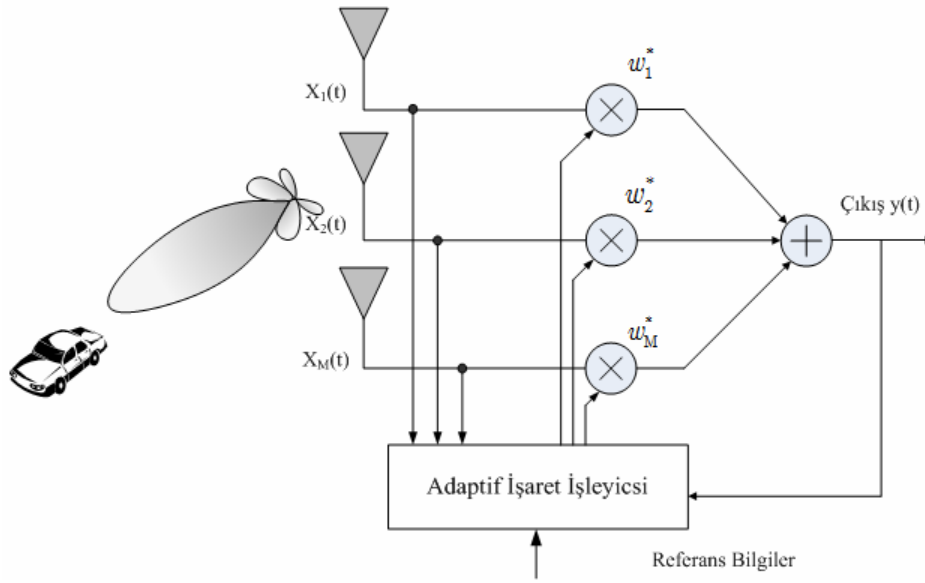
Çok antenli bir alıcıdan alınan sönümlü işaretler uyumlu bir şekilde toplandığında alıcıdaki ortalama SNR artışı, dizi kazancı olarak değerlendirilir. Alıcı antenlere gelen işaretler farklı genlik ve fazda gelirler. Çıkış işaretini iyileştirmek için alıcı işaretleri uyumlu bir şekilde toplanır. Alıcıdaki işaretin ortalama gücündeki artış alıcı anten sayısına bağlıdır. Dizi kazancından da yararlanmak için alıcının kanal bilgisini bilmesi gerekir. Çeşitleme kazancı anlık SNR değişiminin varyansındaki düşme ile ilişkilidir. Dizi kazancı ise ortalama SNR değerinin artışı ile ilişkilidir.

#### 1.8.2. Adaptif Anten Dizileri

Adaptif anten terimi 60'lı yıllardan beri literatürde kullanılmaktadır[83]. Birçok farklı adaptif anten teknikleri son kırk yıldan beri önerilmektedir. Sayısal gezgin radyo iletişim sistemlerinin başarımı, işaret sönümlenmesinden ve diğer ortak kanal kullanıcıların girişimlerinden dolayı sınırlanmaktadır[84, 85, 86, 87, 88]. Baz istasyonlarında anten dizileri ile birlikte uygun işaret işleme ve toplama yöntemleri kullanılarak bu olumsuz

etkiler azaltılabilir. Özellikle anten çıkışları en uygun bir şekilde toplandığında adaptif antenler çok-yol sönümlenmelerini ve ortak kanal girişimlerini azaltabilir. Bu durumda adaptif anten şemasına *En Uygun Toplama(EUT)* da denmektedir. En uygun toplama işlemi literatürde *Uzamsal Filtreleme* olarak geçmektedir. En Uygun Toplama sisteminde ortak kanal girişimleri olmadığı zaman bu sistem Maksimum Oranda Toplama sistemine dönüşür.

Bir adaptif dizi sistemi aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi uzamsal olarak birbirinden ayrı antenlerden ve dizi çıkışını birleştirmek için bir ağırlık vektörü üreten adaptif işaret işleyiciden oluşur. İşaret işleyicisinin tam olarak yapısı baz istasyonundaki bilinen mevcut ya da kestirilmiş bilginin miktarına bağlıdır. Bu bilgide modülasyon türü, işaretleme biçimi, baz istasyonundan alınan çözülebilir işaret sayısı, her bir işaretin geliş açısı ve zamanı, referans ya da eğitim işaretinin var olup olmadığı ve yayılım yolunun karmaşıklığıdır.



Şekil 23. Bir adaptif anten dizi sisteminin blok şeması[77]

Dizi işaret işleme literatüründe adaptif huzme oluşturucuların ortak kanal işaretlerini birbirinden ayırmak için birçok algoritma önerilmiştir. Ağırlıkları hesaplamak için bir referans işaretinden yararlanılan bir huzme oluşturucusu [83]'de önerilmektedir. Referans işaretini kullanan dar bant huzme oluşturucusunun yapısı [75]'de verilmiştir. Bu tür bir huzme oluşturucusunda ağırlıkları kontrol etmek için kullanılan hata işareti, dizinin çıkışı ile referans işareti arasındaki fark alınarak elde edilir. Ağırlıklar, dizinin çıkışı ile referans işareti arasındaki ortalama karesel hatayı minimize edecek Wiener çözümünden

yararlanılarak bulunur. Bu süreç ilk önce güçlü girişimleri bastırmaya çalışır. MMSE ölçütüne dayalı çalışan huzme oluşturucuları (Wiener filtresi), açık-döngülü MVDR (ML filtresi) ölçütüne dayalı çalışan yapılara göre kapalı-döngü şemasına sahiptir. Genelde Wiener filtreleri, zayıf işaret ortamında ML filtrelerine göre daha büyük çıkış SNR üretir. Giriş işaret gücü gürültü gücüne göre daha büyük olmaya başladığında her iki yöntem de aynı sonuçları üretir[89]. Simülasyona dayalı gezgin iletişim ortamında yapılan bir çalışma bu sonuçları desteklemektedir[90]. Wiener filtresi için gerekli referans işareti, uygulamaya bağlı olarak birçok yoldan üretilebilir. Sayısal gezgin iletişim sistemlerinde senkronizasyon işareti başlangıç ağırlık kestiriminde referans işareti olarak kullanılabilir. Zaman Bölmeli Çoklu Erişim(TDMA) teknolojisini kullanan sistemlerde kullanıcıya özgü bir dizi her çerçevenin belli bir parçasında vardır[91]. Her çerçevede bilinen bir sembolün kullanılması ayrıca [92]'de de önerilmiştir.

Adaptif huzme oluşturmanın ana dalından biri de geliş açısını kestirmektir. Spektral kestirim tekniği, geliş açısı (DOA) kestiriminde en eski yöntemlerden biridir. Bartlett yöntemi (Fourier power spectrum) spektral kestirim için en temel yöntemdir. Bu yöntem anten elemanlarından alınan işaretleri ağırlıklandırmayı ve farklı yönlerdeki ortalama gücü bulmayı gerektirir. Yönün ML kestiriminin bulunması Bartlett yönteminin de üstünde yön bulma çözünürlüğünü artırmıştır[93]. DOA kestirim tekniklerinde kullanılan *özyapı* yöntemi huzme oluşturma yöntemi olarak da kullanılabilir. Bu yöntemde temel fikir, alınan işaretin ortak ilinti matrisinden yararlanmaktır. Bu matris yönlü işaret ve gürültüye ilişkin iki dikgen alt uzaya bölünebilmektedir. Özyapı (eigenstructure) yöntemi, gürültü alt uzayındaki öz vektörü bulmaya çalışır daha sonra bu öz vektöre dik yönelme vektörlerini bularak geliş açıları kestirilir. Özyapı yöntemleri ayrıntılı olarak [94, 95]'de incelenmiştir. Öz vektörlerin ve öz değerlerin etkin bir şekilde hesaplanması [96]'da anlatılan yöntemlerle hesaplanabilir. En popüler özyapı yöntemlerinden ikisi MUSIC ve ESPRIT algoritmasıdır. Bu iki yöntem, teorik ve deneysel çalışmalarda en mükemmel doğruluk ve çözünürlük sunmuşlardır. MUSIC yöntemi ve türevleri özyapı tabanlı DOA kestirim yöntemlerinden en çok irdelenenidir. ESPRIT algoritması DOA kestiriminde hesaplamasal olarak etkin ve sağlam bir yöntemdir. Bu yöntem, her bir çiftinin ikinci elemanı birinci elemana göre aynı yönde ve aynı uzaklıkta yerleri değiştirilerek elde edilen iki benzer dizi kullanır[97]. Burada dizi geometrisi, elemanları bu özelliğine sahip olacak şekilde olmalıdır. Örneğin dört elemanlı birbirleri arasında  $d$  eşit mesafede bulunan doğrusal bir dizi üç uyumlu çifte sahip iki adet dizi şeklinde düşünülebilir. Bunlardan biri ilk üç

elemanlı, diğeri son üç elemanlı dizidir. Bu iki dizi  $d$  kadar uzaklıkla yer değiştirilir. ESPRIT bu alt dizi yapısından yararlanarak DOA kestirimi yapar. CDMA hücreli sisteminin gezgin-baz bağlantısında DOA kestirimi için ESPRIT algoritmasının uygulanması konusunda yapılan bir çalışma [98]' de anlatılmıştır. ESPRIT algoritması yalnızca dizi eleman sayısı işaret sayısından fazlaysa çalışır. CDMA sistemlerde kullanıcı sayısı anten eleman sayısına göre çok fazladır. CDMA sistemlerde ESPRIT algoritmasını çalıştırmak için dizi çıkışları istenilen işaretin PN dizisi ile ilintilendirilip edilip toplanır (correlation-despread). PN kodunun mükemmel özelliğinden dolayı ortada sadece istenilen işaretin ve gürültünün olduğu bir işaretin kaldığı düşünülür. Artık bu durumdan sonra ESPRIT algoritması kullanılabilir. Ortak ilinti matrisi bu işareten elde edilir. ESPRIT algoritması RLS algoritmasına göre çok daha dar huzme genişlikleri ve çok daha düşük BER değerleri fakat daha fazla hesaplamsal karmaşıklık vermektedir[98].

Önceden kısaca söz edilen optimal huzme oluşturma ya da adaptif huzme oluşturma teknikleri en uygun ağırlık katsayılarını bulmak için dizi ilinti matrisine ihtiyaç duyar. Gerçekte tam olarak bu matris mevcut değildir. Bundan dolayı ilk önce bu matrisin kestirilmiş olanı elde edilir. Bunun için dizi işaret vektöründen  $N$  adet örnek alınır ve daha sonra örneklenmiş bu işaret vektörlerinin Hermisyeni ile çarpılıp ortalaması alınır. *Örnek Matris Ters* algoritması bu matrisin kestirimini elde ettikten sonra bu matrisin tersini hesaplamak için *Matrix Inversion Lemma*'yı kullanır[99, 100]. Örnek sayısı ne kadar fazla alınırsa matris çok daha iyi kestirilir. Sonuç olarak en uygun ağırlıklara yaklaşılar. SMI algoritması  $2M-1$  adımdan sonra yakınsar ve yakınsama hızı öz değer dağılımına bağlı değildir.

En küçük ortalama kareler(LMS) algoritması MMSE huzme oluşturma ölçütünü sağlayan ağırlık vektörünü bulmak için kullanılan hesaplamsal karmaşıklığı en basit olan algoritmadır[101]. Bu algoritma karesel (quadratic) yüzeyin gradyanını kestirdikten sonra bu gradyanın negatif yönünde, ağırlıkları küçük bir miktar hareket ettirerek her bir adımda ağırlıkları günceller. Buradaki küçük bir miktara normalde adım büyüklüğü denmektedir. LMS algoritmasının birçok türevleri vardır. Bunlar kısıtlamasız LMS algoritması, normalizeli LMS algoritması ve kısıtlamalı LMS algoritmasıdır. LMS algoritması ağırlıkları güncelleme zaman aralığından daha hızlı değişen sönümlü kanallarda çok sağlam bir algoritma değildir[102]. Ortak değişinti matrisinin (Wiener çözümündeki ilgili matris) öz değer yayılımı büyük olduğunda LMS algoritmasının yakınsama hızı yavaş

olmaktadır[103]. Ayrıca LMS algoritmasındaki adım büyüklüğü toplam iterasyon boyunca sabit adım büyüklüğü almak yerine her bir iterasyonda değişken bir adım büyüklüğü alındığında yakınsama, daha da hızlı olabilmektedir [104, 105, 106, 107]. Ortak değişinti matrisinin öz değer yayılımı büyük olduğunda RLS algoritması, adım büyüklüğü yerine ortak değişinti matrisinin tersini yerine koyarak LMS' e göre çok daha iyi sonuçlar vermektedir [101]. Gezgin iletişim ortamında yapılan simülasyon çalışması düz-sönümlü kanallarda RLS algoritmasının LMS ve SMI algoritmasına göre çok daha iyi bir başarımlı sonucu verdiğini göstermiştir[108]. CDMA sisteminin gezgin-baz bağlantısında RLS algoritmasını kullanan adaptif anten dizisinin kanal kapasitesini artırdığı görülmüştür[109].

CMA algoritması gradyan tabanlı kör algoritmadır. Bu algoritma girişimin var olduğu durumda dizi çıkışındaki işaretin genliğinin dalgalandığını, girişimin var olmadığı durumda sabit bir büyüklüğe (constant modulus) sahip olduğu önermesine dayalı olarak çalışır. CMA algoritması, sistem maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde ağırlıkları günceller. Bu yöntemin en büyük dezavantajı yakınsama hızının yavaş olmasıdır. Bu algoritma GMSK ve QPSK gibi zarfı sabit genlikli modülasyon kullanan sistemlerde çok daha etkilidir. [110]'da CMA algoritmasının analizi ve gelişimi konusunda ayrıntılı olarak bir çalışma yapılmıştır.

Eşlenik gradyan (Conjugate Gradient Algorithm) algoritması anten dizilerinin ağırlıkları hesaplamak için kullanılan bir diğer algoritmadır[111]. Genelde bu yöntem  $\mathbf{Aw} = \mathbf{b}$  formundaki denklem kümelerini çözmek için kullanılır. Huzme oluşturma problemine göre  $\mathbf{A}$  matrisi dizi elemanlarından elde edilen örneklerden elde edilen matris,  $\mathbf{b}$  vektörü referans işaretinden elde edilen vektördür. Böylece rezidü vektörü  $\mathbf{r} = \mathbf{Aw} - \mathbf{b}$  olup her bir örnekte referans işareti ile dizi çıkışındaki hatayı gösterir. Rezidü önceden belirlenen bir seviyenin altına indiğinde bu algoritma durur.  $\mathbf{A}$  matrisin rankına  $L$  denirse, Bu yöntem en fazla  $L$  adımda hata yüzeyinin minimum noktasına erişir. Bundan dolayı, CGA algoritması bütün iteratif yöntemler içinde en hızlı yakınsayan algoritmadır. Gezgin iletişim ortamında çok yollu sönümlenmeleri elimine etmek için CGA algoritmasının kullanılması ile ilgili çalışmalar CGA algoritması kullanan sistemin BER (Bit Error Rate) başarımının RLS algoritması kullanan sistemlere göre çok daha iyi sonuçlar verdiğini göstermiştir[92]. Bu çalışmalarda,  $M$  anten eleman sayısı olduğunda, CGA algoritması en fazla  $M$  adımda fakat RLS algoritması en az  $4M$  adımda yakınsamıştır.

CDMA sistemlerde çok yollu çeşitlemeden yararlanmak için RAKE alıcı kullanılır. Adaptif anten dizi ile RAKE alıcısını birleştirerek ortaya çıkan bir huzme oluşturucu-RAKE (Beamformer-RAKE) alıcı tipi [41, 112, 113]' de önerilmektedir. MMSE tabanlı huzme oluşturmak için LMS algoritmasından yararlanan bir huzme oluşturucu-RAKE alıcısı [114]'de önerilmiştir. WCDMA sistemler için bu yapının ayrıntılı bir çalışması [115]'de bulunabilir. Hem uzamsal hem de zamansal bölgede optimal ve geleneksel birleştirme yapan bir huzme oluşturucu-RAKE alıcısı hakkında bir araştırma [116]'da bulunabilir.

## 2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE İRDELEME

### 2.1. Giriş

Genel bilgiler bölümünde, tez çalışmasında kullanılacak olan elektromanyetik dalga polarizasyonu, çok yönlü gezgin kablosuz iletişim kanallarının modellenmesi, açısal dağılım modelleri, kanalın olumsuz etkilerini azaltan akıllı anten sistemleri konusunda bilgiler verilmiştir. Bu bölümde,  $\pm 45^\circ$  eğimli (XPol) ve yatay/dikey (HVPol) yerleştirilmiş çapraz dipol antenler arasındaki ilintinin ve antenler arasındaki güç oranının bazı açısal dağılımlarda ortalama ufuk ve yükselti geliş açısına göre değişimi gösterilmiştir. Belli bir mesafeyle dikey yerleştirilmiş (VPol) çift dipol antenler arasındaki ilintinin bazı açısal dağılımlarda antenler arasındaki mesafeye ve geliş açısına göre değişimleri verilmiştir. Ayrıca üç farklı yapıda üç dipollü polarizasyon çeşitlemenin sunduğu çeşitleme kazançları da gösterilmiştir.

Çalışmada XPol, HVPol ve VPol yapısına sahip çift antenli MOT ve EUT alıcılarının başarımları ile birlikte XPol, HVPol ve VPol yapısına sahip doğrusal ve dairesel dizilmiş anten sistemlerine sahip MOT ve EUT alıcıların başarımları sunulmuştur.

Bölüm 2.2’de polarizasyon çeşitleme için kullanılacak olan dipol antenin küresel koordinatlarda herhangi bir yönde döndürülmesi durumunda  $\theta$  ve  $\phi$  vektörel alan ışıma örüntüleri tam olarak formüle edilmiştir. Bölüm 2.3’de elektromanyetik dalgaların polarizasyon bileşenlerini hesaba katan uzay-zaman-polarizasyon çok yönlü Rayleigh kanal modeli geliştirilmiştir. Bölüm 2.4’de çeşitleme sistemlerinin başarımlarını önemli ölçüde etkileyen ve literatürde daha çok ölçümler yoluyla elde edilen çapraz ilintinin, teorik olarak, açısal dağılıma ve XPR’ ye göre kapalı ifadeleri çıkartılmıştır. Elde edilen bu ifadelerle, çapraz dipol anten çiftinin ve aralarında belli bir  $d$  mesafesi olan dikey polarizeli anten çiftlerinin, düzgün ve Laplacian açısal dağılım modellerinde, ufuk ve yükselti geliş açısına bağlı olarak antenler arasındaki ilinti ve güç oranının (BPR) değişimi gösterilmiştir. Bölüm 2.5’de, ilk önce birbirine eşit olmayan ortalama SNR değerlerine ve aralarında belli bir ilinti değerine sahip çift anten dallarının oluşturduğu  $\mathbf{R}$  ilinti matrisinin öz değerlerini kullanarak, MOT çeşitleme sisteminin kesinti olasılıkları ve BPSK modülasyonunda bit hata olasılıkları çıkartılmıştır. Daha sonra bu kesinti olasılıklardan yararlanarak farklı

geometrik yapıdaki çapraz polarizeli ve dikey polarizeli anten dizilerinin farklı açısal dağılımlarda, ufuk ve yükselti geliş açılarına göre anten çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Bölüm 2.6’da istenilen ve girişim işaretlerinin bulunduğu bir ortamda çapraz polarizeli anten sistemlerinin, istenilen ve girişim işaretlerinin farklı polarizasyon durumlarından faydalanarak istenilen ve girişim işaretlerinin aynı geliş açısına sahip olsa bile girişim işaretini bastırabildiği gösterilmiştir. Bu durum, dikey polarizasyonlu dipollerden oluşan adaptif huzme oluşturuculara göre ek bir avantaj sunmaktadır. Ayrıca bu kısımda çok yollu Rayleigh kanallarda girişimlerin bulunduğu bir iletişim sisteminde aynı anten elemanına sahip dikey polarizeli ve çapraz polarizeli en uygun toplayıcıların farklı XPR ve açısal dağılım değerlerinde SNR-BER başarımları eğrileri verilmiştir.

## 2.2. Döndürülmüş Dipol Anten

Bir antenin yatay ve dikey polarizasyon bileşenlerinin kazanç formülleri, anten rotasyona uğradıktan sonra değişir[27, 117]. Polarizasyonu hesaba katan bir kanal modeli geliştirmek için antenin kazanç ışınma örüntülerinin üç boyutta ele alınması gerekir. Bu kısımda, döndürülmüş bir anten ışınma örüntüsünün dikey polarizasyon bileşeninin( $\theta$  bileşeni) ve yatay polarizasyon bileşeninin( $\phi$  bileşeni) elde edilmesi işlemi anlatılacaktır. Şekil 24’de  $z$  ekseninden  $\beta$  açısı(yükselti açısı),  $x$  ekseninden ufuk düzleminde  $\alpha$  açısı (ufuk açısı) yapılmış bir dipol gösterilmektedir. Literatürde  $\vec{r}$  yönünde ilerleyen bir düzlem dalganın  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerine sahip elektrik alan vektörleri olduğundan bu dalgalar için  $\theta$  ve  $\phi$  polarizeli elektromanyetik dalga ifadesi de kullanılmaktadır[11].

Buna göre  $\hat{u}_d$  birim vektörüne sahip yarım dalga dipolün elektrik alan ışınma örüntüsü aşağıdaki gibi yazılır.

$$\vec{E}_{\beta,\alpha} = E_o \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \psi\right)}{\sin \psi} \hat{u}_\psi \quad (2.1)$$

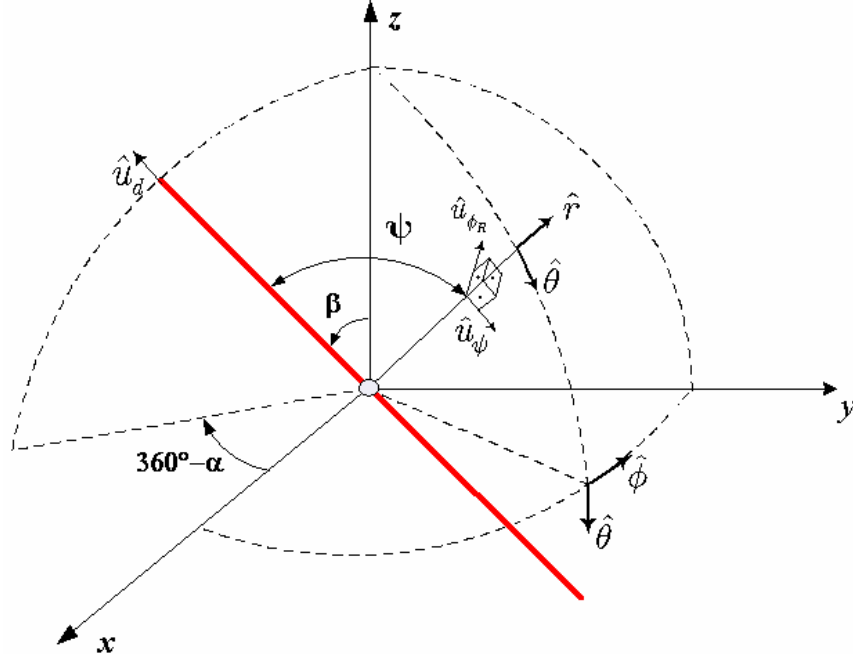
Burada  $\hat{u}_\psi$ , dönmüş dipolün yaydığı elektrik alanının birim vektörüdür. Aslında bu birim vektör, dönmüş dipole göre küresel koordinatlardaki dönmüş yükselti açısını ( $\theta_R$ )



temsil eder. Dönmüş dipolün birim vektörü ile küresel koordinatlardaki  $\hat{r}$  birim vektör arasındaki açı  $\psi$  dir.

$$\begin{aligned}\hat{r} &= \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta \\ \hat{u}_d &= \hat{x} \sin \beta \cos \alpha + \hat{y} \sin \beta \sin \alpha + \hat{z} \cos \beta\end{aligned}\quad (2.2)$$

$$\cos \psi = \hat{u}_d \cdot \hat{r} = \sin \beta \cos \alpha \sin \theta \cos \phi + \sin \beta \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + \cos \beta \cos \theta \quad (2.3)$$



Şekil 24.  $\hat{u}_d$  birim vektörüne sahip dipol

Dönmüş dipolün yaydığı elektrik alanının  $\hat{u}_\psi$  birim vektörü aşağıdaki biçimde hesaplanır.

$$\hat{u}_\psi = \frac{(\hat{u}_d \times \hat{r}) \times \hat{r}}{|(\hat{u}_d \times \hat{r}) \times \hat{r}|} \quad (2.4)$$

$$\hat{u}_d \times \hat{r} = \hat{u}_{\phi_R} \sin \psi$$

$$(\hat{u}_d \times \hat{r}) \times \hat{r} = (\hat{u}_{\phi_R} \sin \psi) \times \hat{r} = \hat{u}_{\theta_R} \sin \psi = \hat{u}_\psi \sin \psi$$

Buradan  $|(\hat{u}_d \times \hat{r}) \times \hat{r}| = \sin \psi$  bulunur.

$$\begin{aligned}
\hat{u}_d &= \hat{x} \sin \beta \cos \alpha + \hat{y} \sin \beta \sin \alpha + \hat{z} \cos \beta \\
&= \left( \hat{r} \sin \theta \cos \phi + \hat{\theta} \cos \theta \cos \phi - \hat{\phi} \sin \phi \right) \sin \beta \cos \alpha + \\
&= \left( \hat{r} \sin \theta \sin \phi + \hat{\theta} \cos \theta \sin \phi + \hat{\phi} \cos \phi \right) \sin \beta \sin \alpha + \\
&= \left( \hat{r} \cos \theta - \hat{\theta} \sin \theta \right) \cos \beta
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{u}_d &= \hat{r} (\sin \theta \cos \phi \sin \beta \cos \alpha + \sin \theta \sin \phi \sin \beta \sin \alpha + \cos \theta \cos \beta) + \\
&= \hat{\theta} (\cos \theta \cos \phi \sin \beta \cos \alpha + \cos \theta \sin \phi \sin \beta \sin \alpha - \sin \theta \cos \beta) + \\
&= \hat{\phi} (-\sin \phi \sin \beta \cos \alpha + \cos \phi \sin \beta \sin \alpha) \\
&= a\hat{r} + b\hat{\theta} + c\hat{\phi}
\end{aligned}$$

$$\hat{u}_\psi = \frac{-b\hat{\theta} - c\hat{\phi}}{\sqrt{b^2 + c^2}}$$

$$\begin{aligned}
\hat{u}_\psi &= \hat{\theta} \frac{(\sin \theta \cos \beta - \cos \theta \cos \phi \sin \beta \cos \alpha - \cos \theta \sin \phi \sin \beta \sin \alpha)}{\sin \psi} \\
&\quad + \hat{\phi} \frac{(\sin \phi \sin \beta \cos \alpha - \cos \phi \sin \beta \sin \alpha)}{\sin \psi}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Alıcı antenin etkin boyu, uçlarındaki açık devre geriliminin antene teğet elektriksel alan bileşenine oranı olarak tanımlanır. Buna göre, gelen  $\vec{E}_{gelen}$  elektrik alanının alıcı antende indüklediği gerilim

$$V = \vec{l}_e \cdot \vec{E}_{gelen} \tag{2.6}$$

Küresel koordinatlarda

$$\vec{l}_e = l_\theta \hat{\theta} + l_\phi \hat{\phi} \tag{2.7}$$

şeklinde yazılırsa, boyu  $l$  olan bir ince anten için etkin boy

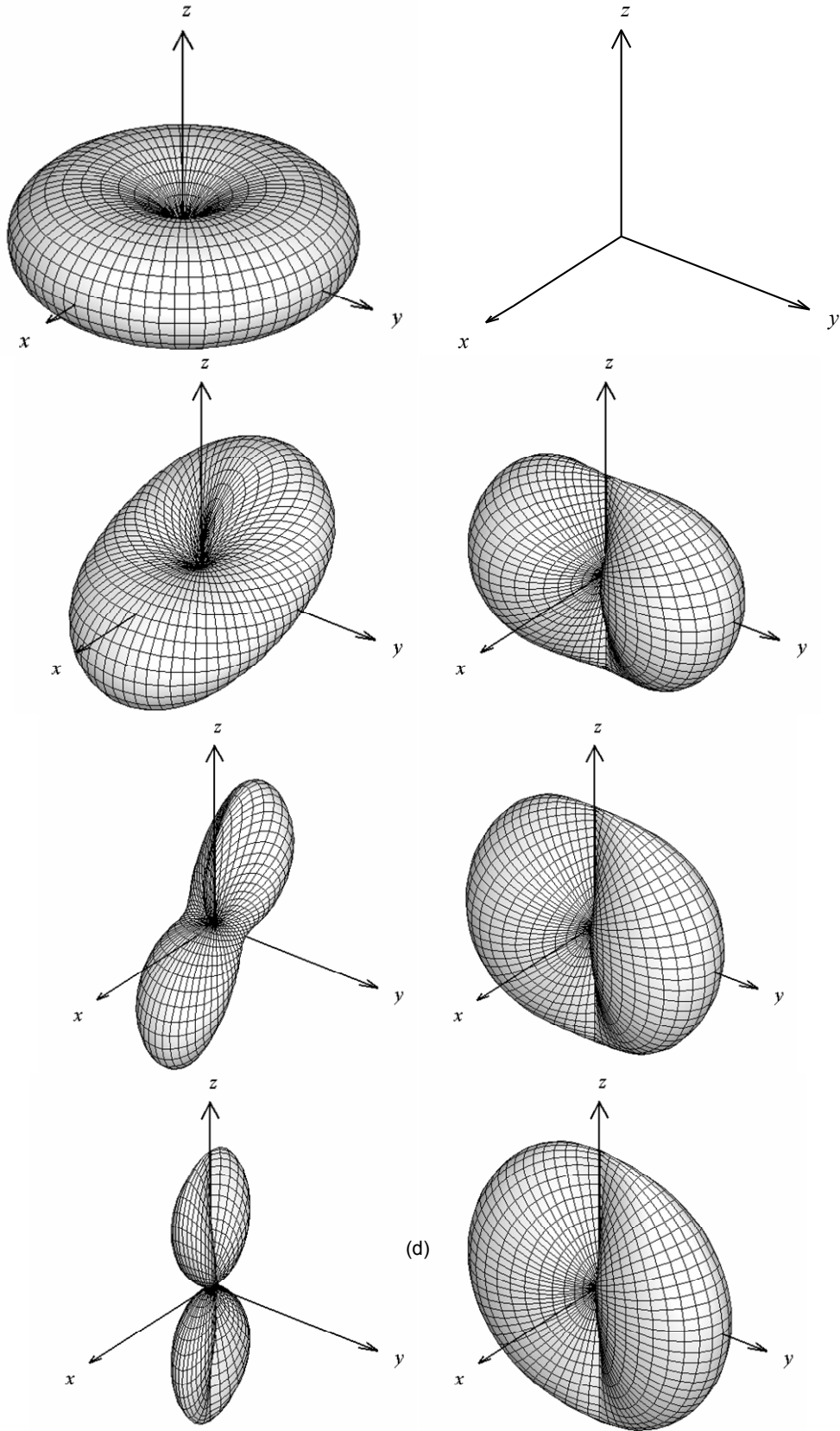
$$\vec{l}_e = \frac{\lambda}{\pi} \frac{I_m}{I_b} \left[ F_\theta(\theta, \phi) \hat{\theta} + F_\phi(\theta, \phi) \hat{\phi} \right] \tag{2.8}$$

olur. Burada  $F_\theta(\theta, \phi)$  ve  $F_\phi(\theta, \phi)$  dipol antenin sırasıyla  $\hat{\theta}$  ve  $\hat{\phi}$  yönündeki vektörel ışıma alanlarıdır. Buna göre  $I_m = I_b$  için döndürülmüş yarım dalga dipolün etkin boyu

$$\vec{l}_e = \frac{\lambda}{\pi} E_o \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \psi\right)}{\sin \psi} \hat{u}_\psi \quad (2.9)$$

Bu ifadeler kullanılarak Şekil 25’de  $\alpha=0^\circ$  için  $\beta=0^\circ, \beta=30^\circ, \beta=60^\circ, \beta=90^\circ$  açılarında döndürülmüş  $\lambda/2$  dipolün dikey ve yatay bileşenleri için güç kazanç ışıma örüntüleri  $(|F_\theta(\theta, \phi)|^2$  ve  $|F_\phi(\theta, \phi)|^2$ ) verilmiştir.

Şekillerden de dikkat edildiği gibi  $\alpha=0^\circ$  ve  $\beta=0^\circ$  için anten sadece dikey polarizasyona duyarlıdır. Fakat diğer eğim açılarında hem yatay hem de dikey polarizasyona duyarlıdır. Özellikle yatay yerleştirilmiş dipol ( $\beta=90^\circ$ ) sadece yatay polarizasyona duyarlı değildir.  $\alpha=0^\circ$ ,  $\beta=90^\circ$  şeklinde döndürülmüş ( $x$  eksenine üzerine yerleştirilmiş) dipol sadece  $\theta=90^\circ$ ’de yatay polarizasyona duyarlıdır. Diğer yükselti açılarında dikey polarizasyona da duyarlıdır.



Şekil 25. Döndürülmüş  $\lambda/2$  dipolün yatay(sağda) ve dikey bileşenleri(solda) için güç kazanç ışınma örüntüleri (a)  $\beta=0^\circ$ , (b)  $\beta=30^\circ$ , (c)  $\beta=60^\circ$ , (d)  $\beta=90^\circ$

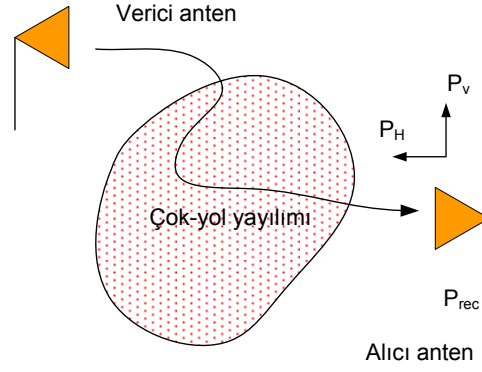
### 2.3. Uzay-Zaman-Polarizasyon Kanal Modelleme

1.6 ve 1.7 bölümlerinde uzay-zaman kanal modellemenin nasıl yapıldığı anlatılmıştır. Bu bölüm de ise çok yollu kanallarda alıcıya gelen dalgaların polarizasyon farklılığını hesaba katan bir kanal modeli oluşturulacaktır. Bu bölümde gelen dalgaların her iki polarizasyon bileşeninden yararlanabilmek için her iki polarizasyondaki anten kazançları hesaba katılacaktır.

Polarizasyon çeşitleme uzamsal çeşitlemeden farklıdır. Polarizasyon çeşitleme, kanalın çok yollu dalgalar oluşturması fikrine dayanır. Yoğun saçıcıların bulunduğu bir ortamdan geçerek baz istasyonuna gelen işaretler değişken polarizasyona sahip olacaktır. Örneğin gönderilen dikey polarizeli doğrusal bir dalga ortamdan geçerken birçok nesneye çarparak saçılır. Bu saçılım sonucunda dalganın sadece dikey bileşeninin yanında yatay bileşeni de oluşur. Ayrıca kayıplı düzlemelerden yansıyan dalgaların polarizasyon bileşenleri arasında faz kayması da meydana gelir. Böylelikle farklı açılardan antene gelen ışınlar, farklı yollardan saçılarak geldiğinden her bir ışının polarizasyon durum parametreleri birbirinden farklı olacaktır[8, 19, 118, 119]. Bu sebeplerden dolayı farklı yollardan saçılarak gelen yatay ve dikey polarizasyon bileşenler sahip dalgalar iki farklı antenden toplanarak alınır. Sonuçta antenlerdeki bu toplanmış sönümlü işaretler arasında bir ilinti söz konusu olmaktadır. Bu ilintinin derecesi kanalın XPR ve açısal dağılımına göre değişmektedir.

Farklı polarizasyonlar arasındaki ilintisizlik mekanizması, gezgin ile baz istasyon arasında ilerleyen işaretin maruz kaldığı farklı yansıma olaylarından kaynaklanır. Her bir polarizasyonun maruz kaldığı yansıma katsayıları birbirinden farklıdır. Bu olaydan yararlanılarak alıcı sistemlerde polarizasyon çeşitleme gerçekleştirilir. Fakat saçıcıların nispeten çok fazla olmadığı ortamlarda dikey polarizasyonun yatay polarizasyona olan üstünlüğü çok fazla olacağından dolayı polarizasyon çeşitlemeden sağlanan sistem kazancı uzamsal çeşitlemeye göre önemli ölçüde düşük olacaktır[8].

Şekil 26, fikirsel olarak bir verici antenden gönderilen radyo işaretinin çok yollu ortamdan geçmesini ve alıcı antene varmasını göstermektedir.



Şekil 26. Çok yollu ortamda alıcı antene gelen işaret

$P_V$  ve  $P_H$ , sırasıyla rasgele bir yönden gelen radyo dalgalarının dikey polarizeli (VP) ve yatay polarizeli (HP) bileşenlerinin ortalama geliş güçlerini göstermektedir. Polarizasyona duyarlı anten sistemlerinin başarımı karakterize edilirken hesaba katılması gereken parametre, gelen dalganın elektrik alanının dik bileşenleri arasındaki güç oranını ifade eden *çapraz-polarizasyon oranıdır* (XPR) [39, 70]. Literatürde XPR yerine XPD terimi de kullanılmaktadır. Bu çalışmada XPR terimi kullanılmıştır. Literatürde bu terim daha çok gelen dik bileşenlerin ortalama güçlerinin oranıdır. Anlık oran değildir. XPR,

$$\chi = XPR = \frac{\overline{P_V}}{\overline{P_H}} = \frac{\overline{P_\theta}}{\overline{P_\phi}} \quad (2.10)$$

şeklinde verilir. Denklem (1.13) dikkate alındığında XPR ile polarizasyon elipsinin  $\gamma$  parametresi arasındaki bağıntı

$$\gamma = \tan^{-1}(\sqrt{XPR}) = \tan^{-1}(\sqrt{\chi}) \quad (2.11)$$

şeklinde yazılır. Buna göre  $\theta_0, \phi_0$  yönünden gelen  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerine sahip bir dalga için, antenden alınan toplam güç

$$P_{rec} = P_\theta \cdot |F_\theta(\theta_0, \phi_0)|^2 + P_\phi \cdot |F_\phi(\theta_0, \phi_0)|^2 \quad (2.12)$$

şeklinde yazılır[27]. Ayrıca çapraz polarizeli iki antenden alınan güçlerin oranı ise BPR olarak tanımlanır.

$$BPR = \frac{P_{rec,1}}{P_{rec,2}} \quad (2.13)$$

Bir düzlem dalganın yatay ve dikey polarizeli bileşenleri, denklem (1.17)'deki gibi

$$\begin{aligned} E_\phi &= E_1 = E_0 \cos \gamma \\ E_\theta &= E_2 e^{j\delta} = E_0 \sin \gamma e^{j\delta} \end{aligned} \quad (2.14)$$

fazörsel bir biçimde gösterilmektedir. Burada  $E_1$  ve  $E_2$  yatay ve dikey polarizasyon bileşenlerinin genlikleridir.  $\delta$  ise iki polarizasyon bileşeni arasındaki faz kaymasıdır.  $\gamma$  ise bileşke elektrik alan vektörünün yatay bileşenle yaptığı (eğim) açısıdır. Bilindiği üzere çok yollu kanallarda antenden alınan işaret,  $L$  adet düzlem dalganın vektörel toplamından oluşur. Genelde bu düzlem dalgaların her birinin fazı, geliş açısı ve polarizasyon durumu birbirinden farklıdır. Bu durumda anten izotropik olarak düşünüldüğünde, çok yollu dalgaların toplamından oluşan sonuç işaret

$$x = \sum_{i=1}^L E_{1i} e^{j\zeta_i} + \sum_{i=1}^L E_{2i} e^{j\zeta_i + \delta_i} = \sum_{i=1}^L E_{1i} e^{j\Phi_{1i}} + E_{2i} e^{j\Phi_{2i}} \quad (2.15)$$

olur. Burada  $\zeta_i$  her bir dalganın  $[0, 2\pi]$  arasında düzgün rasgele değişen faz kaymasıdır.  $\delta_i$  ise her bir dalganın polarizasyon bileşenleri arasındaki birbirinden bağımsız rasgele faz kaymasıdır. Bu bilgiler ışığında  $\mathbf{F}_\theta$  ve  $\mathbf{F}_\phi$  ışına örüntülerine sahip  $M$  elemanlı bir anten dizisinden alınan işaret vektörü

$$\mathbf{h}(t, \tau_0) = \sum_{i=1}^L \mathbf{a}(\theta_i, \phi_i) \left( \sin \gamma_i e^{j\psi_{\theta_i}(t)} \mathbf{F}_\theta(\theta_i, \phi_i) + \cos \gamma_i e^{j\psi_{\phi_i}(t)} \mathbf{F}_\phi(\theta_i, \phi_i) \right) \cdot \delta(t - \tau_0) \quad (2.16)$$

şeklinde ifade edilir.  $M$  elemanlı bir dizi için geniş bant kanal birim buruş tepke vektörü ise

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^L \left( \mathbf{a}(\theta_{i,n}, \phi_{i,n}) \left[ \begin{array}{c} \sin \gamma_{i,n} e^{j\psi_{\theta_{i,n}}(t)} \mathbf{F}_\theta(\theta_{i,n}, \phi_{i,n}) \\ \cos \gamma_{i,n} e^{j\psi_{\phi_{i,n}}(t)} \mathbf{F}_\phi(\theta_{i,n}, \phi_{i,n}) \end{array} \right] \right) \cdot \delta(t - \tau_n) \quad (2.17)$$

şeklinde yazılır. Denklem (1.20) dikkate alındığında

$$\begin{aligned} \psi_{\theta_{i,n}}(t) &= j(2\pi f_{i,n} t + \Phi_{\theta_{i,n}}) \\ \psi_{\phi_{i,n}}(t) &= j(2\pi f_{i,n} t + \Phi_{\phi_{i,n}}) \end{aligned} \quad (2.18)$$

olur. Burada  $\Phi_{\theta_{i,n}}$  ile  $\Phi_{\phi_{i,n}}$  arasındaki fark  $(i,n)$  indisli dalganın polarizasyon açısı olup  $[-\pi, +\pi]$  arasında düzgün rasgeledir.  $\mathbf{a}(\theta_{i,n}, \phi_{i,n})$  denklem (1.52)'de verilmiştir. Her bir antenin ışına örüntüleri aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{F}_\phi(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} F_{1\phi}(\theta, \phi) \\ F_{2\phi}(\theta, \phi) \\ \vdots \\ F_{M\phi}(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_\theta(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} F_{1\theta}(\theta, \phi) \\ F_{2\theta}(\theta, \phi) \\ \vdots \\ F_{M\theta}(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

#### 2.4. Antenler Arasındaki Çapraz İlinti

Çeşitleme sistemlerinin başarımında önemli rol oynayan etkenlerden biri antenlerdeki işaretler arasındaki ilintidir. İki değişken süreç arasındaki doğrusal ilişkinin gücü *ilinti katsayısı* ile değerlendirilir.  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_K, y_K)$  gözlem kümesi için, ilinti katsayısını hesaplayan formül

$$\rho_{xy} = \frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^K \left( \frac{x_k - \bar{x}}{\sigma_x} \right) \left( \frac{y_k - \bar{y}}{\sigma_y} \right) \quad (2.20)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^K (x_k - \bar{x})^2} \quad (2.21)$$

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^K (y_k - \bar{y})^2} \quad (2.22)$$

şeklinde verilir[120]. İlinti katsayısı daima -1 ile +1 arasına bir değer alır.  $\rho_{xy}$ 'nin +1 ya da -1 değerini alması mükemmel ilintiyi gösterir.  $\rho_{xy}=0$  olduğunda iki değişken arasında hiçbir ilişkinin olmadığı anlamını doğurur.  $\bar{x}$  ve  $\bar{y}$  sırasıyla  $x$  ve  $y$  süreçlerinin aritmetik ortalaması,  $\sigma_x$  ve  $\sigma_y$  sırasıyla  $x$  ve  $y$  süreçlerinin standart sapmasıdır. Sürekli durumda zamanla değişen iki sürecin zarfı arasındaki karmaşık çapraz ilinti aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\rho_{xy} = \frac{\int_0^T (x(t) - \bar{x})(y(t) - \bar{y})dt}{\sqrt{\int_0^T |(x(t) - \bar{x})|^2 dt \int_0^T |(y(t) - \bar{y})|^2 dt}} \quad (2.23)$$

Burada  $t$ , anlık zaman noktası,  $T$  iki işaretin ilintisinin hesaplanması için alınan belli bir süredir.  $x(t)$  ve  $y(t)$ , zamanda iki işaretin voltaj değeri,  $\bar{x}$  ve  $\bar{y}$ , iki işaretin  $T$  süresince ortalama voltaj değeridir. Karmaşık ilintide sanal bir bileşen varsa birbirlerine göre dallar arasında faz kayması vardır demektir. Bir antenin veya anten sisteminin genlik ve faz ışıma



örüntülerinin farklı olmasından dolayı böyle durumlar meydana gelir. İlintinin diğer bir formu ise zarf ilintisidir.  $\rho_e$  zarf ilintisi, fazları ele alınmadan iki işaret zarfı arasındaki ilintidir[121].

$$\rho_e = \frac{\int_0^T \left( \sqrt{|R_x^2(t)|} - \sqrt{\overline{R_x^2(t)}} \right) \left( \sqrt{R_y^2(t)} - \sqrt{\overline{R_y^2(t)}} \right) dt}{\left[ \int_0^T \left( \sqrt{R_x^2(t)} - \sqrt{\overline{R_x^2(t)}} \right)^2 dt \int_0^T \left( \sqrt{R_y^2(t)} - \sqrt{\overline{R_y^2(t)}} \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.24)$$

Burada  $R_x^2(t) = |x(t)|^2$  ve  $R_y^2(t) = |y(t)|^2$ ,  $x(t)$  ve  $y(t)$  'nin karesel zarfıdır  $[V^2]$ . Karesel zarfla faz tanımlanmadığı için  $\rho_e$  daima gerçel bir sayıdır. Zarf ilinti değeri çeşitleme sistemlerinin başarımını doğrudan belirleyen bir parametredir. Bir çeşitleme sistemindeki dallar arasında ilinti düştükçe o sistemin çeşitleme kazancı artmaya başlar. Rayleigh sönümlü işaretler için zarf ilintisi ile çapraz ilinti arasındaki ilişki  $\rho_e \approx |\rho_{12}|^2$  olarak verilir[82]. Ya da zarf ilintisi ile çapraz ilinti arasındaki bağıntı  $\rho_e \approx |R_{12}|^2 / \sigma_1^2 \sigma_2^2$  olarak verilir. Rayleigh sönümlü işaretler karmaşık sıfır ortalamalı Gaussian süreçler olarak tanımlanır. Bu durumda zarfı Rayleigh dağılımlıdır. Ricean sönümlü işaretler karmaşık, ortalaması sıfır olmayan Gaussian süreçlerdir. Örneğin verici ile alıcı arasında sabit doğrudan bir yayılım yolu vardır. Kanal, Rayleigh sönümlü olarak kabul edildiğinde(ortalaması sıfır) farklı eğimle yerleştirilmiş iki dipolden alınan işaret arasındaki çapraz ilinti

$$\begin{aligned} \rho(x_1, x_2) &= \frac{Cov(x_1, x_2^*)}{\sqrt{Var(x_1)Var(x_2)}} \\ &= \frac{E\{(x_1 - \bar{x}_1)(x_2^* - \bar{x}_2)\}}{\left[ E\{|x_1 - \bar{x}_1|^2\} E\{|x_2 - \bar{x}_2|^2\} \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{E\{x_1 x_2^*\}}{\left[ E\{|x_1 x_1^*|\} E\{|x_2 x_2^*|\} \right]^{\frac{1}{2}}} \end{aligned} \quad (2.25)$$

şeklinde gösterilir. Düz sönümlü kanaldan gelen L tane ışın(alt-yol) için farklı ışınma örüntüsüne sahip iki antenden alınan toplam işaret

$$x_1 = \sum_{i=1}^L \left[ \sin \gamma_i \cdot F_{\theta_1}(\theta_i, \phi_i) \cdot e^{j\psi_{\theta_i}} + \cos \gamma_i \cdot F_{\phi_1}(\theta_i, \phi_i) \cdot e^{j\psi_{\phi_i}} \right] \quad (2.26)$$

$$x_2 = \sum_{i=1}^L \left[ \sin \gamma_i \cdot F_{\theta_2}(\theta_i, \phi_i) \cdot e^{j\psi_{\theta_i}} + \cos \gamma_i \cdot F_{\phi_2}(\theta_i, \phi_i) \cdot e^{j\psi_{\phi_i}} \right] \quad (2.27)$$

dir. Burada  $\psi_{\theta_i}, \psi_{\phi_i}$  açıları  $[0, 2\pi]$  arasında birbirinden bağımsız özdeş düzgün dağılıma sahip rasgele değişkenlerdir.  $x_1$  ve  $x_2$  süreci *topluluk ortalamasına göre geniş anlamda durağandır*[122]. Zaman ortalamasına göre durağan değildir. Fakat zaman ortalaması ile topluluk ortalaması arasındaki fark, L değeri arttıkça azalır. Bu durumda da süreç ergodiktir denir[41, 43, 122]. Böyle bir durumda ergodik süreçlerin istatistiksel özellikleri zamansal ortalama yerine topluluk ortalaması ile hesaplanabilir[123].  $x_1$  için beklenen değer, denklem (1.28) ve (1.30) ışığında,

$$\mathbf{E}[x_1] = \sum_{i=1}^L \sin \gamma_i \cdot F_{\theta_1}(\theta_i, \phi_i) \cdot \mathbf{E}[e^{j\psi_{\theta_i}}] + \cos \gamma_i \cdot F_{\phi_1}(\theta_i, \phi_i) \cdot \mathbf{E}[e^{j\psi_{\phi_i}}] \quad (2.28)$$

şeklinde yazılır. Buradan  $\psi_{\theta_i}, \psi_{\phi_i}$   $[0, 2\pi]$  arasında birbirinden bağımsız (ilişkisiz) düzgün dağılıma sahip rasgele değişkenler olduğundan

$$\int_0^{2\pi} e^{j\psi_{\theta}} d\psi_{\theta} = \int_0^{2\pi} e^{j\psi_{\phi}} d\psi_{\phi} = 0 \quad (2.29)$$

olur[43, 122]. Bu sonuçtan  $x_1$  ve  $x_2$ 'nin beklenen değeri 0 olur.

$$\mathbf{E}[x_1] = \mathbf{E}[x_2] = 0$$

Denklem (1.31) ışığında  $x_1$ 'in gücü (varyansı)

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[|x_1 x_1^*|] &= \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \sin \gamma_m \sin \gamma_n F_{\theta_1} F_{\theta_1}^* \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\theta_m} - \psi_{\theta_n})}] + \\ &\quad \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \cos \gamma_m \cos \gamma_n F_{\phi_1} F_{\phi_1}^* \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\phi_m} - \psi_{\phi_n})}] + \\ &\quad \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \sin \gamma_m \cos \gamma_n F_{\theta_1} F_{\phi_1}^* \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\theta_m} - \psi_{\phi_n})}] + \\ &\quad \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \cos \gamma_m \sin \gamma_n F_{\phi_1} F_{\theta_1}^* \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\phi_m} - \psi_{\theta_n})}] \end{aligned} \quad (2.30)$$

şeklinde yazılır.  $\psi_{\theta_m}, \psi_{\theta_n}$  iki rasgele faz birbirine eşit olmadığı sürece farkı da rasgeledir.

Yine aynı şekilde  $\psi_{\phi_m}, \psi_{\phi_n}$  iki rasgele faz birbirine eşit olmadığı sürece farkı da rasgeledir.

$$\mathbf{E}[e^{j(\psi_{\theta_m} - \psi_{\theta_n})}] = \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\phi_m} - \psi_{\phi_n})}] = 0 \quad (2.31)$$

$m \neq n$  olmadığında

$\psi_{\theta_m}$ ,  $\psi_{\phi_n}$  ilintisiz iki farklı rasgele fazın farkı da rasgeledir. Keza aynı şekilde  $\psi_{\phi_m}$ ,  $\psi_{\theta_n}$  ilintisiz iki farklı rasgele fazın farkı da rasgeledir.

$$\mathbf{E}\left[e^{j(\psi_{\theta_m} - \psi_{\phi_n})}\right] = \mathbf{E}\left[e^{j(\psi_{\phi_m} - \psi_{\theta_n})}\right] = 0 \quad (2.32)$$

Bu durumda denklem (2.30),

$$\mathbf{E}\left[|x_1 x_1^*|\right] = \sum_{i=1}^L \sin^2 \gamma_i \cdot F_{\theta 1}(\theta_i, \phi_i) \cdot F_{\theta 1}^*(\theta_i, \phi_i) + \cos^2 \gamma_i \cdot F_{\phi 1}(\theta_i, \phi_i) \cdot F_{\phi 1}^*(\theta_i, \phi_i) \quad (2.33)$$

şekline indirgenebilir. Sürekli formda  $f_X(x)$  olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip bir rasgele  $X$  değişken için beklenen değer

$$\mathbf{E}[X] = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot p_X(x) dx \quad (2.34)$$

ifadesinden yararlanıldığında, denklem (2.33),

$$\sigma_1^2 = \mathbf{E}\left[|x_1 x_1^*|\right] = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left( \sin^2 \gamma \cdot F_{\theta 1}(\theta, \phi) \cdot F_{\theta 2}^*(\theta, \phi) \cdot p_{\theta}(\theta, \phi) + \cos^2 \gamma \cdot F_{\phi 1}(\theta, \phi) \cdot F_{\phi 2}^*(\theta, \phi) \cdot p_{\phi}(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\phi d\theta \quad (2.35)$$

şekline dönüşür.  $x_2$ 'nin gücü de aynen denklem (2.35)'deki gibi yazılabilir. Burada  $p_{\theta}(\theta, \phi)$  ve  $p_{\phi}(\theta, \phi)$  gelen düzlem dalgaların  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerinin açısal dağılım fonksiyonudur. Örneğin bu dağılımlar düzgün, Gaussian veya Laplacian olabilir.  $p_{\theta}(\theta, \phi)$  ve  $p_{\phi}(\theta, \phi)$  fonksiyonları

$$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} p_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\phi d\theta = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} p_{\phi}(\theta, \phi) \sin \theta d\phi d\theta = 1 \quad (2.36)$$

koşulunu sağlarlar. Denklem (2.11) dikkate alındığında

$$\sin^2 \gamma = \frac{\text{XPR}}{1 + \text{XPR}} \quad (2.37)$$

$$\cos^2 \gamma = \frac{1}{1 + \text{XPR}} \quad (2.38)$$

şekline dönüşür. Bu ifadeler denklem (2.35)'de yerine koyulursa elde edilen ifade [27]'deki hazır verilmiş ifade ile aynı olur.

Denklem (2.25)'de verildiği gibi  $x_1$  ve  $x_2$  arasındaki çapraz ilintinin ifadesini bulmak için ilk önce  $\mathbf{E}[x_1 x_2^*]$  ifadesini bulmak gerekir. Bunun için (2.26) ve (2.27) denklemlerinden  $\mathbf{E}[x_1 x_2^*]$ ,

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[x_1 x_2^*] = & \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \sin \gamma_m \sin \gamma_n \cdot F_{\theta 1}(\theta_m, \phi_m) \cdot F_{\theta 2}^*(\theta_n, \phi_n) \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\theta m} - \psi_{\theta n})}] + \\ & \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \cos \gamma_m \cos \gamma_n \cdot F_{\phi 1}(\theta_m, \phi_m) \cdot F_{\phi 2}^*(\theta_n, \phi_n) \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\phi m} - \psi_{\phi n})}] + \\ & \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \sin \gamma_m \cos \gamma_n \cdot F_{\theta 1}(\theta_m, \phi_m) \cdot F_{\phi 2}^*(\theta_n, \phi_n) \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\theta m} - \psi_{\phi n})}] + \\ & \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \cos \gamma_m \sin \gamma_n \cdot F_{\phi 1}(\theta_m, \phi_m) \cdot F_{\theta 2}^*(\theta_n, \phi_n) \cdot \mathbf{E}[e^{j(\psi_{\phi m} - \psi_{\theta n})}] \end{aligned} \quad (2.39)$$

olur. (2.31) ve (2.32) denklemleri kullanıldığında  $\mathbf{E}[x_1 x_2^*]$ ,

$$\mathbf{E}[x_1 x_2^*] = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \begin{pmatrix} \sin^2 \gamma \cdot F_{\theta 1}(\theta, \phi) \cdot F_{\theta 2}^*(\theta, \phi) \cdot p_\theta(\theta, \phi) + \\ \cos^2 \gamma \cdot F_{\phi 1}(\theta, \phi) \cdot F_{\phi 2}^*(\theta, \phi) \cdot p_\phi(\theta, \phi) \end{pmatrix} \sin \theta d\phi d\theta \quad (2.40)$$

şeklinde yazılır. Bu durumda çapraz ilinti

$$\rho_{12} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} (\sin^2 \gamma \cdot F_{\theta 1}(\Omega) F_{\theta 2}^*(\Omega) p_\theta(\Omega) + \cos^2 \gamma \cdot F_{\phi 1}(\Omega) F_{\phi 2}^*(\Omega) p_\phi(\Omega)) d\Omega}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}} \quad (2.41)$$

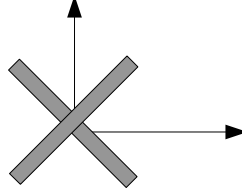
olur. Burada  $\sigma_n^2$ ,  $n$ . dalın varyansıdır.  $\Omega = (\theta, \phi)$ ,  $F_\theta(\Omega)$  ve  $F_\phi(\Omega)$  bir antenin  $\theta$  ve  $\phi$  polarizasyon vektörel karmaşık alan ışınma örüntüleridir.  $d\Omega = \sin \theta d\phi d\theta$  'dır. (2.41) denkleminde pay ve payda  $\cos^2 \gamma$  ile bölüldüğünde antenler arasındaki çapraz ilinti

$$\rho_{12} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} (\chi \cdot F_{\theta 1} F_{\theta 2}^* p_\theta + F_{\phi 1} F_{\phi 2}^* p_\phi) d\Omega}{\sqrt{\left( \int_0^\pi \int_0^{2\pi} (\chi \cdot F_{\theta 1} F_{\theta 1}^* p_\theta + F_{\phi 1} F_{\phi 1}^* p_\phi) d\Omega \right) \left( \int_0^\pi \int_0^{2\pi} (\chi \cdot F_{\theta 2} F_{\theta 2}^* p_\theta + F_{\phi 2} F_{\phi 2}^* p_\phi) d\Omega \right)}} \quad (2.42)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\chi = \text{XPR} = \tan^2 \gamma$  'dır.

### 2.4.1. $\pm 45^\circ$ -Eğimli Çift Dipol Arasındaki İlinti

Bu kısımda Şekil 27’de gösterilen  $\pm 45^\circ$  eğimli iki çift dipol anten (XPol) arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir.



Şekil 27.  $\pm 45^\circ$  eğimli iki çift dipol

Şekil 28’de gelen ışınların ufuk geliş açılarının düzgün olarak kabul edildiğinde ortalama ufuk ve yükselti geliş açlarına göre  $\pm 45^\circ$  eğimli iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir. Burada çizilen ilintiler karmaşık ilintinin mutlak değeridir. Şekil 28(a)(b)’de açısal dağılım modeli düzgün olup büyüklüğü  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  dir. Şekil 28 (c)(d)’de açısal dağılım modeli düzgün olup büyüklüğü  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  dir. Şekil 28(e)’de ortalama yükselti açısının  $\theta_0 = 90^\circ$  olması durumunda  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$ ’lik düzgün açısal dağılımda ortalama ufuk geliş açısına ve XPR değerine göre antenler arasındaki ilintinin değişimi gösterilmiştir. Şekil 28(f)’de XPR=0 dB ve  $\theta_0 = 90^\circ$  için ortalama ufuk geliş açısına ve düzgün ufuk açısal dağılımın büyüklüğüne göre antenler arasındaki ilintinin değişimi gösterilmiştir. Şekil 28(g)(h)’de  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$ ’lik Laplacian açısal dağılımda ortalama ufuk ve yükselti geliş açlarına göre  $\pm 45^\circ$  eğimli iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir.

Şekillerden de görüldüğü gibi  $\theta \approx 90^\circ$  için (işaretler ufuktan geldiğinde) ve işaretlerin ortalama ufuk açıları  $+90^\circ$  ve  $-90^\circ$  ye doğru gittiğinde iki dipolden alınan işaretler arasındaki çapraz ilinti katsayısı 1 değerine yaklaşmaktadır(özellikle dar açısal dağılımlarda). İşaretlerin ufuk açısı  $0^\circ$  ye yakın olması durumunda çapraz ilinti değeri neredeyse sıfırdır.

$\theta \approx 90^\circ$  için tüm ufuk açılarında dipollerden alınan işaretler arasındaki güç oranı 0 dB dir.

$\theta = 45^\circ$  ve tüm ufuk açılarındaki ortalama ilinti değeri diğer tüm koşullardan daha düşüktür. Fakat bu durumda da ufuk açısı kenarlara doğru gittikçe ( $-90^\circ \leftarrow \phi_0 \rightarrow 90^\circ$ ) antenler arasındaki güç dengesi bozulmaktadır.

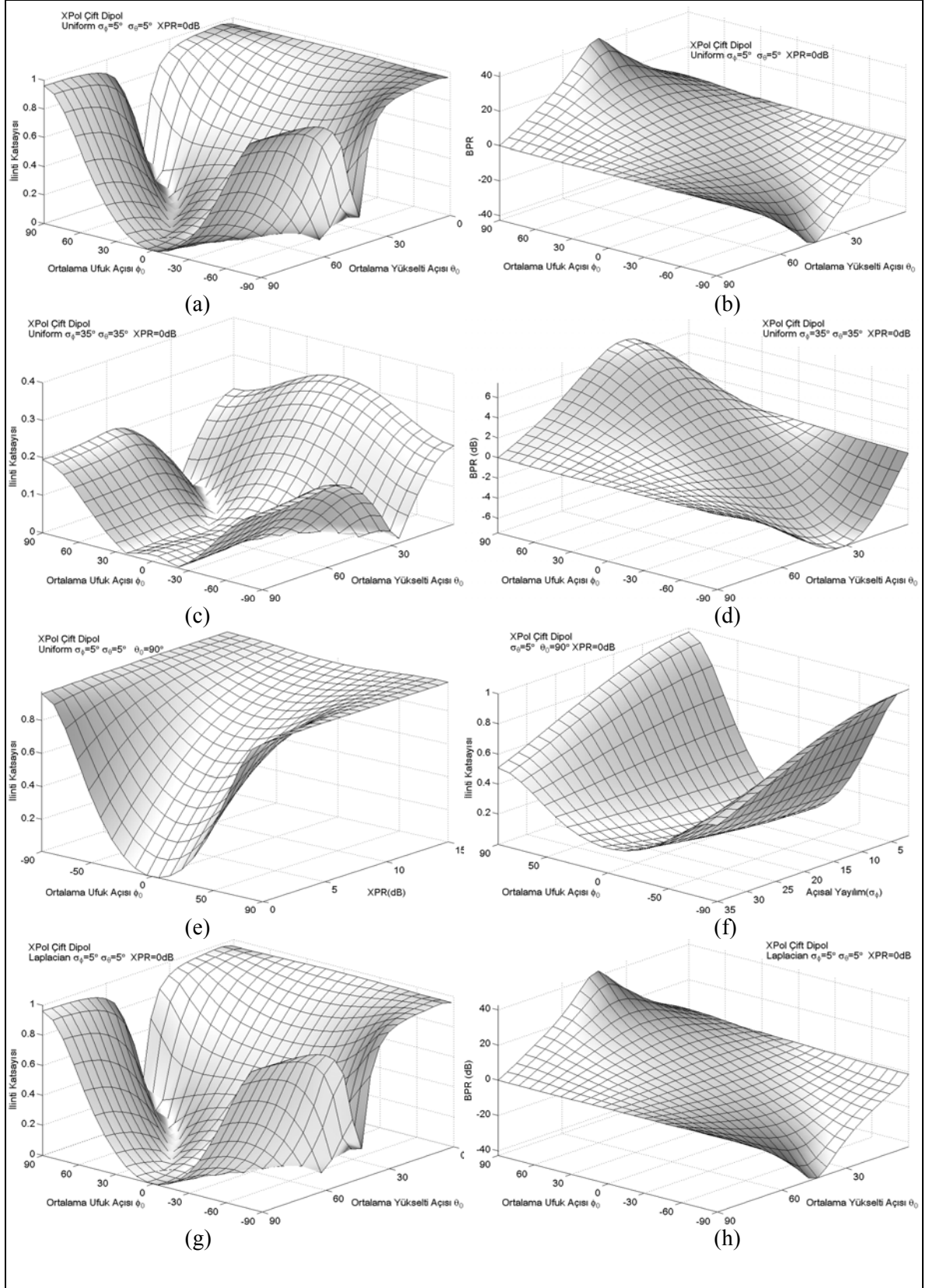
XPR değerinin artması durumunda, tüm antenler arasındaki ilinti katsayısı büyümektedir. Fakat XPR değerinin artması ya da azalması antenler arasındaki güç oranını (BPR)'yi değiştirmemektedir.

Kanal ortamının açısal dağılımın rms değeri ( $\sigma_{RMS}$ ) arttığında  $\theta \approx 90^\circ$ 'da ufuk açısı kenarlara doğru gittikçe ( $\phi_0 = \pm 90^\circ$ ) antenler arasındaki çapraz ilinti değeri düşmektedir. Fakat bunun yanında işaretlerin ufuk açısı  $0^\circ$ 'ye yakın olması durumunda çapraz ilinti değeri artmaktadır.  $\theta_0 = 90^\circ$  için açısal dağılımın artması ya da azalması BPR değerini değiştirmemektedir. Fakat diğer yükselti açılarındaki açısal dağılımın rms değerinin artması antenlerden alınan işaretlerin arasındaki ortalama güç farkını azaltmaktadır. Açısal dağılım arttıkça tüm ufuk açılarına göre ilinti değerinin standart sapması düşmektedir. Diğer bir deyişle açısal dağılım arttıkça tüm ufuk açılarındaki ilinti değerleri arasındaki farklar azalmaktadır.

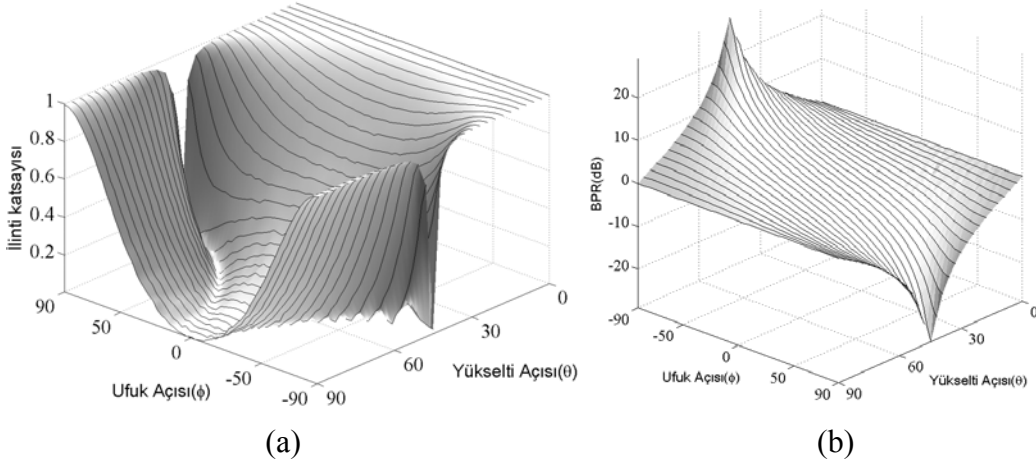
Ayrıca açısal dağılım arttığında  $\theta = 45^\circ$  ve kenar ufuk açılarındaki BPR değerinde nispeten düşüşler meydana gelmektedir.

Kanalın açısal dağılım modelinin Laplacian ya da düzgün açısal modeline sahip olması antenler arasındaki ilinti ve BPR değişiminde kayda değer çok büyük bir farka sebep olmamaktadır. İlinti ve BPR' nin değişimine sebep olan faktör, açısal dağılım modeli değil açısal dağılımın büyüklüğüdür.

Monte Carlo bilgisayar simülasyonları ile elde edilen Şekil 29'da,  $\Delta\phi=0^\circ$  düzgün açısal dağılımda ufuk ve yükselti geliş açılarına göre  $\pm 45^\circ$  eğimli çift dipol antenlerden alınan işaretler arasındaki ilinti ve BPR değeri gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi teorik yapılan çalışma istatistiksel Monte Carlo simülasyonu ile yapılan çalışma ile uyuşmaktadır.



Şekil 28.  $\pm 45^\circ$  eğimli iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi

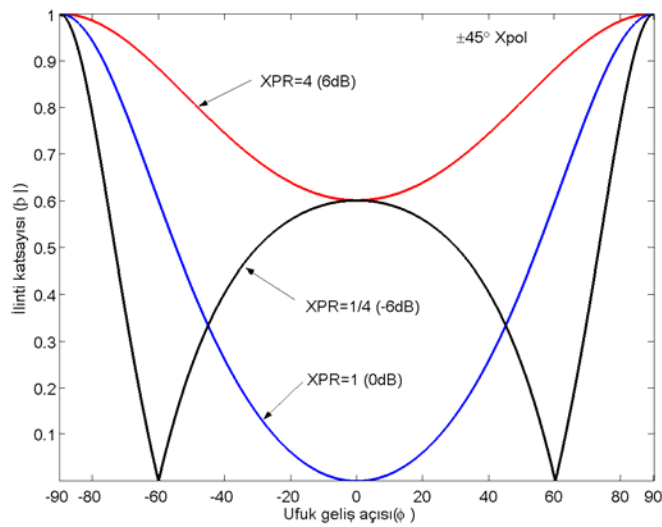


Şekil 29.  $\Delta\phi=0^\circ$  Düzgün açısız dağılımda ufuk ve yükselti geliş açılara göre  $\pm 45^\circ$  eğimli çift dipol antenlerden alınan işaretler arasındaki (a) ilinti ve (b) BPR değeri.

[76]'da polarizasyon çeşitleme için makul sayıda saçıcıların bulunduğu bir kanal ortamında alanın yatay ve dikey bileşenlerinin bağımsız Rayleigh dağılımlı olduğunu kabul ederek z ekseninden belli bir  $\pm\alpha$  açısı yapan iki anten için ilinti katsayısı

$$\rho = \frac{\tan^2 \alpha \cos^2 \phi - XPR}{\tan^2 \alpha \cos^2 \phi + XPR} \quad (2.43)$$

şeklinde verilmiştir. Burada dalgaların antene  $\theta=90^\circ$ 'den geldiği kabul edilmiştir. Şekil 30'da gösterildiği gibi denklem (2.43)' ile çizilmiş ilintinin değişimi ve çalışmada elde edilen denklem (2.41) ile çizilmiş ilintinin değişimi üst üste gelmektedir.

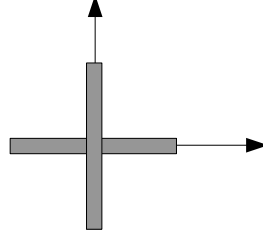


Şekil 30.  $\pm 45^\circ$  eğimli iki dipol anten arasındaki ilintinin ufuk ve XPR'a göre değişimi



### 2.4.2. Yatay/Dikey Yerleştirilmiş Çift Dipol Arasındaki İlinti

Bu kısımda, Şekil 31'de gösterilen yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol anten (HVPol) arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir.



Şekil 31. Yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol(HVPol)

$\alpha_1 = 0^\circ, \beta_1 = 0^\circ$  şeklinde döndürülmüş  $\lambda/2$  dipolün ışına örüntüsü

$$F_{\theta 1} = \frac{\cos(\pi\xi_1/2)}{\sqrt{(1-\xi_1^2)}}, F_{\phi 1} = 0, \xi_1 = \cos\psi = \cos\theta$$

$\alpha_2 = 90^\circ, \beta_2 = 90^\circ$  şeklinde döndürülmüş  $\lambda/2$  dipolün ışına örüntüsü

$$F_{\theta 2} = -\cos\theta \sin\phi \cdot \frac{\cos(\pi\xi_2/2)}{(1-\xi_2^2)}, F_{\phi 2} = -\cos\phi \cdot \frac{\cos(\pi\xi_2/2)}{(1-\xi_2^2)}, \xi_2 = \cos\psi = \sin\theta \sin\phi$$

dir. Bu durumda iki anten arasındaki ilinti,

$$\rho_{12} = \frac{1}{2\sqrt{\sigma_1^2\sigma_2^2}} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} XPR \cdot \cos\theta \sin\phi \cdot p_\theta(\theta, \phi) \frac{\cos(\pi\xi_1/2) \cdot \cos(\pi\xi_2/2)}{\sqrt{(1-\xi_1^2) \cdot (1-\xi_2^2)}} \sin\theta d\phi d\theta$$

olur. Şekil 32'de gelen ışınların ufuk geliş açılarının düzgün olarak kabul edildiğinde ortalama ufuk ve yükselti geliş açılarına göre yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir. Burada çizilen, karmaşık ilintinin mutlak değeridir. Şekil 32(a),(b)'de açısal dağılım modeli düzgün olup büyüklüğü  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  dir. Şekil 32(c),(d)'de açısal dağılım modeli düzgün olup büyüklüğü  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  dir. Şekil 32(e)'de ortalama yükselti açısının  $\theta_0 = 90^\circ$  olması durumunda  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  'lik düzgün açısal dağılımda ortalama ufuk geliş açısına ve XPR değerine göre antenler arasındaki güç oranının

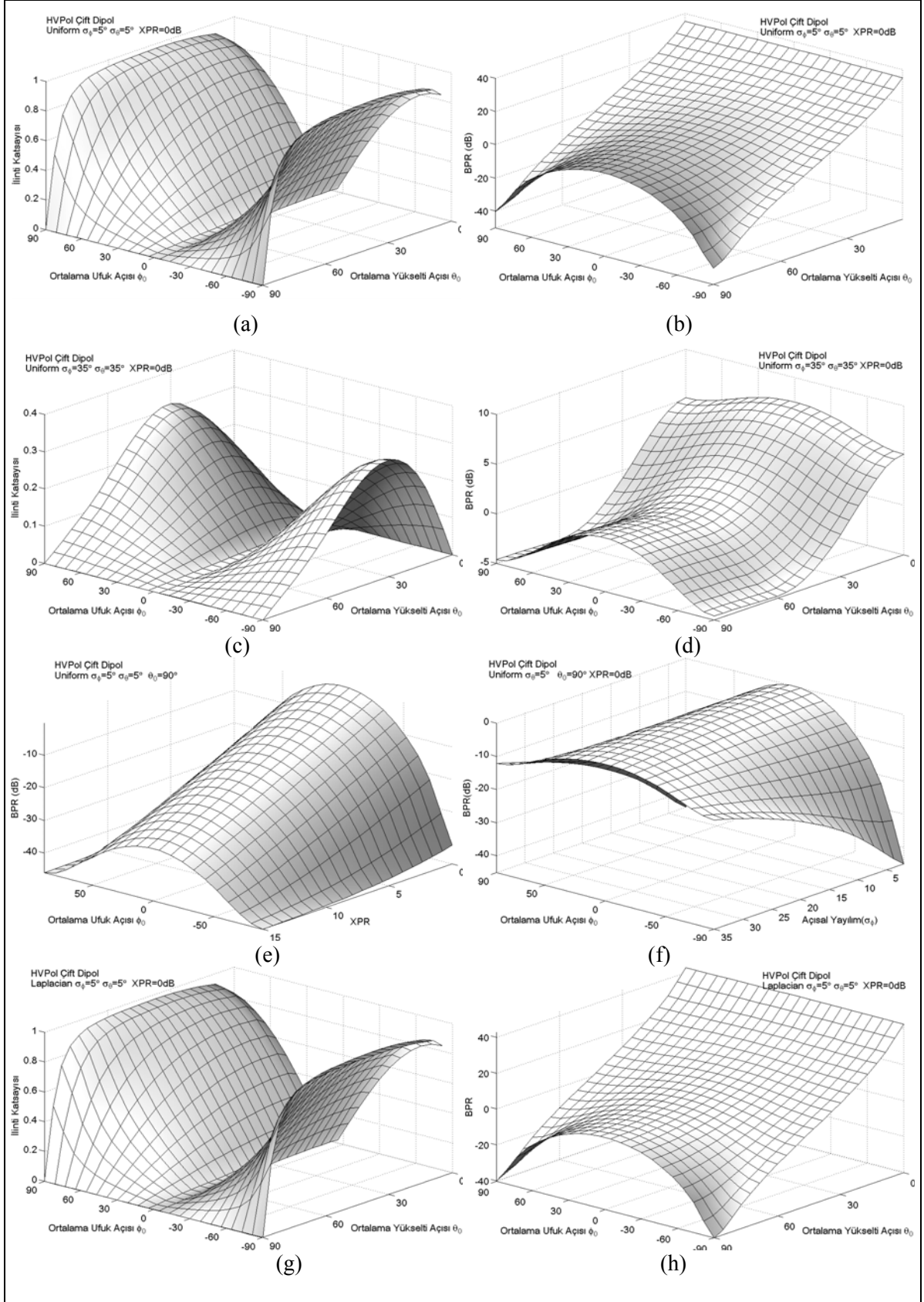
değişimi gösterilmiştir. Şekil 32(f)'de  $XPR=0$  dB ve  $\theta_0 = 90^\circ$  için ortalama ufuk geliş açısına ve düzgün ufuk açısal dağılımın büyüklüğüne göre antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir. Şekil 32(g),(h)'de  $\sigma_\phi = 5^\circ$  ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  'lik Laplacian açısal dağılımda ortalama ufuk ve yükselti geliş açılarına göre yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol anten arasındaki ilinti katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi gösterilmiştir.

Şekillerden de görüldüğü gibi  $\theta \approx 90^\circ$  için (işaretler ufuktan geldiğinde) açısal dağılımın büyüklüğü ne olursa olsun işaretlerin tüm geliş ufuk açılarında antenler arasındaki ilinti neredeyse sıfırdır. Nispeten dar açısal dağılımlarda yükselti geliş açısının  $90^\circ$ 'den farklı olması durumunda işaretlerin ortalama ufuk açıları  $+90^\circ$  ve  $-90^\circ$  ye doğru gittiğinde iki dipolden alınan işaretler arasındaki çapraz ilinti katsayısı 1 değerine yaklaşmaktadır. Ayrıca yükselti geliş açısı ne olursa olsun ufuk açısının  $0^\circ$  ye yakın olması durumunda çapraz ilinti sıfır değerine sahiptir.  $\sigma_\phi = 35^\circ$  ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  açısal dağılımda tüm yükselti ve ufuk açılarında antenler arasındaki ilinti 0.35'in altındadır. Kısaca açısal dağılım büyüklüğü arttığında tüm geliş açıları için ilinti düşmektedir.

$\theta \approx 90^\circ$  için mutlak ufuk geliş açısının  $|\phi_0|$   $90^\circ$ 'ye doğru gitmesi durumunda antenler arasındaki güç farkı artmaktadır. Açısal dağılımın rms değeri büyüdüğünde bu tüm yükselti ve ufuk geliş açıları için antenler arasındaki güç farkı azalmaya başlamaktadır. Ayrıca açısal dağılım büyüklüğünün artmasıyla tüm ufuk açılarındaki BPR değerinin standart sapması da küçülmektedir. Örneğin  $\theta_0 = 90^\circ$  için  $\sigma_\phi = 5^\circ$  ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  açısal dağılımda antenler arasındaki güç farkı ortalama olarak -12 dB iken  $\sigma_\phi = 35^\circ$  ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  açısal dağılımda antenler arasındaki güç farkı ortalama olarak -3 dB olmaktadır. Kısacası ortamın açısal dağılım büyüklüğü arttıkça antenler arasındaki ortalama güç oranı ve standart sapması düşmektedir.

$\theta \approx 90^\circ$  için XPR değerinin artması ya da azalması antenler arasındaki ilintiyi etkilememektedir. Fakat yükselti açısının  $90^\circ$ 'den farklı olması durumunda antenler arasındaki ilinti XPR'ın değişiminden olumsuz yönde etkilenmektedir.

XPR değerinin artması ya da azalması antenler arasındaki güç farkını daha da artırmaktadır.



Şekil 32. Yatay/dikey yerleştirilmiş iki çift dipol anten arasındaki ilmi katsayıları ve antenler arasındaki güç oranının değişimi

Kanalın açısal dağılım modelinin Laplacian ya da düzgün açısal modeline sahip olması yatay/dikey antenler arasındaki ilinti ve BPR değişiminde kayda değer çok büyük bir farka sebep olmamaktadır. İlinti ve BPR de değişimine sebep olan açısal dağılım modeli değil açısal dağılımın büyüklüğüdür.

### 2.4.3. Uzamsal İlinti

Bir anten dizisinin kullanıldığı kablosuz gezgin iletişim sistemini doğru bir şekilde analiz edebilmek için gezgin iletişim kanalının açısal dağılımını (radyo dalgalarının geliş açısının dağılımı) hesaba katmak gerekir. Anten dizisinin sunduğu kapasite açısal dağılım küçüldükçe azalır. Özellikle dar açısal dağılımlarda, dizi elemanlarından alınan işaretler, dizi elemanları birbirine yakınlaştıkça, daha fazla ilintili olmaya yönelirler. Böyle bir durumda uzamsal çeşitlemeden yeterince kazanç elde edilemediğinden dolayı antenler arası mesafenin artırılması gerekir. Nispeten daha geniş açısal dağılımlarda, küçük anten aralıklarında anten elemanlarından alınan işaretler nispeten daha az ilintili olmaya başlar. Bu durumda uzamsal çeşitlemeden önemli ölçüde kazanç sağlanabilir.

Aralarında  $d$  kadar mesafeli iki noktadan meydana gelen dizinin normaline göre diziye  $\phi$  açısında bir düzlem dalga işaretinin geldiği kabul edilsin. Bu iki noktadan görülen işaretler

$$x_1(t) = b(t) \quad (2.44)$$

$$x_2(t) = b(t) e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \phi} \quad (2.45)$$

olur. Eğer  $b(t)$  bilgi işaretinin gücü 1 ise bu durumda iki işaret arasındaki çapraz ilinti

$$E \{s_1(t) s_2^*(t)\} = e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \phi} \quad (2.46)$$

dir. Böylece diziye gelen dalgaların geliş açısı dağılımı  $p_\Phi(\phi)$  olarak gösterilirse o zaman birbiriyle  $d$  kadar uzaklıktaki iki nokta arasındaki uzamsal ilinti

$$\rho(d) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi} p_\Phi(\phi) d\phi \quad (2.47)$$

ya da

$$R_{xx} = \int_{-\pi}^{\pi} \cos[2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi] p_\Phi(\phi) d\phi \quad (2.48)$$

$$R_{xy} = \int_{-\pi}^{\pi} \sin\left[2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi\right] p_{\Phi}(\phi) d\phi \quad (2.49)$$

$$\rho(d) = \sqrt{R_{xx}^2 + R_{xy}^2} \quad (2.50)$$

dir. Örneğin açısal dağılımın  $[0, \pi]$  arasında düzgün olarak kabul edilirse Bu durumda  $d$  mesafesine göre antenler arasındaki ilinti değeri

$$\rho(d) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi} d\phi = J_0(2\pi d / \lambda) \quad (2.51)$$

olur. Burada aşağıda tanımlandığı gibi,  $J_0(x)$  birinci tür sıfıncı mertebeden Bessel fonksiyon olup.

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{-jx \cos \theta} d\theta \quad (2.52)$$

olarak tanımlanır[43]. Açısal dağılımın aşağıdaki gibi düzgün olduğu kabul edildiğinde

$$p_{\Phi}(\phi) = \frac{1}{\Delta} \quad \phi_0 - \Delta \leq \phi \leq \phi_0 + \Delta \quad (2.53)$$

Bu durumda uzamsal ilinti

$$\rho(d) = \frac{1}{\Delta} \int_{\phi_0 - \Delta/2}^{\phi_0 + \Delta/2} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi} d\phi \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \rho(d) &= \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(z + \phi_0)} dz \\ &= \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (\sin z \cos \phi_0 + \cos z \sin \phi_0)} dz \end{aligned} \quad (2.55)$$

olarak yazılır. Burada  $\Delta$ ,  $\phi_0$  merkez açısı çevresindeki gelen açı menzildir. Gerçekte  $\Delta < \pi$  olması durumunda bu integralin sonucu Bessel seri açılımı olur[54]. y-eksenine yerleştirilmiş iki noktasal antenden oluşan diziye gelen ilgili işaretin geliş açısının dağılımı  $p_{\Phi}(\phi)$  ve  $p_{\Theta}(\theta)$  olarak gösterilirse o zaman birbirinden  $d$  kadar uzaklıktaki iki noktasal antenden alınan işaretler arasındaki çapraz ilinti

$$\rho(d) = \int_{0+\theta_0}^{\pi+\theta_0} \int_{-\pi+\phi_0}^{\pi+\phi_0} e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\phi\sin\theta} p_{\Phi}(\phi) p_{\Theta}(\theta) \sin\theta d\phi d\theta \quad (2.56)$$

şeklinde gösterilir[124].

Gelen ışınların açılarının dağılımının Laplacian dağılımlı olduğu kabul edildiğinde İki noktasal alıcıdan alınan işaretler arasındaki çapraz ilinti aşağıdaki gibi olur.

$$p_{Lap}(\phi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} \exp\left\{-\frac{\sqrt{2}|\phi-\phi_0|}{\sigma}\right\} \quad (2.57)$$

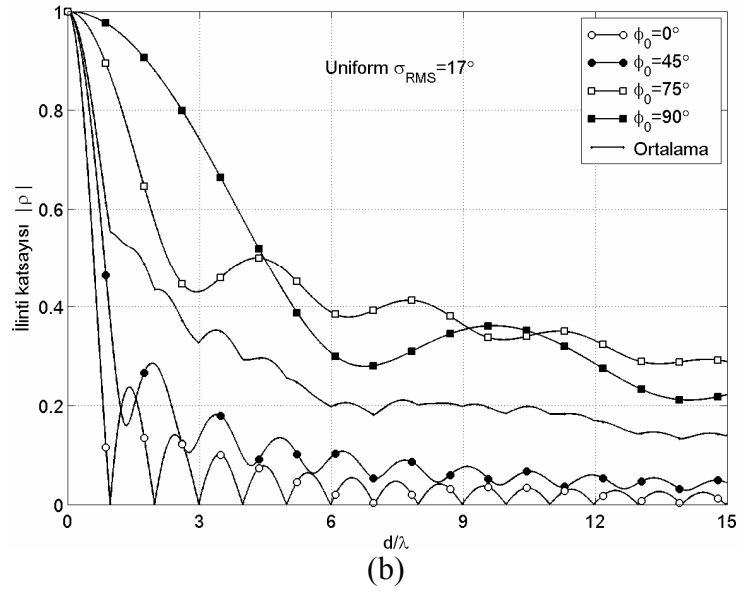
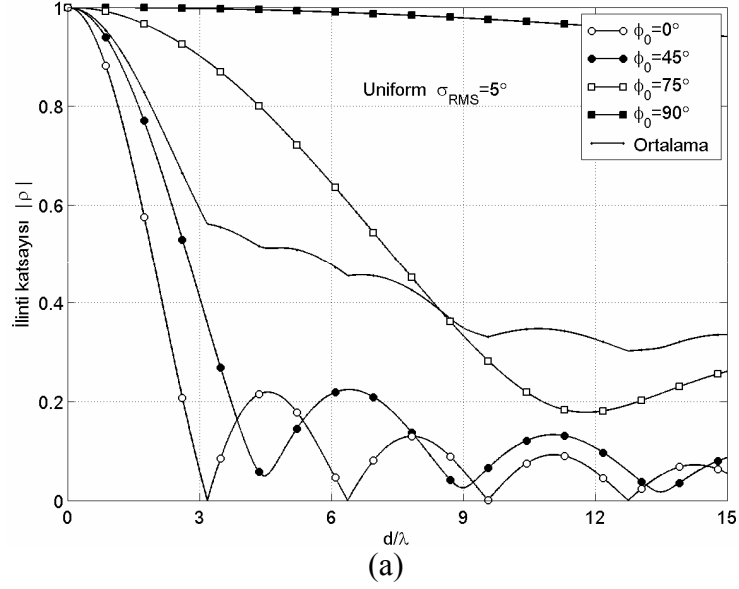
$$\rho(d) = \int_{-\pi+\phi_0}^{\pi+\phi_0} e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\phi} \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} e^{-\frac{\sqrt{2}|\phi-\phi_0|}{\sigma}} d\phi \quad (2.58)$$

Aşağıdaki şekillerde bazı açısız dağılımlarda( $\sigma$ ) ve bazı ortalama geliş açılarında( $\phi_0$ ) antenler arası mesafeye göre çapraz ilinti değerleri gösterilmiştir. 3GPP ve 3GPP2 grubunda ele alınan uzamsal kanal modellemedeki açısız dağılım Laplacian dağılımlı olarak ele alınmıştır. Bu kanal modelinde her bir tap (yol) için alınan alt ışınlar 20 tane ve her birinin gücü eşittir. Fakat aralarındaki açı logaritmik ölçektedir. İdeal durum ile bu 20 ışınlı kanal modeli arasındaki ilinti değerlerinin karşılaştırması [125]'de yapılmıştır. Şekil 33'de sırasıyla  $\sigma_{\phi} = 5^{\circ}$  (b)  $\sigma_{\phi} = 17^{\circ}$  'lik düzgün açısız dağılımda, Şekil 34'de sırasıyla  $\sigma_{\phi} = 5^{\circ}$  (b)  $\sigma_{\phi} = 17^{\circ}$  'lik Laplacian açısız dağılımda antenler arası mesafeye göre iki anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi gösterilmiştir. Hem Şekil 33 hem de Şekil 34'den de dikkat edildiği gibi nispeten dar açısız dağılımlarda,  $d$  mesafesi arttıkça ilinti zarfı yavaş bir şekilde azalır. Ancak, geniş açısız dağılımlarda  $d$  mesafesi arttıkça ilinti zarfı çok hızlı bir şekilde düşer. Böylece geniş açısız dağılımlarda antenler arası mesafe küçük olduğunda bile önemli ölçüde uzamsal çeşitleme kazancı elde edilebilir. Nispeten dar açısız dağılımlarda yeterince uzamsal çeşitleme elde edebilmek için antenler arası mesafeyi çok artırmak gereklidir.

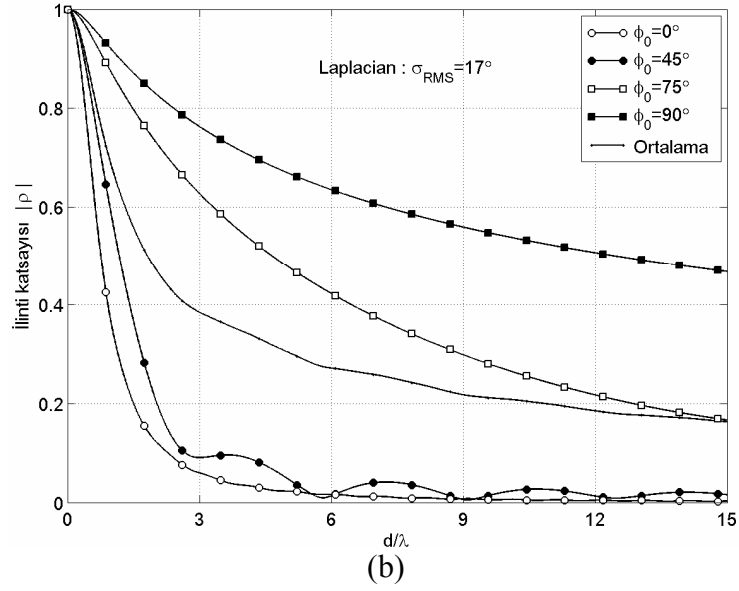
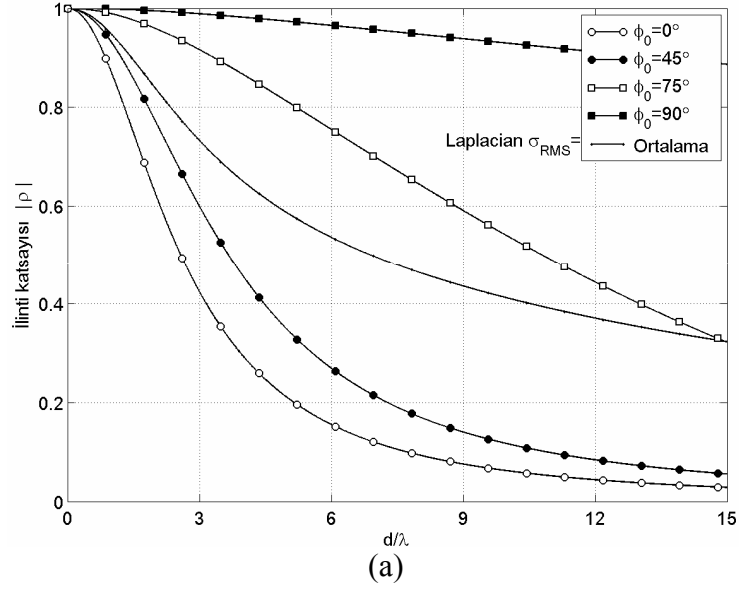
Şekil 36'da farklı  $d$  mesafelerde ve açısız dağılım modellerinde ufuk ve yükselti geliş açısına göre Şekil 35'de gösterilen iki dikey polarizeli anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi gösterilmiştir.

Şekil 36(a)'da  $\sigma_{\phi} = 5^{\circ}$  ufuk açısız dağılımında ve antenler arasındaki mesafe  $0.5\lambda$  iken antenler arasındaki çapraz ilinti neredeyse tüm bölgelerde 1 dir. Aynı açısız

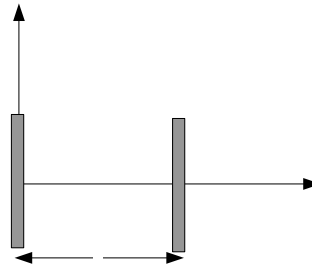
dağılımda antenler arasındaki mesafe arttıkça (b ve c) antenler arasındaki ilinti düşmektedir. Laplacian açısal dağılım içinde aynı sonuçlar çıkmaktadır. Tek fark düzgün açısal dağılımda geliş açısına göre ilinti değerleri dalgalanmakta, Laplacian açısal dağılımda bu dalgalanma görünmemektedir.



Şekil 33. Antenler arası mesafeye göre (a)  $\sigma_\phi = 5^\circ$  (b)  $\sigma_\phi = 17^\circ$  'lik düzgün açısal dağılımda iki anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi

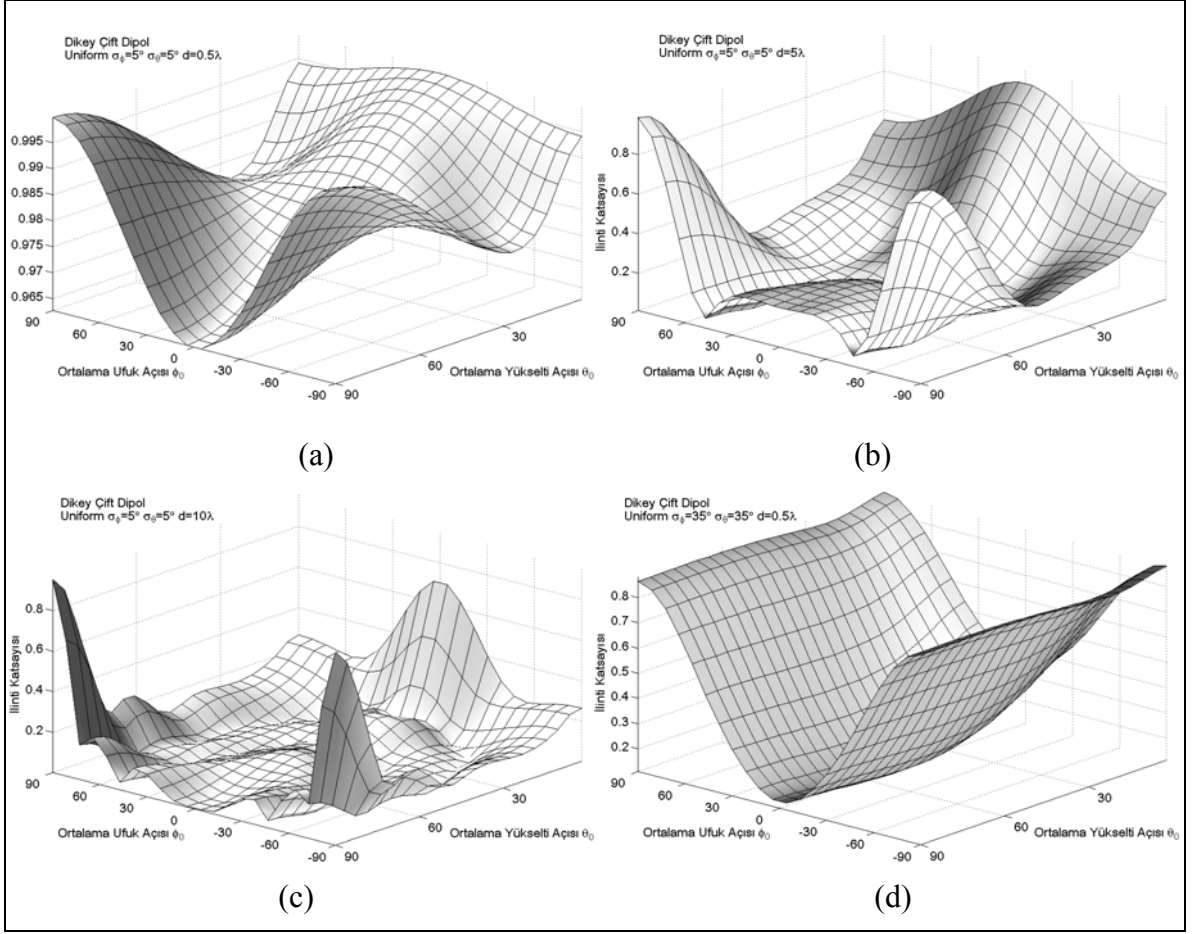


Şekil 34. Antenler arası mesafeye göre (a)  $\sigma_\phi = 5^\circ$  (b)  $\sigma_\phi = 17^\circ$  'lik Laplacian açılal dağılımda iki anten arasındaki çapraz ilintinin değışimi.



Şekil 35. Aralarında  $d$  mesafesi bulunan dikey yerleştirilmiş iki dipollü anten dizisi





Şekil 36. Farklı  $d$  mesafelerinde ve açısal dağılımlarda ufuk ve yükselti geliş açısına göre iki dikey polarizeli anten arasındaki çapraz ilintinin değişimi

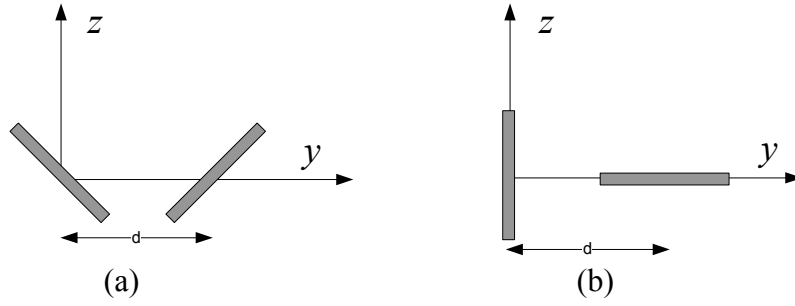
#### 2.4.4. Uzak-Polarizasyon İlinti

Şekil 37'deki gibi  $y$  eksenine dizilmiş iki çift dipol anten arasındaki ilinti

$$E \{x_1 x_2^*\} = \int_{0+\theta_0}^{\pi+\theta_0} \int_{-\pi+\phi_0}^{\pi+\phi_0} \left[ \sin^2 \gamma F_{\theta_1} F_{\theta_2}^* p_\theta + \cos^2 \gamma F_{\phi_1} F_{\phi_2}^* p_\phi \right] e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi \sin \theta} \sin \theta d\phi d\theta \quad (2.59)$$

$$\rho_{12} = \frac{E \{x_1 x_2^*\}}{\sqrt{E \{x_1 x_1^*\} E \{x_2 x_2^*\}}} \quad (2.60)$$

şeklinde hesaplanır. Bu ifadeyi kullanarak Şekil 37 deki aralarında  $d$  mesafesi bulunan iki çift dipollü anten arasındaki ilinti değerlerinin ortalama ufuk ve yükselti geliş açılarına göre değişimi bulunabilir.



Şekil 37. y-ekseni üzerine yerleştirilmiş d mesafeli (a)  $\pm 45^\circ$  eğimli (b) HV polarizeli iki yarım dalga dipol

## 2.5. MOT Çeşitleme Yöntemi

Vericiden gönderilen işaretler gezgin radyo kanalından geçtikten sonra alıcıya birçok yoldan ulaşırlar. Alıcıdan alınan işaret bu gelen radyo işaretlerin fazör toplamından oluşur. Sonuçta bu toplam işaretin hem fazında hem de genliğinde küçük ölçekli sönümlenme olarak tanımlanan dalgalanmalar meydana gelir. Dizi tarafından alınan sönümlenme katsayıları özel bir yapıyı tanımlar. *Kanal katsayıları* olarak tanımlanan bu değerler,  $\mathbf{h}$  kanal vektörü ile ifade edilir. Düz sönümlü kanallar için  $\mathbf{h}$ , gecikmeden bağımsızdır. Frekans-seçici kanallar için kanal vektörü her bir gecikme ( ya da frekans) için farklıdır.

Bir anten dizisine belli bir yönden gelen düzlem dalga anten elemanları üzerinde yönelme vektörü olarak bilinen karmaşık genlikli bir vektör üretir. Yönelme vektörü deterministik olup, radyo dalgasının geliş açısı ve dizi geometrisi ile tanımlanır. Radyo kanalının uzamsal yapısı, işaretlerin sadece tek bir yönden alıcıya ulaşacak şekilde ise elemanlar arasındaki faz ve genlik ilişkileri sabit kalır. Bu durumda alıcı dizideki kanal katsayıları tamamen ilintili olur. Bu duruma karşıt durum ise işaretlerin alıcı diziyeye tüm yönlerden eşit bir şekilde gelmesidir. Böyle bir durumdaki kanal, *uzamsal beyaz kanal* olarak tanımlanır. Sonuç olarak bu durumda iki antenden alınan işaretler arasındaki faz ilişkisi tamamen rasgeledir. Alıcı dizideki kanal katsayıları tamamen ilintisizdir. Gerçek kanallar, bu iki uç durum arasındadır. Genel bir kanalın uzamsal karakterizasyonu anten çiftlerinin ortak ilinti değerleri ile karakterize edilir[126]. Tam olarak bu bilgi uzamsal ilinti matrisi ile sağlanır ve

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{h} \cdot \mathbf{h}^H\} \quad (2.61)$$

şeklinde gösterilir. Burada H, Hermisyen transpoz operatörüdür. E, beklenen değerdir. İlinti matrisinin ana köşegen üzerindeki değerleri anten elemanlarının ortalama kanal

gücünü gösterir. Ana köşegen dışındaki elemanlar tüm anten çiftleri arasındaki karmaşık ilinti değerlerini belirler. Frekans seçici kanallar için ilinti matrisi her bir gecikme için ayrı ayrı tanımlanır[126].

Tamamen ilintili dizi elemanları tek bir geliş açısına tekabül eder. Tamamen ilintisiz elemanlar ise uzamsal beyaz durumuna uygun gelir. Spesifik bir kanal için ilinti derecesi ilinti matrisinin öz değerleri ile sağlanır. Öz ayrıştırmaya göre  $\mathbf{R}$  diyagonalleştirildiğinde

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H \quad (2.62)$$

ç çıkar.  $\mathbf{U}$ , sütunları  $\mathbf{u}_m$  öz vektörler olan matristir.  $\mathbf{\Lambda}$  matrisi,  $\lambda_m$  öz değerlerini içeren diyagonal bir matristir.  $\mathbf{R}$  Hermisyen bir matris olduğu için öz değerler de pozitif gerçel sayılardır. Öz değerler aslında fiziksel güç olarak tanımlanır.

Çeşitleme, farklılık, değişiklik ve başkalık gibi kelimelerle eş anlamlıdır. Gezgin iletişim alanında çeşitleme, aynı işaretin iki ya da daha fazla ilintisizleşmiş kopyaları anlamına gelir. Çeşitlemenin sunduğu yarar sönümlenme çerçevesinden bakılmalıdır. Sönümlenme radyo iletişimsi için istenmeyen bir olaydır. Çünkü sönümlenme radyo hattının *güvenirliliğini* azaltır ya da kesinti olasılığını azaltır. Birden fazla antendeki işaretlerin aynı anda derin sönümlenme olasılığı, bir antendeki işaret üzerinde görünen derin sönümlerin olasılığından daha düşüktür. Böylece çeşitleme hattın güvenirliliğini artırır ve küçük ölçekli sönümlenmenin olumsuz etkilerini azaltır. Çeşitlemenin derecesini niceliğini belirlemek için öz değer ayrıştırmanın önemli bir özelliğinden yararlanılır. Kanal vektörü

$$\mathbf{h}_{eig} = \mathbf{U}^H \mathbf{h} \quad (2.63)$$

şeklinde bir dönüşümden geçtikten sonra, dallar arasındaki kanal katsayıları tamamen ilintisiz olur ve  $\mathbf{h}_{eig}$  'deki  $m$ . kanal katsayısının ortalama gücü  $\lambda_m$  ile verilir. Tamamen ilintili bir kanalda gücü taşıyan tek bir öz değeri vardır. Diğer öz değerler sıfırdır. Tamamen ilintisiz bir kanalda ise  $M$  tane eşit güçte öz değerler vardır. Bu durumda çeşitlemenin maksimum derecesine ( $M$ ) ulaşılır[126].

Çeşitleme derecesinin yükselmesi işaret gücünün varyansının düşmesi demektir. Bu da aynı kesinti olasılığında daha yüksek SNR'ye yol açar. Belirli bir kesinti seviyesinde, SNR'deki artış çeşitleme kazancı olarak tanımlanır.

Bu ölçümü anlamak için antenlerden alınan işaretler MOT katında ağırlıklandırılıp toplandıktan sonra MOT çıkışındaki anlık SNR değeri,  $\gamma(P_{out} \%)$  olarak temsil edilsin. Burada  $\gamma(P_{out} \%)$ ,  $P_{out}$  kesinti olasılığındaki SNR değeridir. O zaman, M dallı sistemin çeşitleme kazancı

$$DG^{(P_{out} \%)}(M) = \frac{\gamma(P_{out} \%)|_{m=M}}{\gamma(P_{out} \%)|_{m=1}} \quad (2.64)$$

olarak verilir. Örneğin İki dallı ilintili ve eşit olmayan ortalama SNR değerlerine sahip MOT için kesinti olasılığını ve bit hata olasılığını bulmak için şu şekilde bir yol izlenir. Her biri için  $x_1(t)$  ve  $x_2(t)$  işaretleri olan iki dallı sönümlü  $\mathbf{R}$  ilinti matrisi

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] \\ E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & \rho_{12}\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} \\ \rho_{12}^*\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} & \Gamma_2 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

dir.  $\mathbf{R}$  ilinti matrisinin öz değerleri

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{1}{2} \left[ \Gamma_1 + \Gamma_2 + \sqrt{(\Gamma_1 - \Gamma_2)^2 + 4\Gamma_1\Gamma_2|\rho_{12}|^2} \right] \\ \lambda_2 &= \frac{1}{2} \left[ \Gamma_1 + \Gamma_2 - \sqrt{(\Gamma_1 - \Gamma_2)^2 + 4\Gamma_1\Gamma_2|\rho_{12}|^2} \right] \\ \lambda_1 + \lambda_2 &= \Gamma_1 + \Gamma_2 \end{aligned} \quad (2.67)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $\Gamma_1$  ve  $\Gamma_2$  her bir dalın ortalama giriş SNR değeridir ( $\Gamma_2 = BPR \cdot \Gamma_1$ ).  $\rho_{12}$  karmaşık çapraz ilinti katsayısıdır. Bu durumda  $\mathbf{R}$  ilinti matrisine sahip çeşitleme sistemi  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$  ortalama dal gücüne sahip ilintisiz dallı sisteme eşdeğerdir[81]. Bu durumda  $i$ . dal için giriş SNR değerinin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_i(\gamma) = \frac{1}{\lambda_i} e^{-\frac{\gamma}{\lambda_i}} \quad (2.68)$$

şeklinde yazılabilir. İki dallı MOT sisteminin çıkışındaki olasılık yoğunluk fonksiyonu, iki olasılık yoğunluk fonksiyonunun konvolüsyonudur[78].

$$p(\gamma) = \int_0^{\gamma} p_1(\gamma') p_2(\gamma - \gamma') d\gamma' \quad (2.69)$$

Bu konvolüsyon integrali, olasılık yoğunluk fonksiyonun MGF(moment generating function) dönüşümü ile hesaplanabilir[78, 127]. Bu durumda ki tek bir daldaki olasılık yoğunluk fonksiyonunun Laplace dönüşümü

$$\begin{aligned} \Phi_i(s) &= \int_0^{\infty} p_i(\gamma) e^{js\gamma} d\gamma \\ &= \frac{1}{1 - j\lambda_i s} \end{aligned} \quad (2.70)$$

olur. Bu durumda MOT çıkışının  $p(\gamma)$  olasılık yoğunluk fonksiyonunun Laplace dönüşümü

$$\Phi(s) = \Phi_1(s) \Phi_2(s) \quad (2.71)$$

dir. Denklem (2.71)'ün ters Laplace dönüşümü alınarak  $p(\gamma)$  aşağıdaki bulunabilir. Ters Fourier dönüşümünde Rezidü ile kullanarak kısmi kesir açılımı yapılmıştır.

$$\begin{aligned} p(\gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(s) e^{-js\gamma} ds \\ &= -j \sum_{i=1}^2 \text{Res}_{s=-\frac{1}{\lambda_i}} [\Phi(s) e^{-js\gamma}] \\ &= \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left( e^{-\frac{\gamma}{\lambda_1}} - e^{-\frac{\gamma}{\lambda_2}} \right) \end{aligned} \quad (2.72)$$

Birikimli dağılım ise

$$P(\gamma_{th} \leq \gamma) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left[ \lambda_1 \left\{ 1 - e^{-\frac{\gamma}{\lambda_1}} \right\} - \lambda_2 \left\{ 1 - e^{-\frac{\gamma}{\lambda_2}} \right\} \right] \quad (2.73)$$

olur. Örneğin BPSK modülasyonu için bit hata olasılığı

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \int_0^{\infty} \left\{ \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right) \right\} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) d\gamma \\ P_e &= \frac{1}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \int_0^{\infty} x \left\{ \exp\left(-\frac{x^2}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{x^2}{\lambda_2}\right) \right\} (1 - \text{erf}(x)) dx \end{aligned}$$

olur. MATLAB Symbolic Toolbox ile elde edilen aşağıdaki yardımcı formüller kullanıldığında

$$\int_0^{\infty} x \exp(-a^2 x^2) \operatorname{erf}(bx) dx = \frac{b}{2a^2 \sqrt{a^2 + b^2}}, (a > 0)$$

$$\int_0^{\infty} x \exp(-a^2 x^2) dx = \frac{1}{2a^2}, (a > 0)$$

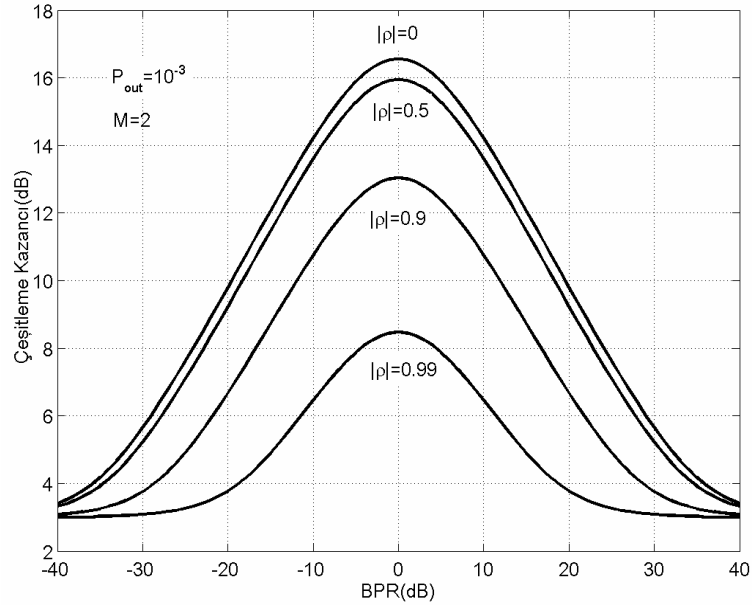
İlintisiz iki dallı MOT sisteminin bit hata olasılığı,

$$P_{e,BPSK} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \left( \lambda_1 \sqrt{\frac{\lambda_1}{1 + \lambda_1}} - \lambda_2 \sqrt{\frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2}} \right) \quad (2.74)$$

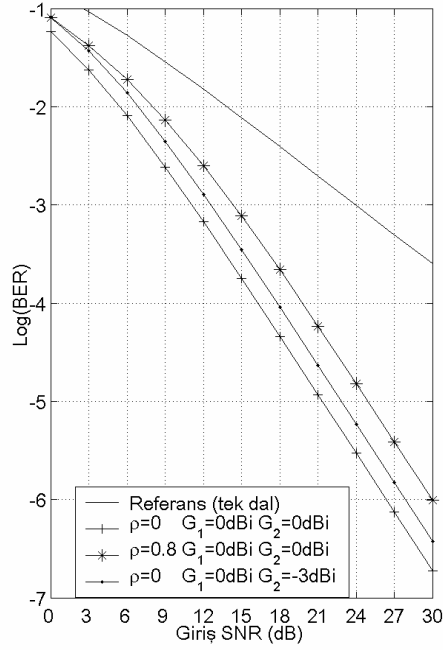
olur. Sönümlü kanallarda çeşitlemenin başarılı olabilmesi için düşük dal ilintisi, eşit dallar gücü ve minimum anten kaybı gibi özel koşulların yerine getirilmesi gerekir. Bundan dolayı çeşitlemeden yeterince faydalanmak için antenler arasındaki ilintinin düşük olması yetmez bunun yanında antenin kazançları hem iyi olmalı hem de antenler arasında güç farkının olmaması gerekir.

Eşit olmayan dal güçlerinin çeşitleme kazancına etkisini görmek için Şekil 38 iyi bir örnektir. Şekil 38'da bazı çapraz ilinti değerlerinde iki dalın güçlerinin oranına göre çeşitleme kazancının değişimi gösterilmiştir. Bu grafiklerden de görüldüğü gibi ilinti derecesinin yanında BPR oranının da çeşitleme kazancına büyük etkisi vardır. Yüksek BPR değerlerinde tüm sistemin kazancı 3 dB ye inmektedir. Bu da iki elemanlı dizi kazancıdır.

Bu bilgiler ışığında çeşitli konfigürasyonlarda polarizasyon duyarlı anten dizilerinin çeşitleme başarımları değerlendirilecektir.



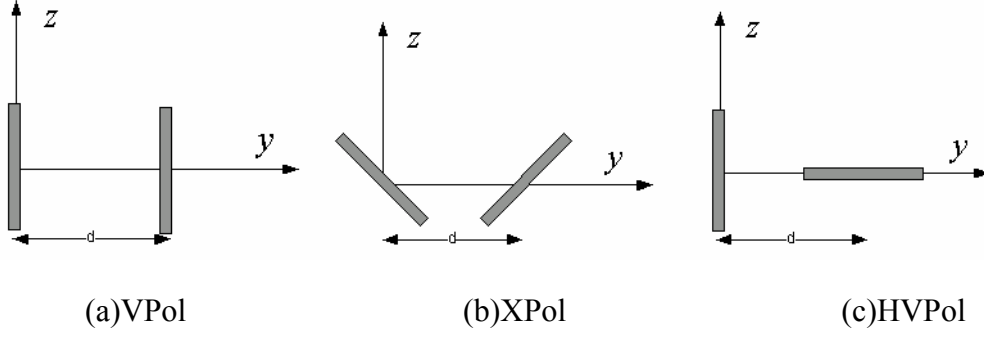
Şekil 38. İki dalın arasındaki güç oranına göre belli ilinti katsayıları için çeşitleme kazanç değişimi



Şekil 39. İki dal arasındaki ilinti katsayısına ve anten kazancına göre MOT sisteminin bit hata olasılığı

### 2.5.1. Çift Dipollü Uzay-Polarizasyon Anten Çeşitlemesi

Bu kısımda kablosuz kanalın açısal dağılımına ve XPR değerine göre Şekil 40'da gösterilen çift dipol anten konfigürasyonlarına sahip MOT çeşitlemesinin sunduğu çeşitleme kazançları irdelenmiştir.

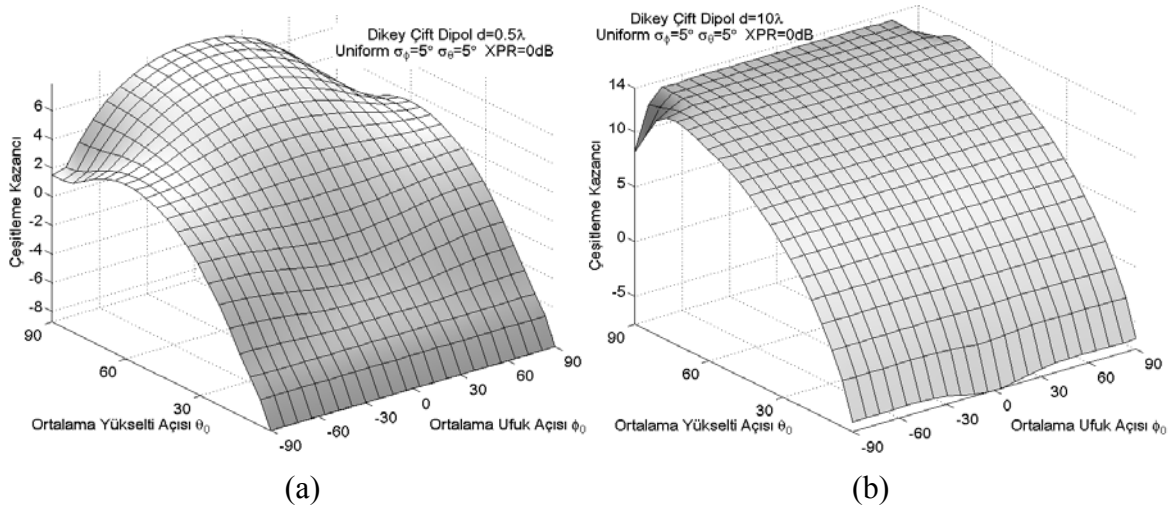


Şekil 40. Uzay-Polarizasyon çift dipol anten yapıları (a) Dikey polarizeli çift dipol (b)  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz çift dipol (c) Yatay/Dikey yerleşimli çift dipol

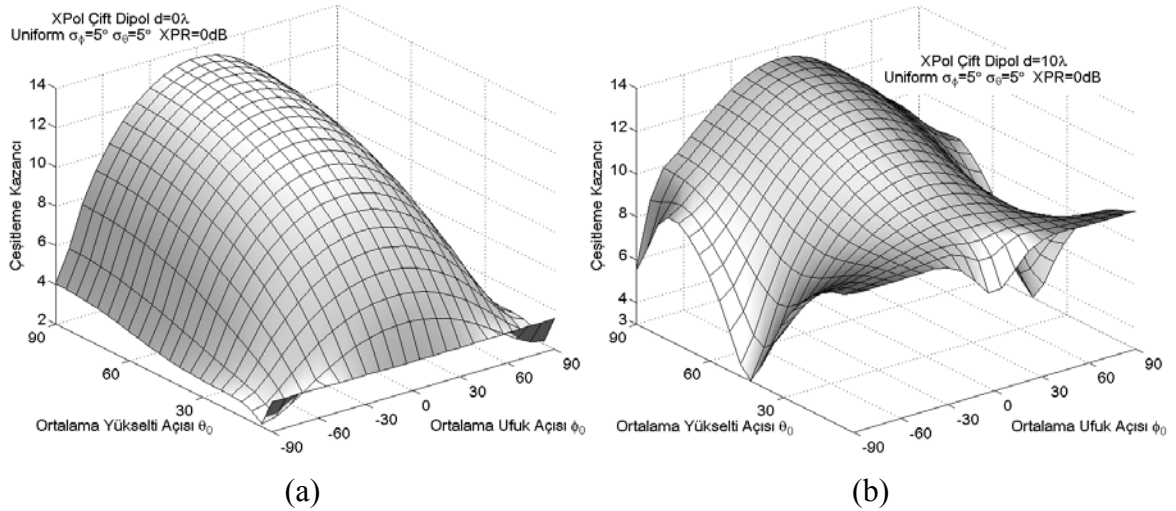
Şekil 41, Şekil 42 ve Şekil 43'de sırasıyla dikey polarizeli uzamsal çift dipolün,  $\pm 45^\circ$  eğimli çift dipolün ve yatay/dikey yerleştirilmiş çift dipolün nispeten dar sayılacak  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda ve XPR=0 dB'de ortalama ufuk ve yükselti geliş açısına göre sundukları çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Bu sistemlerin sundukları çeşitleme kazançları polarizasyondan bağımsız tek bir ideal izotropik noktasal anten referans alınarak hesaplanmıştır. Kullanılan yarım dalga dipol antenlerin maksimum anten kazancı normalize değer, yani 0 dB olarak kabul edilmiştir. Normalde  $10^{-3}$  kesinti olasılığında ilintisiz iki izotropik noktasal antenin sağlamış olduğu çeşitleme kazancı Şekil 22'de gösterildiği gibi 16.5 dB'dir. Aşağıdaki bu şekillerden bakıldığında nispeten dar açısal dağılımda  $0.5\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitlemeden yeterince faydalanılamamaktadır.  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de  $10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme neredeyse tüm ufuk açılarında 14 dB ye yakın çeşitleme kazancı vermektedir. Fakat yükselti açısı,  $0^\circ$ 'ye ya da  $180^\circ$ 'ye doğru gittiğinde çeşitleme kazancı -6 dB kadar düşmektedir. Tabii ki bu durumun sebebi sadece antenler arasındaki ilinti değil anten kazancının düşmesidir. Çünkü tam ilintide 0 dB anten kazancına sahip iki antenin maksimum oranda toplamından alınan kazanç doğal olarak ortalama 3 dB iken çeşitleme kazancının -6 dB ye kadar inmesi izotropik antene göre anten kazancının düşmesidir.



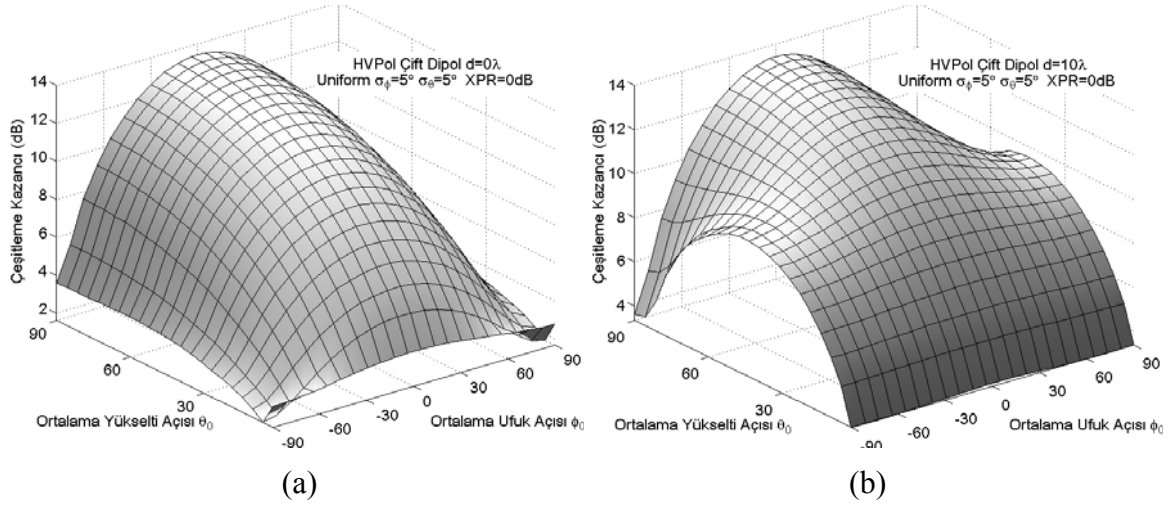
$\theta_0 = 90^\circ$ 'de polarizasyon çeşitleme de uzamsal çeşitleme gibi maksimum 14 dB kazanç vermekte ( $\phi_0 = 0^\circ$ ) fakat ufuk açısının  $-90^\circ$ 'ye ya da  $+90^\circ$ 'ye doğru gitmesi durumunda kazanç, 4 dB'ye kadar inmektedir. Yükselti açısının  $0^\circ$ 'ye ya da  $180^\circ$ 'ye doğru gittiğinde çeşitleme kazancı 3 dB'ye kadar inmektedir. Yükselti geliş açısının  $\theta_0 = 90^\circ$ 'dışındaki diğer açılarda da gelme olasılığı yüksek olan kentsel mikro hücre ve piko hücrelerde polarizasyon çeşitlemenin uzamsal çeşitlemeye göre daha avantajlı olduğu görülebilir.



Şekil 41. (a)  $d=0.5\lambda$  ve (b)  $d=10\lambda$  mesafeli dikey polarizeli çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı

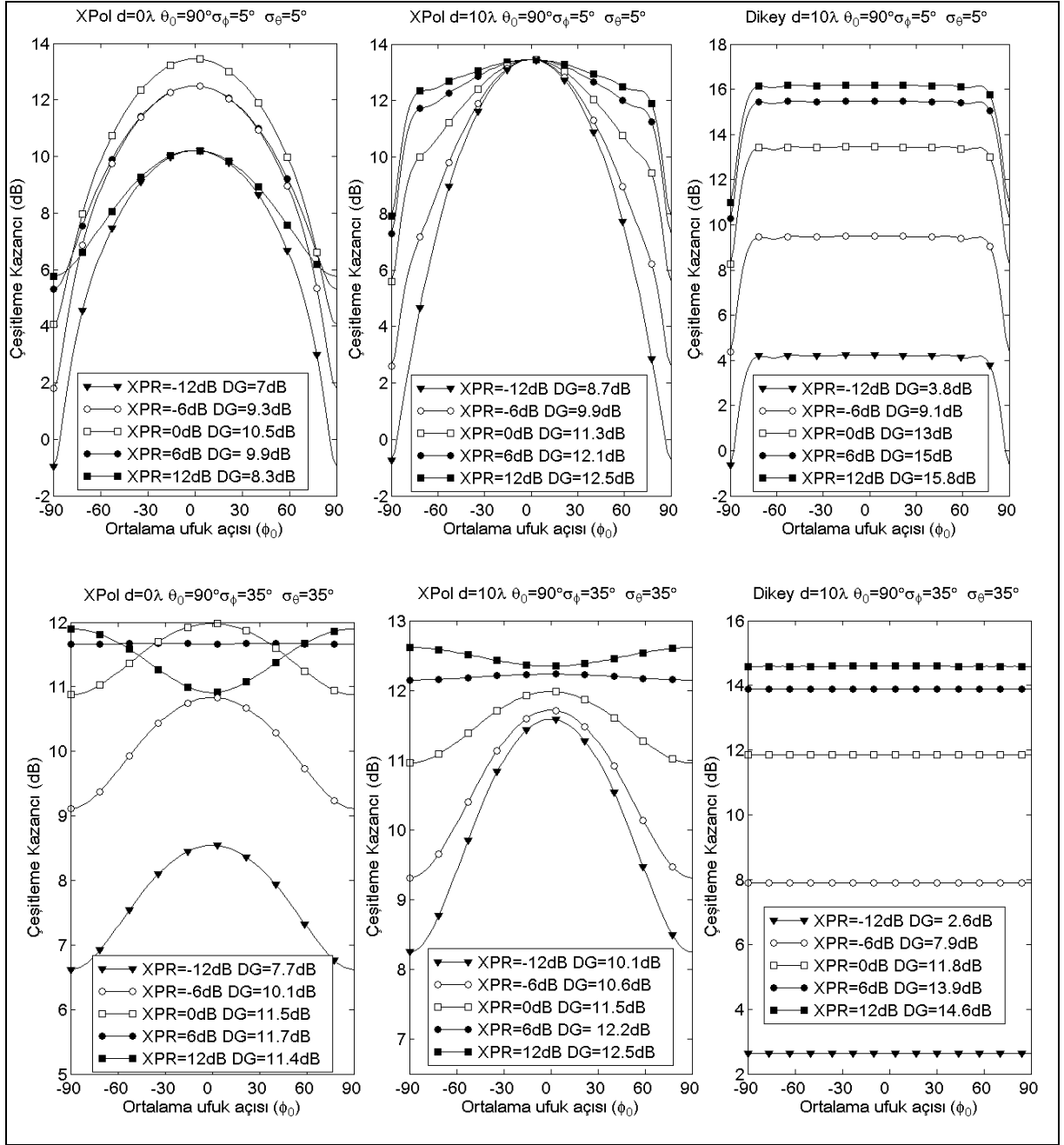


Şekil 42. (a)  $d=0\lambda$  ve (b)  $d=10\lambda$  mesafeli  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı



Şekil 43. (a)  $d=0\lambda$  ve (b)  $d=10\lambda$  mesafeli yatay/dikey yerleştirilmiş çapraz çift dipol MOT çeşitlemesinin ortalama ufuk ve yükselti açısına göre sunduğu çeşitleme kazancı

Şekil 44'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda bazı XPR değerlerinde XPol ve VPol MOT sistemlerinin  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de ortalama ufuk açısına göre çeşitleme kazancı gösterilmiştir. Örneğin  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik nispeten dar bir açısal dağılımda  $d = 0\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitlemeden maksimum kazanç alabilmek için gelen her iki polarizasyon bileşenin güçlerinin aynı olması gerektiği görülmektedir. XPR=-12 dB'de polarizasyon çeşitlemeden ortalama 7 dB gibi bir kazanç elde edilirken  $d = 10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitlemeden ortalama 3.8 dB çeşitleme kazancı elde edilmektedir. XPR=12 dB'de polarizasyon çeşitlemeden 8.3 dB kazanç elde edilirken uzamsal çeşitlemeden 15.8 dB kazanç elde edilmektedir. Uzamsal çeşitlemede antenler arasındaki ilinti XPR değerinin değişiminden etkilenmemektedir. Sadece dipolün anten kazancı etkilemektedir. Açısal dağılım arttıkça dikey polarizeli uzamsal çeşitlemenin  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de tüm ufuk açılarında aynı kazancı vermekte fakat ortalama kazancı düşmeye başlamaktadır. Örneğin XPR=6 dB'de  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik açısal dağılımda uzamsal çeşitlemeden 15 dB anten çeşitleme kazancı elde edilirken  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  açısal dağılımda 13.9 dB kazanç elde edilmektedir. Polarizasyon çeşitlemede ise açısal dağılımın büyüklüğü arttıkça  $\theta_0 = 90^\circ$  de tüm ufuk açılarında neredeyse aynı kazancı vermeye başlamaktadır. Ayrıca açısal dağılımın büyüklüğü arttıkça ortalama çeşitleme kazancı da artmaktadır. Örneğin XPR=6 dB'de  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  açısal dağılımda uzamsal çeşitlemeden 9.9 dB anten çeşitleme kazancı elde edilirken  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  açısal dağılımda 11.7 dB kazanç elde edilmektedir.



Şekil 44.  $\sigma_{\phi} = 5^{\circ}$ ,  $\sigma_{\theta} = 5^{\circ}$  ve  $\sigma_{\phi} = 35^{\circ}$ ,  $\sigma_{\theta} = 35^{\circ}$  'lik açısal dağılımda bazı XPR değerlerinde  $\pm 45^{\circ}$  eğimli polarizasyon ve uzamsal MOT sisteminin ufuk açısına göre anten çeşitleme kazancı

Antene gelen işaretlerin dikey ve yatay bileşenleri arasındaki güç oranı olarak tanımlanan XPR gerçekte her zaman sabit değildir. Zamanda bu oran belli ortalama üzerinde dalgalanır. Tablo 8'de beş farklı XPR senaryosunda çift dipollü dikey ve çapraz polarizeli anten çeşitleme sisteminin  $\theta_0 = 90^{\circ}$ 'de tüm ufuk açısına göre ve  $\phi_0 = 0^{\circ}$ 'da tüm yükselti açısına göre ortalama anten çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Örneğin ikinci

senaryoda, gelen çok yönlü dalgaların XPR değerinin 0 ile 6 dB arasında rasgele değişmesi durumunda  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  lik açısal dağılımda ve  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de tüm ufuk açısına göre  $d=0.5\lambda$  mesafeli dikey uzamsal çift dipolün sunduğu anten çeşitleme kazancı 6.7 dB,  $d=10\lambda$  mesafeli dikey uzamsal çift dipolünki 14.2 dB,  $d=0\lambda$  mesafeli çapraz çift dipolünki 10.3 dB,  $d=10\lambda$  aralıklı çapraz çift dipolünki 11.7 dB'dir.

$d=10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitlemenin  $d=0\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitlemeye göre üstünlüğü  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik açısal dağılımda

- XPR'ın sabit 0 dB olduğu ( $\bar{\chi}=0$  dB) birinci senaryoya göre 2.6 dB,
- XPR'ın 0 ile 6 dB ( $\bar{\chi}=3$  dB) arasında değiştiği ikinci senaryoya göre 3.9 dB,
- XPR'ın 0 ile 12 dB ( $\bar{\chi}=6$  dB) arasında değiştiği üçüncü senaryoya göre 4.9 dB,
- XPR'ın -6 ile 6 dB ( $\bar{\chi}=0$  dB) arasında değiştiği dördüncü senaryoya göre 2.6 dB,
- XPR'ın 6 ile 12 dB ( $\bar{\chi}=9$  dB) arasında değiştiği beşinci senaryoya göre 6.2 dB

dir. Örneğin çapraz dipol sistemleri için en kötü senaryo olan 5. senaryo için nispeten dar bir açısal dağılımda dikey polarizeli olarak gönderilen bir işaret kanal tarafından çok fazla depolarizasyona uğramayan bir durum olarak bakılabilir. Bu durumda polarizasyon çeşitleme, uzamsal çeşitlemeye göre 6.2 dB daha kötü sonuç vermiştir. Böyle bir senaryo için yer sıkıntısına rağmen uzamsal çeşitlemenin tercih edilmesi daha akılcı bir yaklaşımdır. Fakat bu çeşitleme sistemlerinin baz istasyonunda yerleştirildiği düşünüldüğünde ve bir gezgin verici antenin yere göre eğimli tutulacağı düşünüldüğünde alıcıdaki ortalama XPR değerinin 0 dB'ye yakın olabileceği düşünülebilir. Tabloda XPR oranının 0 dB olması durumunda uzamsal çeşitlemenin çapraz polarizeli çeşitlemeye göre üstünlüğü 2.6 dB kadar olmaktadır. Çapraz polarizeli antenin arasındaki mesafe  $10\lambda$  yapılırsa bile en iyi durumda uzamsal çeşitlemenin üstünlüğü 1.6 dB olmaktadır. Yer sıkıntısının olmadığı yerlerde her durumda iki dallı uzamsal çeşitlemeyi kullanmak doğal olarak akılcı bir çözümdür.

Uzamsal çeşitlemenin bu üstünlüğü sadece antenler arasındaki ilintinin düşük olmasından dolayı kaynaklanmamaktadır. Dikey dipollerden oluşan uzamsal çeşitlemede antenler arası BPR oranı 0 dB'dir. Ama  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de ve tüm ufuk açılarında  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz dipoller arasındaki BPR oranı da 0 dB'dir. Tek fark  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de dikey dipollerin

tüm ufuk açısındaki anten kazancı  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz dipollerin anten kazancından daha fazla olması ve uzamsal sistemde antenler arasındaki ilintinin polarizasyon sistemdeki antenler arasındaki ilintiden daha biraz daha düşük olmasıdır. Gelen çok yollu dalgaların sadece  $\theta_0 = 90^\circ$  'den farklı yükseltelerde gelmesi durumunda çapraz polarizeli sistemler uzamsal çeşitlemeye göre daha avantajlı olmaktadır. Nispeten açısal dağılım genişledikçe uzamsal çeşitleme daha küçük anten aralıklarında da gerçekleştirilebilir durumdadır. Fakat böyle bir durumda antenler arası ortak kuplajın etkisi çeşitleme kazancını olumsuz yönde etkileyeceği aşikârdır. Zaten geniş açısal dağılımlarda polarizasyon çeşitleme ile uzamsal çeşitleme arasındaki başarımların farkı yok denecek kadar azdır. Gezgin istasyonlarda uzamsal çeşitleme yapmak neredeyse imkânsızdır. Ayrıca gezgin istasyonlara gelen çok yollu dalgalar baz istasyona göre daha geniş açısal dağılımda gelmekte ve ayrıca gezgin antene, tüm yükselti açılarında işaretlerin gelmesi daha olasıdır. Bu durumda gezgin istasyonlarda polarizasyon çeşitleme sistemi kullanmaktan başka çare yok gibidir. Ayrıca yoğun kentsel mikro hücreler ve bina içi iletişim ortamları daha geniş ufuk ve yükselti açısal dağılımlara sahiptir ve ayrıca böyle ortamlarda baz istasyonuna gelen işaretler daha farklı yükselti açılarında gelme olasılığının yüksek olduğu düşünülürse polarizasyon çeşitlemeyi kullanmak avantajlı hale gelir.

Tablodan 1. ve 5. senaryoya bakıldığında ortalama XPR değeri 0 dB'den 9 dB ye çıktığında polarizasyon çeşitlemenin anten çeşitleme kazancının sadece 1.2 dB düştüğü görülmektedir. Uzamsal çeşitlemenin de 2.4 dB arttığı görülebilir. Ayrıca nispeten geniş açısal dağılımlarda XPR oranının büyük olması anten çeşitlemesinin başarımına olan olumsuz etkisi de neredeyse hiç yok gibidir. Bunun en büyük sebebi geniş açısal dağılımlarda çapraz antenler arasındaki BPR oranı ortalama 0 dB'ye yaklaşmakta ve çapraz dipollerin  $\theta_0 = 90^\circ$  'dışındaki yükseltelerdeki anten kazançları halen daha iyidir.  $\sigma_\phi = 35^\circ$  ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  lik açısal dağılımda en büyük XPR oranında(5. senaryo) uzamsal çeşitleme ve polarizasyon çeşitleme arasındaki fark 2.7 dB'dir. XPR=0 dB'de ise uzamsal çeşitleme ile polarizasyon çeşitleme neredeyse aynı başarımları vermektedir.

Şekil 45'de bazı yükselti açısal dağılımlarında ve XPR değerlerinde dikey polarizeli uzamsal (sol, VPol) ve  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon (sağ, XPol) çift dipol anten çeşitleme sistemlerinin ufuk açısal dağılıma göre sunduğu çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Buradaki çeşitleme kazançları yine  $10^{-3}$  kesinti olasılığı için verilen kazançlardır. Bu

senaryoda dalgaların yükseltideki ortalama geliş açısı  $90^\circ$ , ufuktaki ortalama geliş açısı ise  $-90^\circ$  ile  $+90^\circ$  arasında değişmektedir.

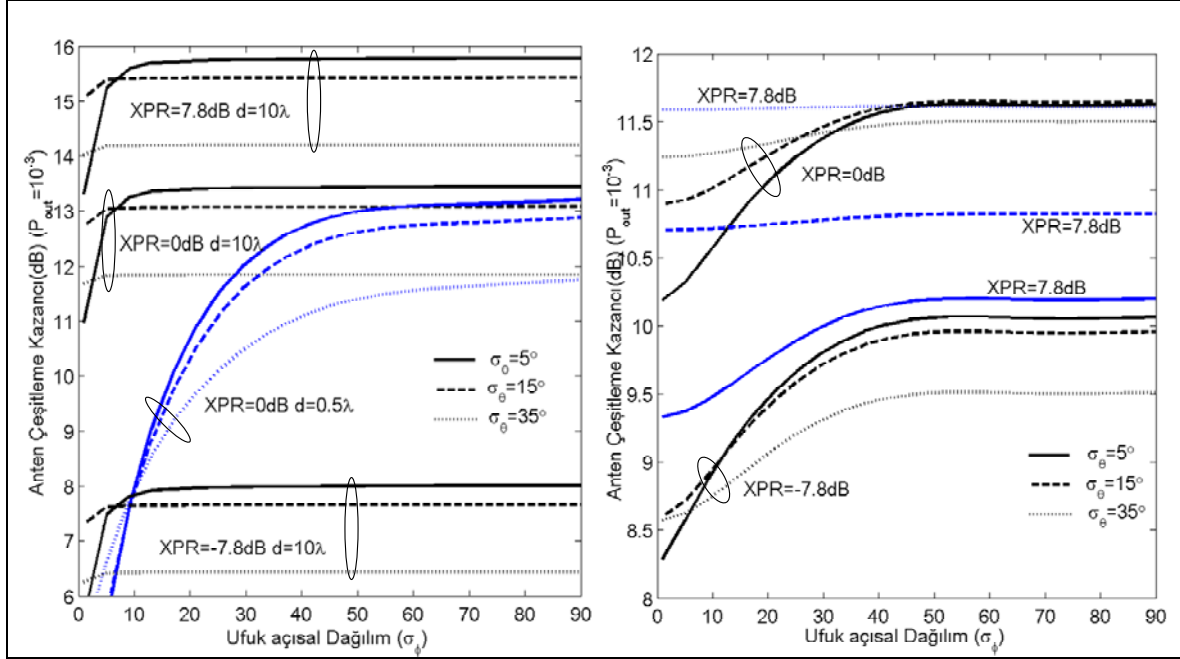
Tablo 8. Beş farklı XPR senaryosunda dikey ve çapraz polarizeli çift dipollü anten çeşitleme sisteminin  $\theta_0 = 90^\circ$  'de tüm ufuk açısına göre ve  $\phi_0 = 0^\circ$  'da tüm yükselti açısına göre ortalama anten çeşitleme kazançları

		VPol $d=0.5\lambda$		VPol $d=10\lambda$		XPol $d=0\lambda$		XPol $d=10\lambda$	
XPR (dB)	$\sigma_\Omega$ (°)	Ufuk $\theta_0 = 90^\circ$	Yükselti $\phi_0 = 0^\circ$	Ufuk $\theta_0 = 90^\circ$	Yükselti $\phi_0 = 0^\circ$	Ufuk $\theta_0 = 90^\circ$	Yükselti $\phi_0 = 0^\circ$	Ufuk $\theta_0 = 90^\circ$	Yükselti $\phi_0 = 0^\circ$
0	5	5.5	1.3	13	7	10.4	10.3	11.2	11.4
	35	10.9	11	11.8	11	11.5	11.7	11.5	11.7
[0, 6]	5	6.7	2.4	14.2	8.4	10.3	10.2	11.7	10.8
	35	12.1	12.2	13.1	12.3	11.7	11.7	11.9	11.8
[0, 12]	5	7.3	3	14.9	9.1	10	9.7	12	10.3
	35	12.7	12.9	13.7	12.9	11.7	11.5	12.1	11.8
[-6,+6]	5	5.6	1.4	13.0	7.2	10.4	10.4	11.2	11.4
	35	10.9	11	11.8	11	11.5	11.7	11.5	11.7
[6, 12]	5	7.8	3.5	15.4	9.7	9.2	8.6	12.3	9.5
	35	13.3	13.4	14.3	13.5	11.6	11.2	12.4	11.9

Şekil 45'de dikkat edildiği gibi yükselti açısı arttığında ( $\sigma_\theta = 5^\circ \rightarrow 35^\circ$ )  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme sisteminin başarımı XPR değerinden bağımsız olarak ortalama 1.5 dB düşmektedir. Yükselti açısı arttığında polarizasyon çeşitleme sisteminin başarımı XPR değerine bağlı olarak azalmakta ya da artmaktadır. Örneğin XPR değerinin -7.8 dB olması durumunda yükselti açısı artması sistem kazancının en fazla 0.5 dB düşmesine sebep olmaktadır. XPR değerinin 0 dB olması durumunda yükseltideki açısı artması nispeten dar ufuk açısı dağılımlarına göre en fazla 1 dB avantaj sağlamaktadır. XPR değerinin +7.8 dB olması durumunda yükselti açısı artması sistem kazancının neredeyse 1.5–2 dB daha fazla olmasına sebep olmaktadır.

Ufuk açısı arttığında, XPol sistemi yükselti açısı dağılımından etkilenmeye başlamaktadır. XPR değerinin 0 dB ve daha büyük olması durumunda iki dipollü uzamsal çeşitlemenin sunduğu kazanç iki dipollü polarizasyon çeşitlemeden daha fazla kazanç sağlamaktadır. XPR değerinin 0 dB'den daha düşük olması durumundan olumsuz polarizasyon çeşitlemenin başarımı yönde etkilenmekte fakat uzamsal çeşitleme

bu durumdan daha fazla olumsuz etkilenmektedir. Örneğin  $XPR=-7.8$  dB’de polarizasyon çeşitlemenin uzamsal çeşitlemeye göre üstünlüğü ortalama 2 dB civarlarındadır. Uzamsal ve polarizasyon çeşitleme sistemlerinin bazı açısal dağılımlarda XPR değerinin değişimine göre sunduğu anten çeşitleme kazançları Şekil 46’da verilmiştir.



Şekil 45. Dikey polarizeli uzamsal (Sol-VPol) ve  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon çeşitleme (Sağ-XPOL) sistemlerinin belli yükselti açısal dağılımlarında ve XPR değerlerinde ufuk açısal dağılımına göre sunduğu anten çeşitleme kazançları

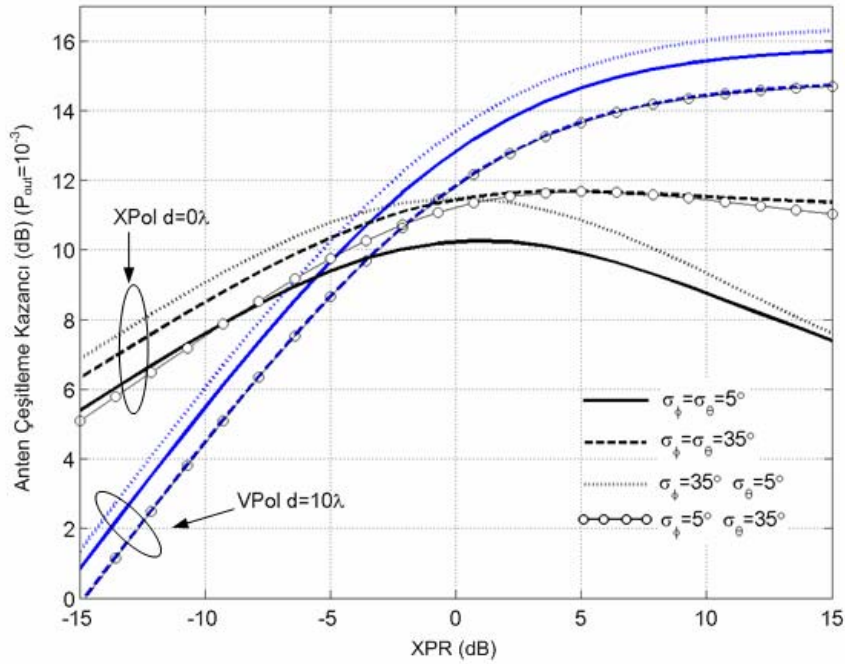
Şekil 46’daki grafiğe bakıldığında:

Tüm açısal dağılım koşulları için XPR değerinin  $-\infty$  ile  $-5$  dB arasında olması durumunda polarizasyon çeşitleme uzamsal çeşitlemeden daha üstün, XPR değerinin  $-5$  ile  $0$  dB arasında olması durumunda her iki sistem aynı, XPR değerinin  $0$  ile  $+\infty$  dB arasında olması durumunda uzamsal çeşitleme polarizasyon çeşitlemeden daha üstündür.

XPOL veya HVPOL şemaları hem ufuk hem de yükselti açısal dağılımının küçük olması durumunda ( $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ) maksimum kazancı yaklaşık  $XPR=1$  dB’de vermektedir.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ’lik açısal dağılımda XPOL şeması  $XPR=-15$  dB’de  $5.5$  dB,  $XPR=+15$  dB’de  $7.5$  dB kazanç vermektedir. Sadece ufuk açısal dağılımı arttığında ( $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ) XPOL şeması  $XPR=-15$  dB’de ve  $XPR=+15$  dB’de  $7.5$  dB kazanç vermektedir. Sadece yükselti açısal dağılımı arttığında ( $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ ) XPOL şeması  $XPR=-15$  dB’de  $6.3$  dB ve  $XPR=+15$  dB’de  $11.4$  dB kazanç vermektedir. Sonuç olarak

alıcı XPol şeması gelen dalganın  $\phi$  polarizasyon bileşenine göre  $\theta$  polarizasyon bileşeninin gücünden daha fazla yararlanmaktadır. Özellikle yükselti açısı dağılımı arttığında bu oran daha fazladır. Gelen dalganın  $\phi$ -polarizeli bileşenin gücünden daha fazla yararlanmak için ufuk açısı dağılımının artması gerekir. Fakat bu oran  $\theta$ -polarizeli bileşenininki kadar değildir.

XPR'in -15 ile +15 dB arasında değişmesi durumunda tüm açısı dağılım koşulları için polarizasyon çeşitlemenin ortalama kazancı 9.72 dB, uzamsal çeşitlemenin ortalama kazancı 10.69 dB'dir.



Şekil 46. Dikey polarizeli uzamsal(VPol) ve  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon çeşitleme(XPol) sistemlerinin bazı açısı dağılım senaryolarında XPR'a göre sunduğu anten çeşitleme kazançları

### 2.5.1.1. Çift Dipollü Çeşitleme Sisteminin SNR-BER Başarımı

Şekil 47'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  (dar) 'lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  (geniş) 'lik düzgün açısı dağılımda çift dipollü uzamsal ve polarizasyon anten çeşitlemesinin aynı kanal ortamında tek bir izotropik antenin ortalama giriş SNR değerine göre sunduğu bit hata olasılıkları verilmiştir. Senaryoda düzlemsel dalgalar alıcıya ortalama  $\theta_0 = 90^\circ$  yükselti açısında gelmektedir. Ayrıca gelen çok yollu dalgaların ortalama ufuk geliş açısı ( $\phi_0$ )  $-90^\circ$  ile  $+90^\circ$  arasında değişmektedir. Soldaki grafiklerde çok yollu dalgaların XPR değeri -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir. Sağdaki grafiklerde ise çok yollu



dalgaların XPR değeri -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir. Bu grafiklere bakıldığında  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ' lik nispeten dar bir açısal dağılımda, XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği bir kanal ortamında  $10^{-3}$  bit hata olasılığı için  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme sisteminin  $d=0\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitleme sistemine göre üstünlüğü 3 dB'dir.

$\pm 45^\circ$  eğimli çift dipol arasındaki mesafe  $10\lambda$  olduğunda başarımlar  $d=0\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitlemeninkine göre sadece 1.3 dB artmaktadır. Diğer bir deyişle  $d=10\lambda$  uzamsal sisteme göre  $d=10\lambda$  UP sisteminin sunduğu başarımlar 1.8 dB daha düşüktür.

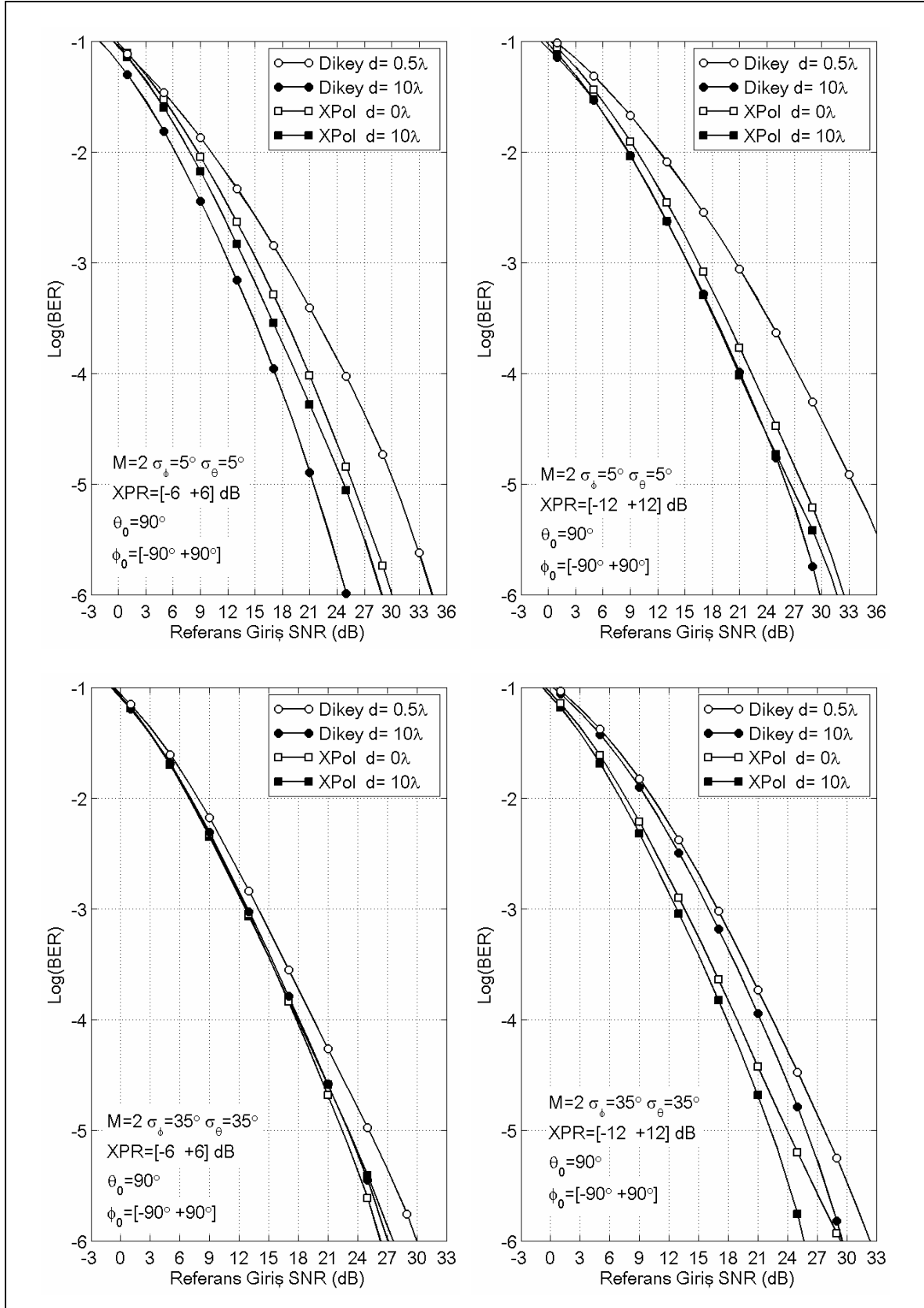
XPR değerinin -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği durumda  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme ile  $d=10\lambda$  UP çeşitlemesinin başarımları aynıdır.  $d=10\lambda$  uzamsal çeşitlemenin,  $d=0\lambda$  polarizasyon çeşitlemeye göre üstünlüğü yine yaklaşık 1.3 dB'dir.

Her iki XPR senaryosunda  $d=10\lambda$  uzamsal çeşitlemenin  $d=0.5\lambda$  uzamsal çeşitlemeye göre üstünlüğü 5-6 dB'dir. Ayrıca XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında değişen bir ortamdan, -12 dB ile +12 dB arasında değişen bir ortama geçtiğinde  $d=10\lambda$  uzamsal çeşitleme sisteminin başarımları 3 dB düşmektedir. Polarizasyon çeşitlemesinin başarımları ise yaklaşık 1 dB düşmektedir.

$\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  ' lik nispeten daha geniş bir açısal dağılımda XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği bir kanal ortamında  $10^{-3}$  bit hata olasılığı için  $d=10\lambda$  mesafeli dikey uzamsal,  $d=0\lambda$  ve  $d=10\lambda$  mesafeli  $\pm 45^\circ$  eğimli polarizasyon çeşitleme sistemlerinin başarımları aynıdır.  $d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin diğer anten sistemlerine göre başarımları yaklaşık 1.2 dB daha kötüdür.

XPR değerinin -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği durumda polarizasyon çeşitlemenin uzamsal çeşitlemeye göre sistem kazancına daha fazla katkı sunduğu görülmektedir. Örneğin,

- $d=10\lambda$  UP çeşitleme,  $d=10\lambda$  uzamsal çeşitlemeye göre başarımları 3.2 dB daha iyidir.
- $d=0\lambda$  polarizasyon çeşitleme,  $d=10\lambda$  uzamsal çeşitlemeye göre başarımları yaklaşık 2.4 dB daha iyidir.



Şekil 47.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  lik düzgün açısall dağılımda dikey uzamsal ve çapraz yerleştirilmiş iki dipol antenli MOT sisteminin bit hata olasılığı

XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında değişen bir ortamdan -12 dB ile +12 dB arasında değişen bir ortama geçtiğinde

- $d=10\lambda$  uzamsal çeşitleme sisteminin başarımı 3.3 dB düşmektedir.
- $d=10\lambda$  UP çeşitlemesinin başarımı yaklaşık aynı kalmakta
- $d=0\lambda$  polarizasyon çeşitlemesinin başarımı 0.8 dB düşmektedir.

Ortalaması aynı kalmak üzere, XPR değerinin standart sapması arttığında sistemlerin başarımı nispeten düşmektedir. Fakat bu düşüş uzamsal çeşitlemede daha fazla olmaktadır.

Tablo 9'da özet olarak altı farklı senaryoda,  $10^{-3}$  bit hata olasılığını sağlamak için iki dallı uzamsal ve polarizasyon MOT sistemlerinin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir. Bu tabloda iki farklı açısal dağılım için XPR düzgün rasgele bir şekilde zamanda rasgele değişmektedir. XPR üç farklı senaryoda değişmektedir.

- Senaryo 1: XPR -6 dB ile +6 dB arasında düzgün değişmektedir. O zaman XPR değişkeninin ortalaması  $\bar{\chi} = 0dB$ , standart sapması ise  $\sigma_{\chi} = 3.5dB$ 'dir.
- Senaryo 2: XPR -12 dB ile +12 dB arasında düzgün değişmektedir. O zaman XPR değişkeninin ortalaması  $\bar{\chi} = 0dB$ , standart sapması ise  $\sigma_{\chi} = 6.9dB$ 'dir.
- Senaryo 3: XPR -3 dB ile +12 dB arasında düzgün değişmektedir. O zaman XPR değişkeninin ortalaması  $\bar{\chi} = 4.5dB$ , standart sapması ise  $\sigma_{\chi} = 4.3dB$ 'dir.

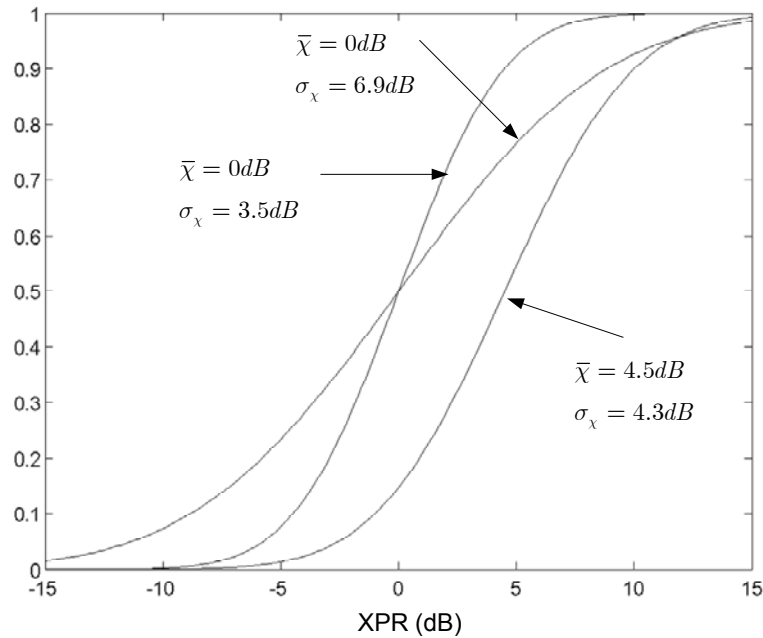
Tablo 10'da ise iki farklı açısal dağılım için XPR(dB) değişkeninin Gaussian dağılımına sahip olması durumunda  $10^{-3}$  bit hata olasılığını sağlamak için iki dallı uzamsal ve polarizasyon MOT sistemlerinin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir. Bu kısımda da XPR değişkeninin ortalaması ve standart sapması Tablo 9'daki senaryolar ile aynıdır. Sadece XPR'in olasılık yoğunluk fonksiyonu dB cinsinden Gaussian'dır. Bu tablolar kullanılarak sistemlerin arasındaki kazançlar çok rahatlıkla görülebilir. Dikkat edileceği üzere belli bir bit hata oranı için girişteki ortalama SNR değeri ne kadar küçükse sistem o kadar iyidir.

Tablo 9.  $10^{-3}$  bit hata olasılığı için iki dallı sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=2		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		Düzgün XPR(dB) Aralığı			Düzgün XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	18.1	20.5	16.2	13.9	16.85	11.95
Dikey	10	12.15	15.3	10.25	12.85	15.95	11
XPol	0	15.3	16.5	14.95	12.7	13.55	12.45
XPol	10	13.95	15.25	12.75	12.6	12.75	12.05

Tablo 10. Gaussian XPR dağılımında  $10^{-3}$  bit hata olasılığı için iki dallı sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=2		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		Gaussian XPR(dB) Aralığı			Gaussian XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$
Dikey	0.5	18.25	21.25	16.25	14.00	18.25	12.00
Dikey	10	12.25	16.75	10.50	13.00	17.50	11.25
XPol	0	15.25	16.25	15.00	12.75	13.50	12.50
XPol	10	14.00	15.25	13.00	12.50	12.75	12.00



Şekil 48. XPR değerinin üç farklı senaryo için birikimli Gaussian dağılımı

[79]'da üç boyutlu ışın izleme ve ölçümlerle yapılan çalışmada dalgaların bina içi yayılımında XPR değişiminin birikimli dağılımı verilmiştir. Bu birikimli dağılıma bakıldığında XPR'in dB cinsinden dağılımı Gaussian dağılıma benzediği görülmektedir.

Ayrıca bu çalışmada XPR'in değişimi -40 dB ile +30 dB arasında değişmektedir. Yani bu tezdeki XPR'in standart sapmasından daha büyük standart sapma sahiptir. 3 boyutlu ışın izleme programı ile XPR'in ortalaması -5 dB, ölçümlerde ise -1 ve -2 dB bulunmuştur.

### 2.5.1.2. Çift Dipollü Çeşitleme Sisteminin Ortalama SNR Kazancı

Bu kısımda uzamsal ve polarizasyon anten çeşitleme sistemlerinin çıkışındaki anlık SNR değerlerinin varyansındaki değişimi izlemek yerine çıkıştaki genel ortalama SNR kazancı değerlendirilecektir. Bu durum Tablo 11'de özetlenmiştir. Bu senaryoda referans olması açısından tek bir izotropik antenin girişindeki ortalama SNR değeri -2.5 dB varyansı ise 31 dir.

İlk olarak Tablo 11'den de görüldüğü gibi aynı kanalda,  $\pm 45^\circ$  eğimli çift dipol anten sistemi dikey uzamsal çift dipol anten sistemine göre kanaldan  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$ 'de 1.6 dB,  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$ 'de 0.5 dB daha az güç almaktadır. Açısal dağılım arttığında (özellikle yükseltide) uzamsal antenin ortalama giriş SNR değeri -2.6 dB'den -3.8 dB'ye inmiştir. Polarizasyon sistemi için SNR giriş değeri -4.2 dB'den -4.3 dB'ye inmiştir.

İkinci olarak tablodan da dikkat edildiği gibi  $0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin  $10\lambda$  mesafeli uzamsal sisteme göre ortalama SNR kazancı (anten dizi kazancı) dar açısal dağılımlarda 1 dB, daha geniş açısal dağılımlarda 0.5 dB daha iyidir. Fakat  $0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sisteminin çıkıştaki SNR değişiminin varyansı daha yüksektir. Bu durum  $0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin daha fazla sönmülemeye uğradığı anlamına gelir.

$d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sistem dar açısal dağılımdan geniş açısal dağılıma geçtiğinde ortalama SNR kazancı 2 dB düşmektedir. Fakat çıkıştaki SNR değişiminin varyansı da düşmektedir. Bu durum daha az sönmülemeye uğradığı anlamına gelir. Kanalin XPR değişimi [-6, +6] dB'den [-12, +12]dB ye geçtiğinde uzamsal sistemin ortalamadaki SNR kazancı 0.8 dB artmaktadır.

Polarizasyon anten sisteminin uzamsal anten sistemine göre ortalama SNR kazancı tüm durumlar için daha düşüktür. Bu senaryo için polarizasyon anten sisteminin uzamsal anten sistemine göre ortalama SNR kazancı 1-5 dB daha düşüktür. XPR değişiminin hem [-6, +6] dB hem de [-12, +12] dB arasında değişmesi durumunda ve geniş açısal dağılımlarda polarizasyon anten sisteminin varyansı uzamsal anten sistemine göre daha

düşüktür. Nispeten dar açısız dağılımlarda ve XPR değerinin [-12, +12] dB olması durumunda polarizasyon anten sisteminin varyansı uzamsal anten sistemine göre daha düşüktür.

Tablo 11. Uzamsal ve polarizasyon anten çeşitleme sistemlerinin ortalama SNR kazançları

Yapı	d/λ	XPR (dB)	$\sigma_\phi = 5^\circ \sigma_\theta = 5^\circ$				$\sigma_\phi = 35^\circ \sigma_\theta = 35^\circ$			
			SNR Giriş	SNR Çıkış	SNR Kazanç	Varyans SNR Çıkış	SNR Giriş	SNR Çıkış	SNR Kazanç	Varyans SNR Çıkış
Dikey	0,5	[-6, +6]	-2,6	14,3	16,9	30,2	-3,8	11,1	14,9	17,9
Dikey	10	[-6, +6]	-2,6	13,3	15,9	16,2	-3,8	10,7	14,5	15,1
XPol	0	[-6, +6]	-4,2	10,1	14,3	19	-4,3	9,4	13,7	13,1
XPol	10	[-6, +6]	-4,2	9,8	14	16,3	-4,3	9,2	13,5	12,6
Dikey	0,5	[-12, +12]	-2,6	15,1	17,7	40,3	-3,8	11,9	15,7	27,5
Dikey	10	[-12, +12]	-2,6	14	16,7	25,9	-3,8	11,5	15,3	25,2
XPol	0	[-12, +12]	-4,2	10,5	14,7	22,7	-4,3	9,7	14	15,2
XPol	10	[-12, +12]	-4,2	10	14,2	18,8	-4,3	9,3	13,6	13,2

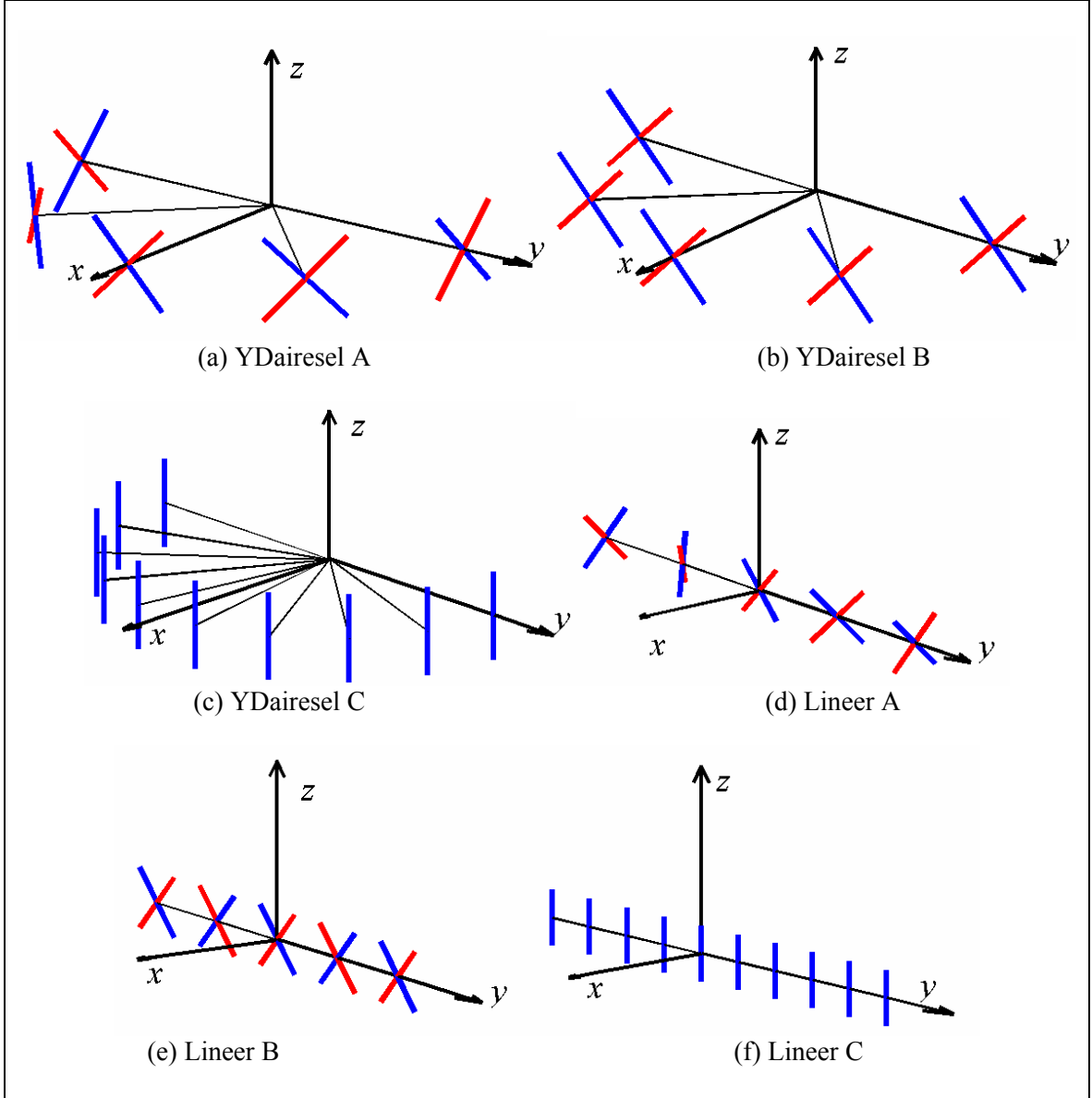
### 2.5.2. Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemesi

Bu kısımda altı farklı uzamsal ve çapraz polarizeli yarım dairesel ve doğrusal dizi şemasına sahip MOT sisteminin sunduğu başarımlar incelenmiştir. Şekil 49'da bu altı farklı şema örnek olarak 10 elemanlı bir dizi sistemi için gösterilmiştir.

Şekil 50'de  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik düzgün açısız dağılımda  $5\lambda$  dizi açıklığına sahip 10 elemanlı altı farklı dizi şemasına sahip MOT sisteminin çeşitleme kazancı ufuk ve yükselti açısına göre gösterilmiştir.  $10^{-3}$  kesinti olasılığında ilintisiz 10 izotropik noktasal antenin sağlamış olduğu çeşitleme kazancı Şekil 22'de gösterildiği gibi 34.7 dB'dir.

Çapraz dipollerden oluşmuş yarım dairesel dizili Yapı A,  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de neredeyse tüm ufuk açılarında 28.5 dB civarlarında anten çeşitleme kazancı vermektedir.

Yarım dairesel Yapı B'de  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de maksimum 32 dB kazanç elde edilmektedir. Fakat kenar ufuk açılarına doğru gidildiğinde bu kazanç 22 dB'ye kadar düşmektedir. Ayrıca ortalama yükselti geliş açısı  $\theta_0 = 0^\circ$  veya  $\theta_0 = 180^\circ$  olduğunda bile bu kazanç yarım dairesel-A için minimum 24 dB, yarım dairesel-B için minimum 22 dB olmaktadır.

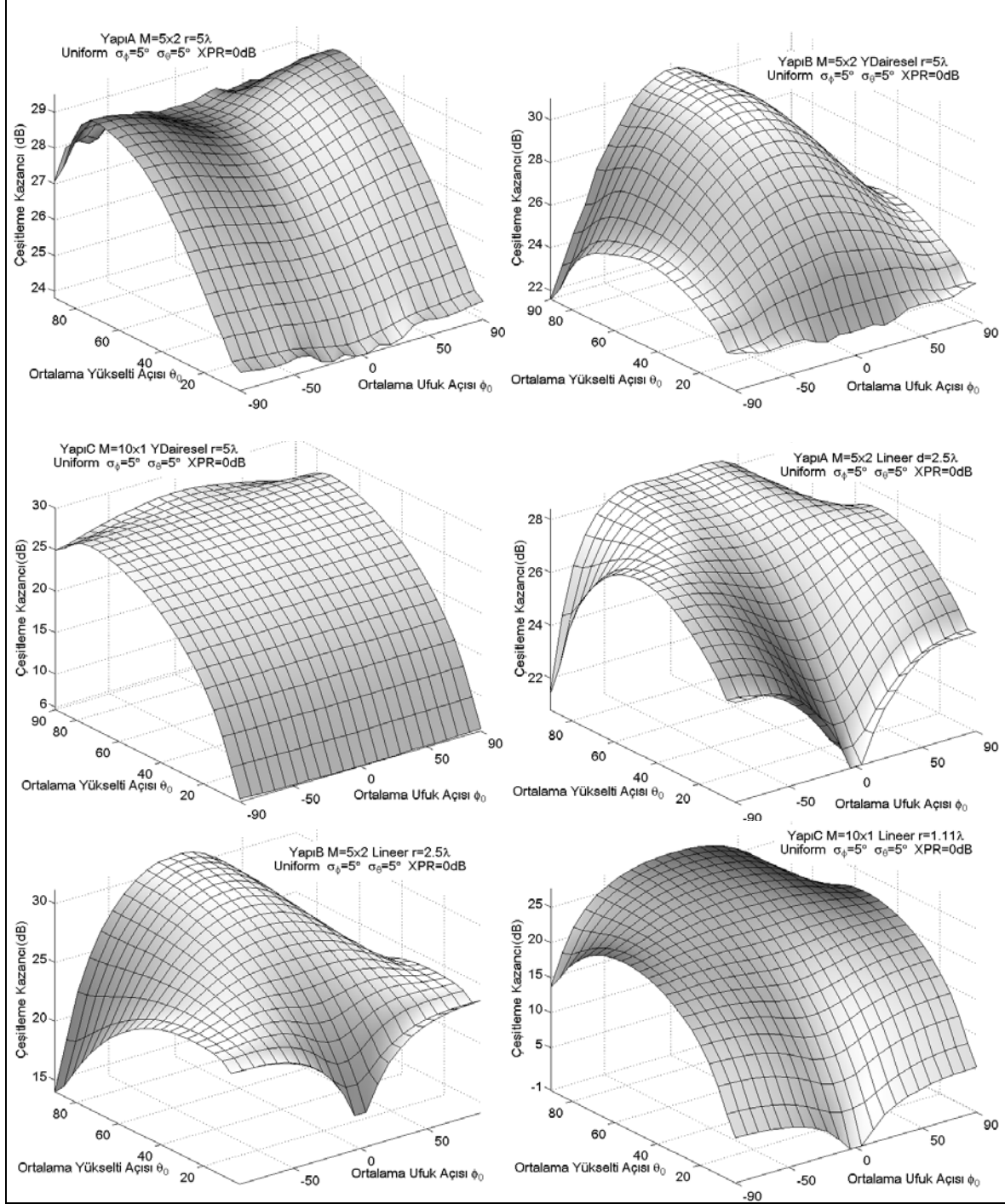


Şekil 49. Uzamsal ve çapraz polarizeli yarım dairesel ve doğrusal dizi şemaları

Dikey polarizeli yarım dairesel-C için  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de neredeyse tüm ufuk açılarında ortalama 26 dB kazanç vermektedir. Fakat  $\theta_0 = 0^\circ$  veya  $\theta_0 = 180^\circ$  ye doğru gidildiğinde sistemden sadece 6 dB kazanç elde edilmektedir.

Çapraz dipollerden oluşmuş Doğrusal-A şeması için  $\theta_0 = 90^\circ$  'de maksimum 28.5 dB kazanç elde edilmekte kenar ufuk açlarına doğru gidildikçe bu kazanç 21.5 dB ye kadar inmektedir.  $\theta_0 = 0^\circ$  veya  $\theta_0 = 180^\circ$  ye doğru gidildiğinde bile kazanç, minimum 21 dB olmaktadır.

Çapraz dipollerden oluşmuş Doğrusal-B şeması için  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de maksimum 31 dB kazanç elde edilmekte kenar ufuk açılarında doğru gidildikçe bu kazanç 14.5 dB ye kadar inmektedir.  $\theta_0 = 0^\circ$  veya  $\theta_0 = 180^\circ$  ye doğru gidildiğinde bile kazanç, minimum 17 dB olmaktadır.



Şekil 50.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda  $5\lambda$  dizi açıklığına sahip 10 elemanlı yarı dairesel ve doğrusal dizili altı farklı şemalı MOT sisteminin ufuk ve yükselti geliş açılarında çeşitleme kazancı



Dikey polarizeli Doğrusal-C şeması için  $\theta_0 = 90^\circ$ 'de maksimum 26.5 dB kazanç elde edilmekte kenar ufuk açılara doğru gidildikçe bu kazanç 14.5 dB ye kadar inmektedir.  $\theta_0 = 0^\circ$  veya  $\theta_0 = 180^\circ$  ye doğru gidildiğinde bile kazanç, minimum -1 dB olmaktadır.

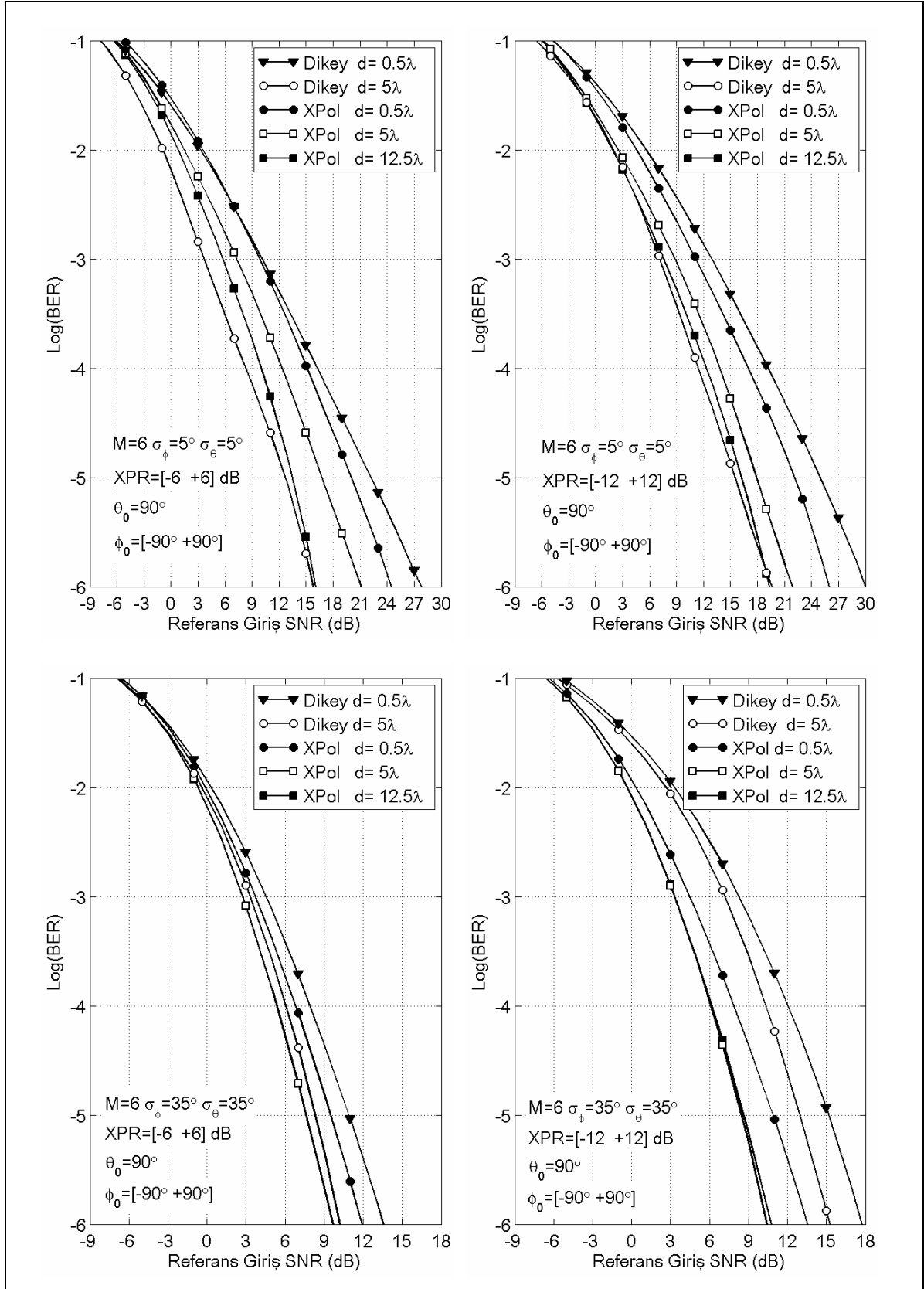
Bu sonuçlardan da görüldüğü gibi ilk olarak dairesel dizi şeması doğrusal dizi şemasına göre daha iyi sonuç vermiştir. Ayrıca doğrusal ve dairesel şemalarında Yapı A diğerlerinden daha iyidir. Çapraz dipollerden oluşan dizi sistemi neredeyse tüm yükselti açılarında büyük kazanç sağlamasına olanak vermektedir. Sadece dikey polarizeli dipollerden oluşan dizi sistemi için böyle bir şey söylemek doğru değildir.

### 2.5.2.1. Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemesinin SNR-BER Başarımı

#### 2.5.2.1.1. Doğrusal Anten Dizisi

Şekil 51'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal anten dizi çeşitlemesinin aynı kanal ortamında tek bir izotropik antenin ortalama giriş SNR değerine göre sunduğu bit hata olasılıkları verilmiştir. Soldaki grafiklerde çok yollu dalgaların XPR değeri -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(a). Sağdaki grafiklerde ise çok yollu dalgaların XPR değeri -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(b). Senaryo, Bölüm 2.5.1.1'deki ile aynıdır. Bu bölümde sistem çeşitleme kazançları  $10^{-6}$  bit hata oranı için değerlendirilecektir. Doğrusal dizilerin toplam açıklığı  $D = (M - 1) \cdot d$  dir. Tablo 12'de  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için altı farklı senaryoda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal anten çeşitleme sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir. Tablo 12' de XPR, düzgün değişirken, Tablo 13'de XPR, Gaussian değişmektedir.

$d=0.5\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitleme sisteminin ( $D=1\lambda$ ) başarımı  $d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme sisteminin ( $D=2.5\lambda$ ) başarımından (a) için 3.5 dB (b) için 4 dB daha iyidir. Nispeten daha geniş açısal dağılımlarda ise (a) için 2.6 dB (b) için 4.2 dB daha iyidir.



Şekil 51.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açısıl dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal uzamsal (LineerC) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal (LineerB) anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarımı

Dar açısal dağılımlarda,  $d=5\lambda$  mesafeli polarizasyon çeşitleme sisteminin ( $D=10\lambda$ ) başarımı  $d=5\lambda$  mesafeli uzamsal çeşitleme sisteminin ( $D=25\lambda$ ) başarımından (a) için 5.3 dB (b) için 2.4 dB daha kötüdür. Nispeten daha geniş açısal dağılımlarda ise tam tersi (a) için 0.6 dB (b) için 4.8 dB daha iyidir. Polarizasyon çeşitlemenin toplam açıklığı uzamsal çeşitlemenininki ile aynı olacak şekilde ayarlandığında ( $D=25\lambda$  ya da  $d=12.5\lambda$  yapıldığında) her iki sistem dar açısal dağılımlarda neredeyse aynı sonucu vermektedir. Geniş açısal dağılımda ise polarizasyon çeşitleme (a) için 0.6 dB (b) için 4.5 dB daha iyi başarımlar vermektedir. Geniş açısal dağılımlarda polarizasyon çeşitlemenin toplam açıklığını  $D=10\lambda$ 'dan  $D=25\lambda$ 'ya çıkarmak ekstra kazanç sağlamamaktadır.

Tablo 12.  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 51 )

M=6 Doğrusal			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	$d/\lambda$	$D/\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	2.5	27.80	30.05	26.7	13.6	17.75	11.15
Dikey	5	25	15.85	19.6	15.6	10.25	15.25	8.15
XPol	0.5	1	24.45	26	21.8	11.95	13.55	11.55
XPol	5	10	21.15	21.85	17.7	9.65	10.45	8.95
XPol	12.5	25	16.10	19.3	15.8	9.65	10.75	9.25

Tablo 13. Gaussian XPR dağılımında  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6 Doğrusal			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			Gaussian XPR(dB) Aralığı			Gaussian XPR(dB) Aralığı		
Yapı	$d/\lambda$	$D/\lambda$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$
Dikey	0.5	2.5	29.38	30.40	24.63	14.00	24.75	13.00
Dikey	5	25	17.15	24.25	14.63	11.75	24.38	10.00
XPol	0.5	1	24.50	26.05	23.00	12.50	13.75	11.25
XPol	5	10	19.00	23.75	18.63	9.75	10.75	9.10
XPol	12.5	25	17.00	20.50	15.25	9.50	11.25	9.00

Kısacası dar açısal dağılımlarda, küçük mesafeli ve aynı açıklığa sahip iki sistemden polarizasyon çeşitleme, uzamsal çeşitlemeden daha iyidir. Çok daha uzun mesafeli ve aynı açıklığa sahip iki sistemde polarizasyon çeşitleme, uzamsal çeşitleme aynı sonucu

vermektedir. Daha geniş açısal dağılımlarda ise polarizasyon çeşitleme, uzamsal çeşitlemeden daha iyidir.

Ortalaması aynı kalmak koşulu ile XPR dağılımının standart sapması arttığında tüm dizi şemalarının başarımı düşmektedir. Fakat dikey uzamsal sistem polarizasyon sistemine göre daha fazla XPR'ın standart sapmasından etkilenmektedir.

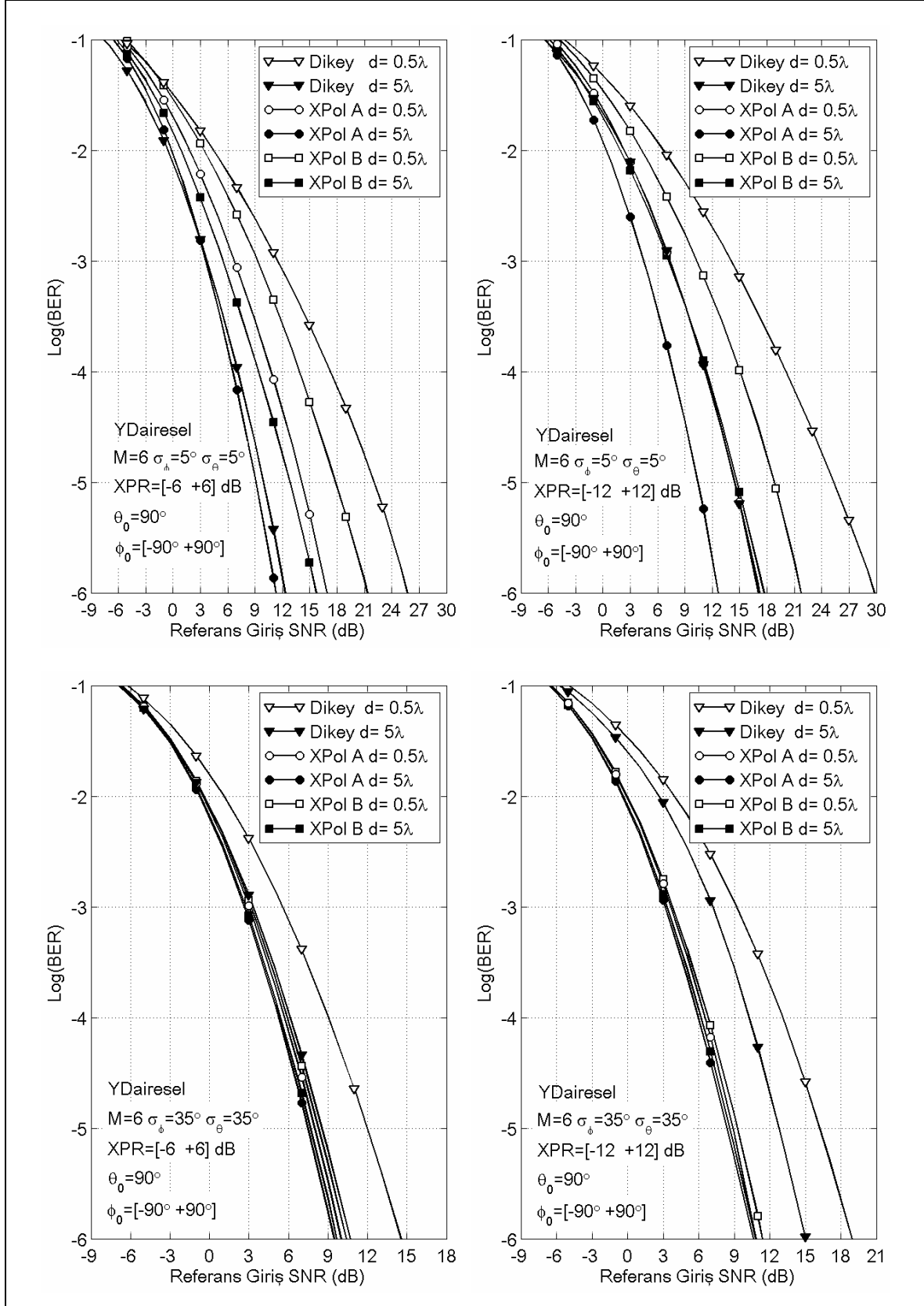
#### 2.5.2.1.2. Dairesel Anten Dizisi

Şekil 52'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli yarım dairesel uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli yarım dairesel anten çeşitlemesinin aynı kanal ortamında sunduğu bit hata olasılıkları verilmiştir. Bu grafiklerde  $d$  terimi dairenin yarıçapıdır( $r$ ). Dairesel sistemlerde toplam açıklık  $D=2r$  ile hesaplanır. Tablo 14'de  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için altı farklı senaryoda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli dairesel uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli dairesel anten çeşitleme sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir. Tablo 14'de XPR, düzgün değişirken, Tablo 15'de XPR, Gaussian değişmektedir.

Nispeten dar açısal dağılımlarda A yapısına sahip dairesel dizili polarizasyon çeşitleme(Şekil 49A), B yapısına sahip dairesel dizili polarizasyon çeşitlemeden (Şekil 49B) 4–6 dB daha iyi sonuç vermektedir. Daha geniş açısal dağılımlarda bu fark azalmaktadır.

Dar açısal dağılımlarda,  $0.5\lambda$  yarıçaplı polarizasyon(XPolA) çeşitleme sisteminin ( $D=1\lambda$ ) başarımı  $0.5\lambda$  yarıçaplı uzamsal çeşitleme sistemin başarımından (a) için 9 dB, (b) için 12 dB daha iyidir. Nispeten daha geniş açısal dağılımlarda (a) için 4.5 dB, (b) için 7.5 dB daha iyidir. Kısacası daha geniş açısal dağılımlarda başarımların farkı azalmakta fakat her iki durumda da XPolA çeşitleme uzamsal çeşitlemeden daha iyi başarımlar sağlamaktadır.

Dar açısal dağılımlarda,  $5\lambda$  yarıçaplı polarizasyon(XPolA) çeşitleme sisteminin ( $D=10\lambda$ ) başarımı  $5\lambda$  yarıçaplı uzamsal çeşitleme sistemin başarımından (a) için 1 dB, (b) için 4.5 dB daha iyidir. Nispeten daha geniş açısal dağılımlarda (a) için 1.5 dB (b) için 4.5 dB daha iyidir. Dizi açıklığı ve anten sayısı aynı kalmak üzere tüm senaryolarda UP dairesel anten dizi çeşitlemesi sadece uzamsal dairesel anten dizi çeşitlemesinden daha iyi sonuç vermektedir.



Şekil 52.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açısıl dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli dairesel uzamsal (YDairesel-C) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli dairesel (YDairesel-A ve YDairesel-B) anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarımı

Tablo 14.  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 52)

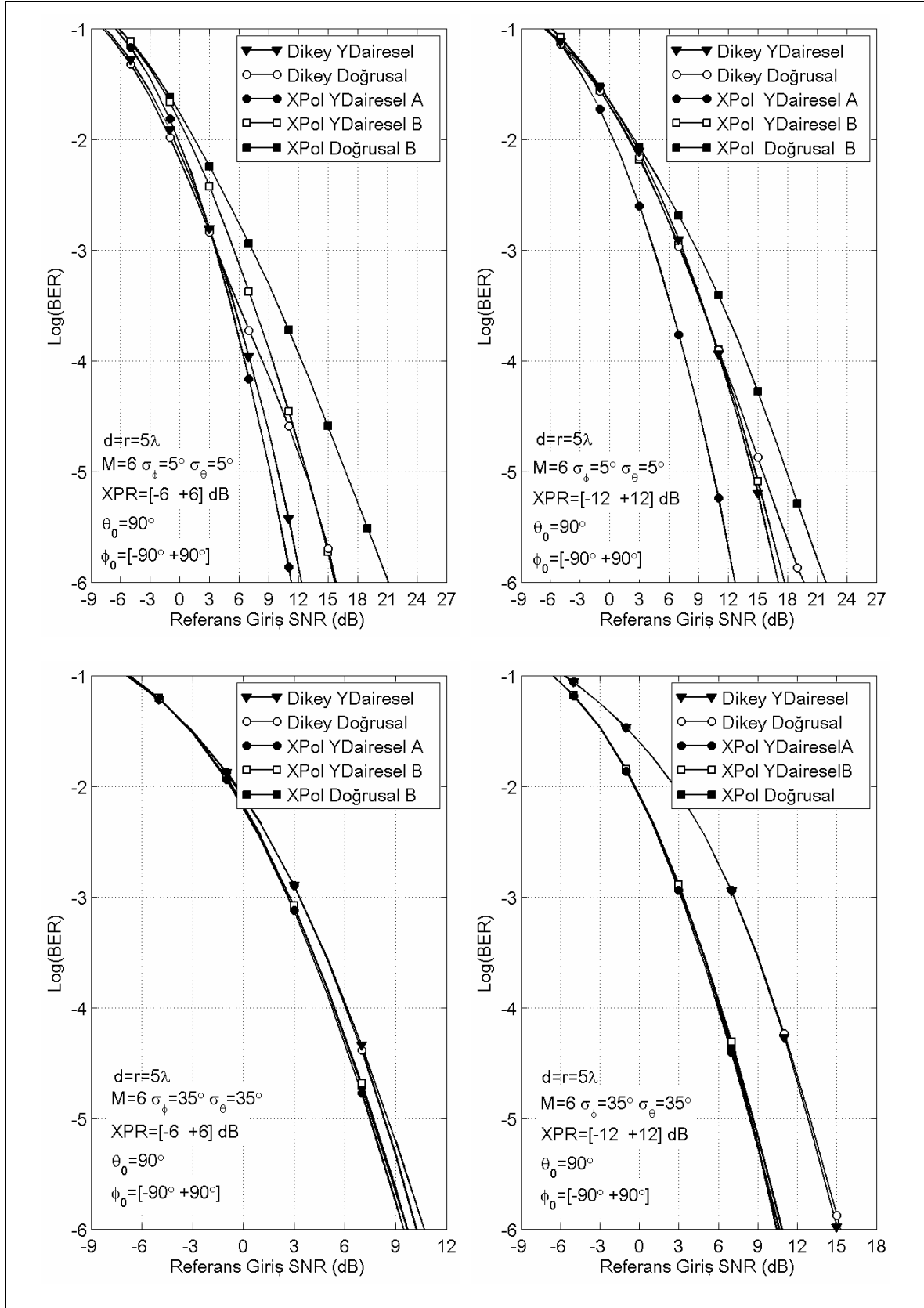
M=6 Dairesel		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	25.7	29.85	22.8	14.55	18.95	13.6
Dikey	5	12.35	17.05	10.05	10.7	15.05	8.35
XPolA	0.5	16.9	17.2	16.05	10.05	10.85	9.85
XPolA	5	11.25	12.65	12.05	9.45	10.65	8.95
XPolB	0.5	21.3	21.75	20.15	10.35	11.4	9.85
XPolB	5	15.75	17.7	13.75	9.7	10.85	9.25

Tablo 15. Gaussian XPR dağılımında  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6 Dairesel		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		Gaussian XPR(dB) Aralığı			Gaussian XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$
Dikey	0.5	25.63	32.00	22.75	15.75	25.63	13.90
Dikey	5	13.25	23.00	11.50	12.25	24.63	10.55
XPolA	0.5	16.25	18.25	16.50	10.25	11.50	9.75
XPolA	5	11.50	14.00	11.75	9.50	11.00	9.15
XPolB	0.5	20.50	23.50	20.13	10.25	11.88	9.75
XPolB	5	15.25	18.25	14.38	9.75	11.00	9.00

### 2.5.2.1.3. Doğrusal ve Dairesel Anten Dizilerinin Karşılaştırılması

Şekil 53’de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ’lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ ’lik düzgün açısallarda  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal ve  $r=5\lambda$  yarıçaplı dairesel anten dizilerin bit hata başarımları verilmiştir. Grafiklerden de görüldüğü gibi nispeten dar açısallarda uzamsal dairesel dizi çeşitlemesi( $D=10\lambda$ ) uzamsal doğrusal anten çeşitlemesinden( $D=25\lambda$ ) yaklaşık 2-3 dB daha iyidir. Daha geniş açısallarda her iki sistemin başarımları hemen hemen aynıdır. UP dairesel dizi çeşitlemesi, UP doğrusal anten çeşitlemesinden 9–10 dB daha iyi sonuç vermektedir. Daha geniş açısallarda her iki sistemin başarımları neredeyse aynıdır. Tüm çeşitleme şemalarına bakıldığında özellikle dar açısallarda A yapısına sahip UP dairesel dizi çeşitlemesi en iyi sonucu vermektedir.



Şekil 53.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açisal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli uzamsal ve dairesel anten dizi çeşitlemesinin bit hata başarım karşılaştırılması

Tablo 16’da  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için altı farklı senaryoda  $d=r=5\lambda$  mesafeli  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal ve dairesel uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal ve dairesel anten çeşitleme sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir. Tablo 16’da XPR, düzgün değişirken, Tablo 17’de XPR, Gaussian değişmektedir.

Tablo 16.  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri (Şekil 53)

M=6 d=5λ		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	Dizi	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	Daire	12.35	17.05	10.05	10.7	15.05	8.35
Dikey	Doğru	15.85	19.6	15.6	10.25	15.25	8.15
XPolA	Daire	11.25	12.65	12.05	9.45	10.65	8.95
XPolB	Daire	15.75	17.7	13.75	9.7	10.85	9.25
XPol	Doğru	21.15	21.85	17.7	9.65	10.45	8.95

Tablo 17. Gaussian XPR dağılımında  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6 d=5λ		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		Gaussian XPR(dB) Aralığı			Gaussian XPR(dB) Aralığı		
Yapı	Dizi	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 3.5$	$\bar{\chi} = 0$ $\sigma_\chi = 6.9$	$\bar{\chi} = 4.5$ $\sigma_\chi = 4.3$
Dikey	Daire	13.25	23.00	11.50	12.25	24.63	10.55
Dikey	Doğru	17.15	24.25	14.65	11.75	24.40	10.05
XPolA	Daire	11.50	14.00	11.75	9.50	11.00	9.15
XPolB	Daire	15.25	18.25	14.35	9.75	11.00	9.00
XPol	Doğru	19.00	23.75	18.60	9.65	10.85	9.10

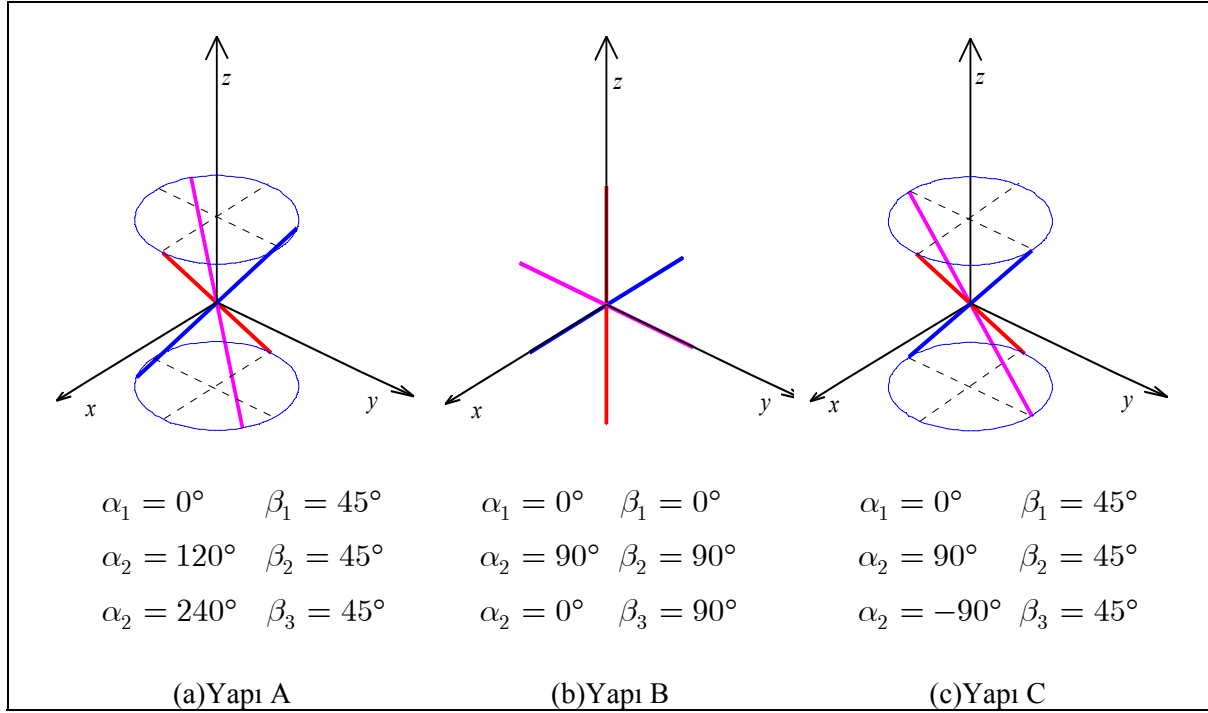
### 2.5.3. Üç Dipollü Polarizasyon Çeşitleme Sistemi

Bu kısımda Şekil 54’de gösterilen üç farklı şemaya sahip üç adet yarım dalga dipollü MOT sistemlerinin başarımı incelenmiştir.

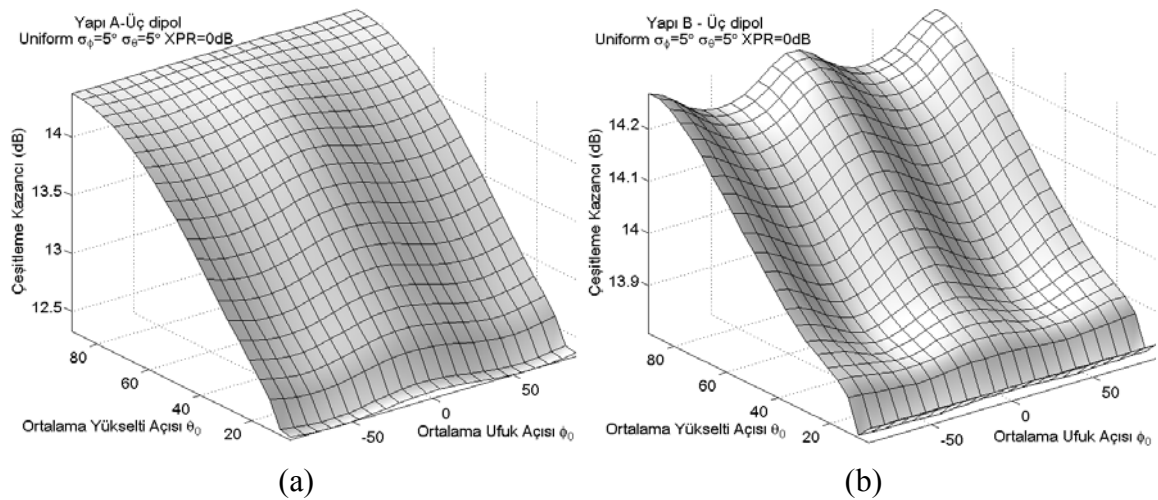
Şekil 55’de üç farklı üç dipollü MOT sistemi ve toplam açıklığı  $10\lambda$  olan üç dikey dipollü uzamsal MOT sisteminin XPR=0 dB’de ve  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  lik açılarda geliş ufuk ve yükselti açısına bağlı olarak sunduğu anten çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Üç ilintisiz izotropik antenlere sahip MOT sisteminin  $10^{-3}$  kesinti



olasılığında sunduğu çeşitleme kazancı 22.5 dB'dir. Şekillerden de görüldüğü gibi üç dipollü sistemin  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  lik açısal dağılımda ortalama olarak 14 dB kazanç vermektedir. Ayrıca üç dipollü sistemler neredeyse tün ufuk ve yükselti açılarında aynı kazancı vermektedir. Böyle bir sistemin bina içi iletişimde kullanılması çok daha uygun görünmektedir. Ayrıca çok az farkla Yapı B diğerlerinden daha iyi sonuç vermiştir.

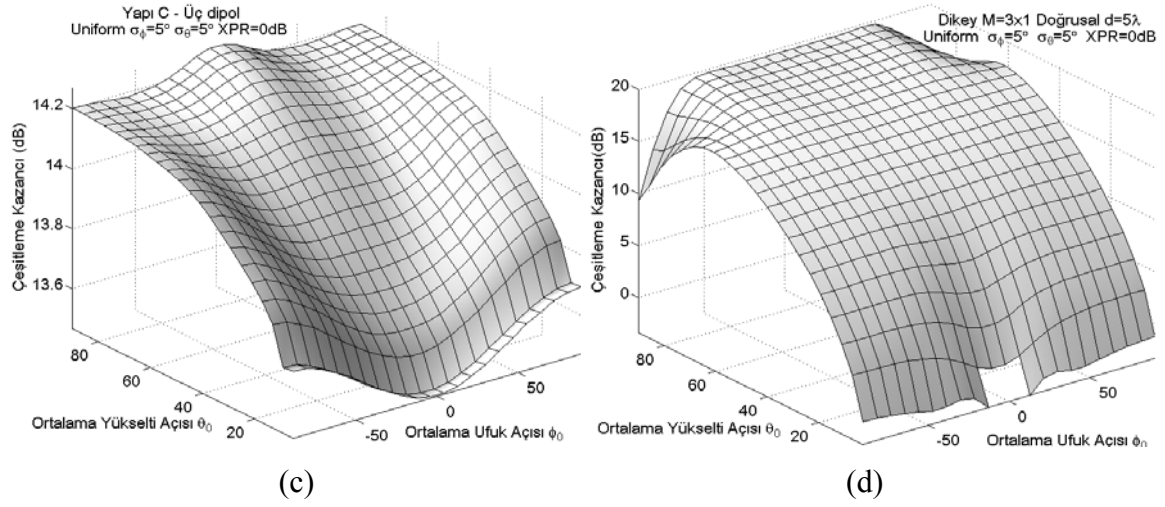


Şekil 54. Üçlü yarım dalga dipollü şemalar



Şekil 55. Üç farklı üç dipollü ve  $d=5\lambda$  aralıklı dikey 3 dipol dizili MOT sisteminin ufuk ve yükselti geliş açısına göre çeşitleme kazancı (a) Yapı A (b) Yapı B (c) Yapı C (d) Doğrusal dikey yerleştirilmiş üç dipol

Şekil 55'in devamı,



## 2.6. En Uygun Toplama Yöntemi

Şu ana kadar sönümlü kanalda sadece bir işaretin var olduğu durum için uzamsal ve polarizasyon anten çeşitleme sistemleri incelenmiştir. Tek bir işaretin bulunduğu böyle bir ortamda çeşitleme toplayıcısının çıkışında SNR değerini maksimize eden en iyi yapı MOT çeşitleme sistemidir. Bilindiği gibi uzamsal akıllı anten sistemi, Rayleigh sönümlemeden ayrıca, ortamdaki ortak komşu kanal girişimlerinin gücünü azaltmak için de kullanılmaktadır. Rayleigh sönümlü bir ortamda komşu kanal girişimlerinin bulunduğu koşullar altında çalışan akıllı anten sistemlerine *En Uygun Toplayıcı* da denmektedir. Optimum toplayıcı, çıkışında, istenilen işaretin girişim ve toplam gürültüye olan oranını (SINR) maksimize edecek şekilde anten dallarını uygun bir şekilde ağırlıklandırarak toplar. Optimum toplama yöntemiyle anten dizileri, hem istenilen işaretin sönümlenmesi ile hem de ortak kanal girişimleri ile mücadele edebilir. Bu uygun ağırlıkları bulmak için birçok adaptif algoritmalar kullanılmaktadır[101]. Bu sebepten bu tür alıcılara adaptif antenler de denmektedir. Optimum toplama tekniği ile artırılan SINR etkinliği hücrel gezgin radyo uygulamasında daha fazla frekansın yeniden kullanım oranını artırarak baz istasyonların sayısını azaltır ve kanal kapasitesini artırır.

Adaptif anten dizileri ile SINR çıkışının maksimize edilmesi konusu, literatürde epey bir yer tutmaktadır. Literatürde adaptif huzme oluşturucusu olarak ta adlandırılan bu sistem birçok iletişim sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu konuda yapılan çalışmaların çoğu sadece AWGN ortamları için yapılmıştır. Adaptif anten sistemlerinin sönümlü kanallara uygulanması ilk olarak Bogachev ve Kiselev tarafından çalışılmıştır[128]. Bunlar anten

elemanları arasında bağımsız, ayrıca girişim için de aynı karakteristiği gösteren düz Rayleigh sönümlü ortamda en uygun toplayıcısının bit hata olasılık başarımını incelemiştir. Daha sonra Winters bu analitik sonuçları güçlendirmiş ve birden fazla girişimin bulunduğu durumda Monte Carlo simülasyon sonuçları sağlamıştır[88]. Bu her iki çalışmada yapılan karşılaştırmalar en uygun toplayıcısının MOT sistemlerine göre önemli bir başarımların sağladığını göstermiştir. Bu çalışmalardan sonra

- EUT sistemlerinde girişim sayısına göre anten eleman sayısının ne olması gerektiği,
- antenlerin birbirleri ile ilintili olması durumunda birden fazla girişimin bulunduğu ortamlar için uygun analitik sonuçlara izin veren işaret ve girişim modelleri
- ortalama bit hata olasılığı üzerindeki sınırlamalar

gibi konular üzerinde çalışmalar yapılmıştır.

Düz sönümlü kanal ortamlarında M elemanlı doğrusal anten dizisi M-1 adet girişimi bastırabilme yeteneğine sahiptir (M elemanlı bir dizinin M-1 özgürlük derecesine sahiptir). Böyle bir sistem, özgürlük derecesini (DOF) ilk önce girişimleri bastırmak için tahsis eder. Geri kalan DOF'lar ise çeşitleme için kullanılır[91]. Girişim olmadığı ortamda Optimum Toplayıcı ile MOT aynı başarımlara sahiptirler.

Girişimlerin sayısı anten eleman sayısını aştığı durumlarda dizi her girişim işaretini iptal edemeyecektir. Ama yine de dizinin çıkışındaki SINR oranında makul bir artış gözlenmektedir ki bu artış sistem kapasitesinde önemli bir artışa sebep olur. Girişim sayısının anten eleman sayısından ( $K \geq M$ ) olması durumunda en uygun birleştirmenin başarımları [129][130]'da incelenmiştir. [129]'da düz sönümlü ortamlarda, istenilen işaretin ve girişim işaretlerinin her birinin gücü eşit olduğu bir durumda en uygun toplayıcısının çıkışındaki işaret/girişim oranının (SIR) olasılık yoğunluk fonksiyonunun Hotelling  $T^2$  dağılımına sahip olduğu gösterilmiştir. Ayrıca BPSK modülasyonunda bit hata olasılıkları ve kesinti olasılıkları için hipergeometrik fonksiyonlarının kullanıldığı kapalı form ifadeleri çıkartılmıştır. [131]'de Rayleigh sönümlü girişimin ve beyaz gürültünün bulunduğu bir ortamda BPSK modülasyonunda en uygun toplayıcısının başarımlarını incelenmiştir. Bu çalışmada girişim ilinti matrisinin öz değerlerinin birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonları kullanılmıştır.  $K \geq M$  olması durumunda girişim ilinti matrisinin Wishart dağılımlı olması,  $K < M$  olması durumunda pseudo-Wishart dağılımlı olmasından yola çıkarak bit hata olasılıkları için kapalı formlar türetilmiştir.

İletişim sistemlerinde en uygun toplama, sönümlenmeleri ve ortak kanal girişimlerini bastırmada bilinen en iyi tekniktir. İşaret modelindeki çoklu rasgele süreçlerden dolayı en uygun toplamanın performans analizini gerçekleştirmek çok zordur. Tek bir girişim kaynağında BPSK modülasyon için analizler [88][132]'de bulunabilir. Birden fazla girişimin bulunduğu sistemlerin başarımı, Monte Carlo simülasyonları[88], yaklaşık ifadeler[133], integral formlarının[134] bulunduğu kesin ifadeler, kapalı form ifadeleri[129, 131] ile geniş bir şekilde incelenmiştir.

[135]'de M-ary PSK modülasyonunda en uygun toplamanın kesin ortalama sembol hata olasılıkları için ifadeler türetilmiştir. Bu ifade, girişimlerin güçleri keyfi bir şekilde seçilebilmektedir. Bu ifadede alınması gereken integraller vardır. Sadece BPSK modülasyonu için ortalama sembol hata olasılığı için kapalı form ifadesi de türetilmiştir

[136]'da BPSK modülasyonunda en uygun toplamanın bit hata olasılığı için kapalı form türetilmiştir. Bu ifadelerde bir den fazla girişim bulunabilir. Fakat bu girişimlerin güçleri aynıdır. Ayrıca dallar arasındaki işaretlerin birbirinden ilintisiz olduğu kabul edilmiştir.

[137]'de girişim işaretinin Rayleigh dağılımlı olduğunu ve istenilen işaretin Rayleigh, Rician ve Nakagami sönümlü bir işaret olduğu durumda en uygun toplama sisteminin başarımını sadece kesinti olasılığı cinsinden incelemiştir. Ayrıca bu makalede girişimlerin güçleri aynı kabul edilmiştir.

[138], BPSK modülasyonunda girişim ilinti matrisinin öz değerlerinin birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonlarını kullanarak girişimin ve gürültünün varlığında en uygun toplamanın başarımı incelenmiştir. Burada istenilen işaretler ve girişimlerin düz sönümlü Rayleigh dağılıma sahip olduğu ve girişimlerinin her birinin aynı güce sahip olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca her bir daldaki işaretlerin birbirinden ilintisiz olduğu kabul edilmiştir.

Bu tez çalışmasında hem uzam hem de polarizasyondan faydalanarak en uygun toplayıcısının başarımı incelenmiştir. Amaç, literatürde sadece uzamsal anten dizi ile gerçekleştirilen en uygun toplayıcıya, polarizasyonun dahil olduğu anten dizisinin ne kadar alternatif olabileceğidir. Aynı anten sayısına sahip uzamsal anten dizisi ile UP anten dizisine sahip en uygun toplama alıcı sistemlerinin arasındaki başarımlar incelenmiştir. [22]'de baz istasyonunda dört çapraz dipollü polarizasyon duyarlı adaptif dizinin gezgin iletişim ortamında başarımı incelenmiştir. Antenin sürekli durumdaki tepkisi, antenin arkasına yansıtıcı yerleştirilerek de incelenmiştir. Yansıtıcı yerleştirildiğinde daha yüksek

çıkış SINR verdiği gösterilmiştir. Son olarak ta girişim ve istenilen işaret aynı yönden gelse bile polarizasyonları farklı istenilen ve girişim işaretlerinin ayrılabilceğini göstermiştir. [5]'de iki tane çapraz dipollerden oluşan polarizasyona duyarlı anten dizisinin girişimin olduğu ortamdaki başarımı bit hata olasılıkları cinsinden farklı açısal dağılımlarda ve XPR değerleri için incelenmiştir. Gelen istenilen ve girişim işaretlerinin keyfi eliptik polarizasyona sahip olduğu düşünülmüştür. Böylelikle dizinin çıkışındaki SINR değeri gelen işaretlerin yönüne ve polarizasyonuna çok bağlıdır. Bu çalışmada da hem girişim hem de istenilen işaret aynı yönden gelse bile polarizasyon farkı varsa girişimin bastırılabilceğini göstermiştir.

### 2.6.1. Sistem Modeli

M adet bağımsız anten ve L+1 adet kullanıcı bir kablosuz iletişim sisteminde kullanıcılardan biri istenilen, diğer L adet kaynak ise girişim olarak düşünülün. Taşıyıcı demodülasyonu ve senkronizasyonun mükemmel yapıldığı kabul edildiğinde (uyumlu alıcı) anten elemanlarından alınan  $\mathbf{x}(t)$  işareti, istenilen işaret, girişim işaretleri ve gürültünün toplamı olacaktır.

$$\mathbf{x}(t) = \sqrt{P_d} \mathbf{U}_d s(t) + \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \mathbf{U}_i s_i(t) + \mathbf{n} \quad (2.75)$$

Burada  $\mathbf{U}_d$  ve  $\mathbf{U}_i$  sırasıyla istenilen işaretin ve  $i$ . girişim işaretinin kanal yayılım sütun vektörü (kanal kazançları)  $s(t)$  ve  $s_i(t)$  ise istenilen ve  $i$ . girişim işaretinin BPSK sembolüdür.  $P_d$  ve  $P_i$  ise istenilen ve  $i$ . girişimcinin gücüdür.  $\mathbf{n}$  birbirinden bağımsız  $M \times 1$  boyutlu  $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$  dağılıma sahip sıfır ortalamalı karmaşık beyaz Gaussian gürültüdür.

Burada  $\mathbf{I}_M$ ,  $M \times M$  boyutlu birim matristir. Burada  $\sigma^2$  anten eleman başına ısı gürültü güç spektrum yoğunluğudur. Literatürde  $N_0$  olarak da ifade edilir. Burada gürültünün gerçel ve sanal bileşenlerinin gücü  $\sigma^2/2$  ya da  $N_0/2$ 'dir. Alınan toplam girişim ve gürültünün  $M \times M$  boyutlu ortak değişinti matrisi

$$\mathbf{\Phi} = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H] = \sum_{i=1}^K P_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M \quad (2.76)$$

şeklinde verilir. Burada  $H$  Hermisyen transpozudur.  $\sigma^2$  gürültünün gücü,  $\mathbf{I}_M$  ise rankı  $M$  olan birim matristir. Beklenen değer, kanalın sönmleme hızının tersinden çok daha düşük

bir periyot üzerinden alınır. Diğer bir deyişle sönümlenme hızı veri bit hızından çok daha düşük olduğu kabul edilmiştir ( $\Phi$  kanalın sönümlenme hızı ile değişir). Bu durumda en uygun toplamanın çıkışını maksimum yapacak ağırlık vektörü

$$\mathbf{w} = \eta \Phi^{-1} \mathbf{U}_d^* \quad (2.77)$$

dir[88]. Burada  $\eta$  katsayısı dizi çıkış SINR değerini etkilemeyeceğinden bu değer işlemlerde hesaba katılmayacaktır. Bu durumda EUT alıcısının çıkışındaki maksimum SINR

$$y = P_d \mathbf{U}_d^H \Phi^{-1} \mathbf{U}_d \quad (2.78)$$

şeklinde ifade edilir ve bu değer sönümlenme hızı ile değişir. Bu kısımda uzamsal ve polarizasyon çeşitleme ile en uygun toplamanın AWGN ve Rayleigh sönümlü kanal ortamında başarımı incelenmiştir. Gezgin iletişim ortamı, adaptif dizilerin genellikle kullanıldığı işaret ortamından oldukça farklılık göstermektedir. Sönümlü olmayan bir ortamda genel olarak bir adaptif dizi uygulamasında, sadece birkaç girişim işareti olup güçleri istenilen işaretinkinden çok daha büyüktür. Adaptif diziler bu girişimlerin yönünde ışınma örüntüsünde sıfırlar yerleştirerek çıkışta bu girişim işaretlerini çok büyük oranda bastırabilir. Genelde M elemanlı bir dizi M-1 adet girişimi bastırabilir ve ana kulağı istenilen işaret yönünde konumlandırabilir. Böylece dizi çıkışındaki ortalama SINR çok büyük oranda artırılmış olur. Diğer taraftan, gezgin radyo sistemlerinde alıcıda kullanılan çoklu erişim teknolojilerine (CDMA, FDMA vb.) bağlı olarak güçleri, istenilen işarete çok yakın, aynı değerde ya da daha düşük orana sahip birçok girişim işareti bulunabilir. Ayrıca girişim işaretlerinin sayısı anten eleman sayısından çok büyük olduğu durumlar da olabilir. Örneğin CDMA sistemlerinde hücredeki tüm kullanıcıların hepsi girişim işaretidir. Böyle bir durumda dizi her girişim işaretini büyük oranda bastıramaz. Böylece dizi çıkışındaki SINR çok büyük oranda artırılamayabilir. Fakat birkaç desibellik artış sistemin kanal kapasitesini büyük oranda artırabilir. Bu yüzden, gezgin iletişim sistemlerindeki işaret ortamı tipik bir adaptif anten sisteminden oldukça farklı olsa da adaptif dizi teknikleri yine de önemli bir avantaj sağlamaya devam etmektedir.

Diğer bir önemli fark ise dizinin birbirine yakın olan vericileri çözme yeteneğidir. Sönümlü olmayan ortamlarda, girişim ve istenilen kullanıcı arasındaki açısal mesafe çok küçükse, adaptif dizi bu girişim işaretini bastıramaz. Aslında bastırma bile böyle bir durumda istenilen işareti de bastırma durumunda kalabilir. Bu durumda alıcı antenler

arasındaki istenilen işaretin faz farkı, neredeyse girişim işaretinin faz farkı ile aynı olmaktadır. Bu durumdan dolayı dizi aynı anda birine sıfır diğerini de kulak üretemez. Bunu yapabilmesi için anten eleman sayısının çok fazla olması gerekir.

Gezgin sistemlerde, çok yollu dalga yayılımından dolayı, antenler arası mesafe yarım dalgadan büyükse bir antendeki işaretin fazı diğer antendeki işaretin fazından bağımsız olmaya başlar. Bu durumda adaptif dizi anten ışıma örüntüleri anlamsızlaşır. Benzer biçimde, iki verici antenin arasındaki mesafe yarım dalgadan büyükse, iki farklı verici antenden alıcıya gelen işaretlerin fazları birbirinden bağımsız olmaya başlar. Böylece girişim ve istenilen işaretlerin çözünürlüğü gezginlerin birbirine ne kadar yakın olduğuna bağlı olmaz. Daha doğrusu tüm olası konumlar için dizinin iki işareti çözemeyeceği olasılığı çok düşüktür. Yani anten elemanlarındaki hem istenilen hem de girişim işareti arasındaki faz farklarının neredeyse aynı olma olasılığı çok düşüktür.

Optimum toplama konusunda MGF yöntemi ile en uygun toplamanın SINR' sinin olasılık yoğunluk fonksiyonu çıkartılarak, sistemin kesinti olasılığı, bit hata olasılıkları kesin veya yaklaşık analitik sonuçlar çıkartılmıştır[139]. Fakat bu çalışmalarda dallar arasındaki işaretlerin birbirinden bağımsız(ilintisiz) olduğu kabul edilmiş ve antenden alındıktan sonraki girişimlerin güçlerinin eşit olduğu kabul edilmiştir. Bu sebeplerden dolayı UP alıcıların başarımını değerlendirmek için literatürde bu teorik yaklaşımlar kullanılamamıştır.

### 2.6.2. Uzay-Polarizasyon Çeşitlemeli Anten Dizi Sistemlerinde EUT Modeli

A genliği ve  $\gamma$  ve  $\delta$  polarizasyon durumu ile tanımlanan tek bir düzlem dalganın elektrik alanı

$$\vec{E} = E_{\theta}\hat{\theta} + E_{\phi}\hat{\phi} \quad (2.79)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $E_{\theta}, E_{\phi}$  sırasıyla elektrik alanın  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenleri olup

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= A \sin \gamma e^{j\delta} e^{j(\omega t + \varphi)} \\ E_{\phi} &= A \cos \gamma e^{j(\omega t + \varphi)} \end{aligned} \quad (2.80)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\varphi$  taşıyıcı faz açısıdır.  $\gamma$  ve  $\delta$ , dalganın polarizasyon durumunu belirleyen parametrelerdir(Şekil 2). Alıcı antende indüklenen toplam gerilim

$$x = \vec{l}_{dipol} \cdot \vec{E}_{gelen} \quad (2.81)$$

$$x(t) = E_{\theta} F_{\theta} + E_{\phi} F_{\phi} = A \left( \sin \gamma e^{j\delta} F_{\theta} + \cos \gamma F_{\phi} \right) e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (2.82)$$

dir. Burada  $\vec{l}_{dipol}$ , boyu  $l$  olan bir ince anten için etkin boydur.  $M$  elemanlı dizi tarafından alınan işaret vektörü

$$\mathbf{X} = A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \cdot \mathbf{U} \quad (2.83)$$

dur. Burada  $\mathbf{U}$ ,

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} f_1(\theta, \phi, \gamma, \delta) e^{-j\zeta_1} \\ \vdots \\ f_m(\theta, \phi, \gamma, \delta) e^{-j\zeta_m} \\ \vdots \\ f_M(\theta, \phi, \gamma, \delta) e^{-j\zeta_M} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

$$f_m(\theta, \phi, \gamma, \delta) = \sin \gamma e^{j\delta} F_{\theta_m} + \cos \gamma F_{\phi_m} \quad (2.85)$$

dır.  $f_m$ ,  $(\theta, \phi)$  yönünde gelen işarete  $m$ . anten elemanının gösterdiği ışına örüntüsü tepkesidir.  $\zeta_m$ ,  $m$ . elemandaki işaretin orjindeki işarete göre bağlı fazıdır. Kablosuz gezgin iletişim ortamlarında antene gelen işaretler belli bir açısal dağılımla çok yollu bir şekilde gelirler Böyle bir durumda alıcı anten dizisinden alınan toplam işaret vektörü aşağıdaki şekilde yazılır.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{X}_d + \sum_{i=1}^K \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n \\ \mathbf{X} &= \sqrt{P_d} \mathbf{U}_d e^{j\omega t} + \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \mathbf{U}_i e^{j\omega t} + \mathbf{X}_n \end{aligned} \quad (2.86)$$

$\mathbf{X}_d$ , alıcı anten dizisindeki istenilen işaret vektörü,  $\mathbf{X}_i$   $i$ . girişim işaret vektörü,  $\mathbf{X}_n$  elemanları birbirlerinden bağımsız beyaz gürültü vektörüdür. İstenilen ve girişim işareti için anten sisteminin tepke vektörü

$$\mathbf{U} = \sum_{n=1}^L \left[ \sin \gamma_n e^{j\varphi_{\theta_n}} F_{\theta}(\theta_n, \phi_n) + \cos \gamma_n e^{j\varphi_{\phi_n}} F_{\phi}(\theta_n, \phi_n) \right] \mathbf{a}(\theta_n, \phi_n) \quad (2.87)$$

şeklinde yazılır. Yönelme vektörü



$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} e^{-j\zeta_1} \\ \vdots \\ e^{-j\zeta_M} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

dir. Her bir ışının polarizasyon bileşenleri arasındaki faz farkı  $\delta_n = \varphi_{\theta_n} - \varphi_{\phi_n}$  dır. Her bir ışın için  $XPR_n = \tan^2(\gamma_n)$  dir.

İstenilen işaretin gücünü büyütmek, girişim ve gürültü gücünü küçültmek için Şekil 23’de gösterilen bir en uygun toplayıcıda farklı antenlerden alınan işaretler denklem (2.77)’de verilmiş olan optimum ağırlıklarla çarpıldıktan sonra toplanır. Bu durumda sembol başına maksimum SINR çıkışı

$$SINR = \frac{P_d}{P_i + P_n} = P_d \mathbf{U}_d^T \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{U}_d^* \quad (2.89)$$

dir[140]. Tek bir girişim işareti için (K=1) çıkış SINR değeri

$$SINR = \frac{P_d}{P_i + P_n} = \xi_d \left[ \mathbf{U}_d^T \mathbf{U}_d^* - \frac{|\mathbf{U}_d^T \mathbf{U}_i^*|^2}{\xi_i^{-1} + \mathbf{U}_i^T \mathbf{U}_i^*} \right] \quad (2.90)$$

şeklinde tanımlanabilir[141].  $\xi_d$  ve  $\xi_i$  sırasıyla istenilen işaretin gürültü gücüne oranı ve girişim işaretinin gürültü gücüne oranıdır. Denklem (2.89) ve (2.90) ortak empedans etkisini içermez. Ortak empedans etkisini dâhil etmek için işaret vektörünü  $(Z^{-1}U_d), (Z^{-1}U_i)$  ile yer değiştirmek gerekir[142]. Burada Z normalize edilmiş empedans matrisidir.

Optimum ağırlıkları bulmak için MMSE tabanlı adaptif algoritmalar da kullanılmaktadır. MMSE tabanlı algoritmalar, istenilen işareti temsil eden bir referans işareti ile dizi çıkışı arasındaki ortalama karesel hatayı minimize edecek şekilde ağırlıkları ayarlar. Hata işareti

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (2.91)$$

dir. Verilen  $\mathbf{w}$  değeri için ortalama karesel hata

$$J(\mathbf{w}) = \mathbb{E} \left[ |d(k) - y(k)|^2 \right] \quad (2.92)$$

$$J(\mathbf{w}) = E \left[ \left\{ d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \right\} \left\{ d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \right\}^* \right] \quad (2.93)$$

$$J(\mathbf{w}) = E \left[ d(k) d(k)^* + \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) d(k)^* - d(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} \right] \quad (2.94)$$

$$J(\mathbf{w}) = E \left[ |d(k)|^2 \right] + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} \quad (2.95)$$

dır. Burada

$$\mathbf{R} = E \left[ \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \right] \quad (2.96)$$

dizinin  $M \times M$  boyutlu ilinti matrisidir.

$$\mathbf{p} = E \left[ \mathbf{x}(k) d^*(k) \right] \quad (2.97)$$

$\mathbf{x}(k)$  dizi işaret vektörü ile  $d(k)$  referans işaretinin eşleniği arasındaki çapraz ilinti vektörüdür. Ortalama karesel hata  $\mathbf{w}'$  ye göre gradyanı sıfıra eşitlenerek minimize edilir. Bu durumda çözüm

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (2.98)$$

olur.  $\mathbf{R}$  ve  $\mathbf{p}$  değerlerinin kestirimleri dizi giriş işaretlerinin ve referans işaretlerinin  $K$  adet örneği kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \quad (2.99)$$

$$\hat{\mathbf{p}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(k) d^*(k) \quad (2.100)$$

Optimum ağırlıkları bulmak için ilinti matrisinin tersini almak gerekir. Bunun için “Matrix Inversion Lemma” teoremi uygulandığında matrisin tersi

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k-1) - \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k-1)}{1 + \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k)} \quad (2.101)$$

$$\mathbf{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\varepsilon_0} \mathbf{I} \quad \varepsilon_0 > 0 \quad (2.102)$$

Burada  $\mathbf{I}$  birim matris,  $\varepsilon_0$  küçük bir sabittir[77].

MMSE tabanlı LMS algoritması, hesaplama karmaşıklığı nispeten düşük olduğundan en uygun toplayıcının ağırlıklarını bulmak için pratik bir yöntemdir. Fakat, LMS algoritması ilinti matrisinin öz değer yayılımı ( $\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ ) nispeten büyük olduğunda optimum ağırlıklara yakınsaması yavaş veya kararsız olabilir[101, 103]. SMI ve RLS algoritmalarının başarımı ilinti matrisinin öz değer yayılımından bağımsız olduğu için hem daha kararlıdır hem de optimum noktaya daha hızlı yakınsar.

### 2.6.3. Tek Yollu Kanallarda EUT Başarımı

Bu kısımda tek yollu sönümlü olmayan kanallarda çift dipollü UP-EUT sisteminin başarımı incelenmiştir. Şekil 57’de sırasıyla Şekil 56’da verilen farklı anten şemaları için girişim işaretinin geliş ufuk açısına ve girişim işaretinin  $\delta_i$  polarizasyon durumuna göre en uygun toplama sonucunda çıkış SINR değerleri verilmiştir. Giriş SINR değeri -0.4139 dB’dir. İstenilen ve girişim işaretinin referans olarak alınan izotropik antendeki SNR değerleri eşit ve 10 dB’dir. Bu senaryoda istenilen işaretin ve girişim işaretinin yükselti geliş açısı aynı olup  $\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ ’dir. Ayrıca istenilen işaretin ve girişim işaretinin  $\gamma$  değerleri birbirine eşit olup  $\gamma_i = \gamma_d = 45^\circ$ ’dir. Burada gösterilen üç durum için farklı olan, istenilen işaretin ufuk geliş açısıdır. Bunlar;  $\phi_d = 0^\circ$  (sol),  $\phi_d = 45^\circ$  (orta) ve  $\phi_d = 90^\circ$  (sağ)’dir.

Grafik sonuçlarından da görüldüğü gibi

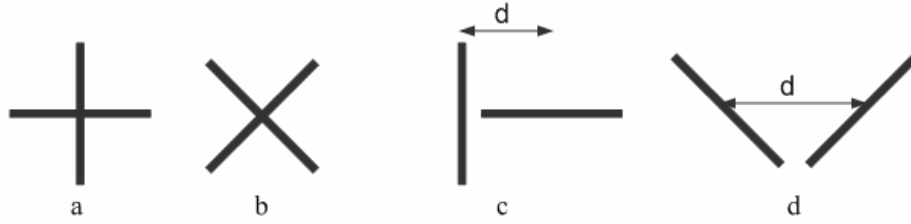
İstenilen ve girişim işaretlerinin geliş açıları ve polarizasyon durumları aynı olduğunda SINR kazancı elde edilememektedir.

İstenilen ve girişim işaretlerinin geliş açıları aynı, polarizasyon durumları farklı olduğunda çıkış SINR değeri 10 dB’ye kadar çıkmaktadır.

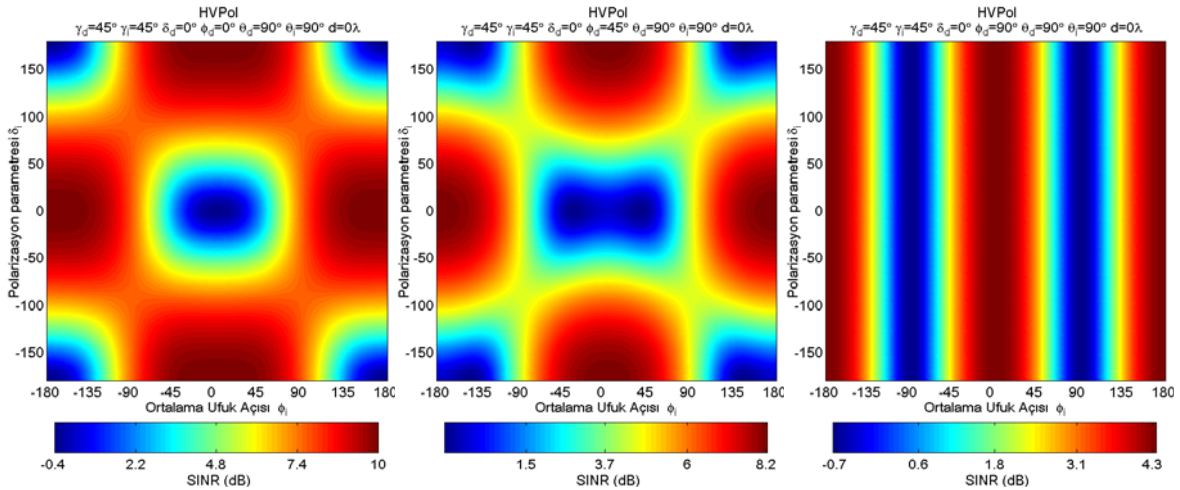
Her iki işaretin geliş açısı ve  $\gamma$  değerleri aynı olduğunda çıkışta maksimum SINR kazancı alabilmek için istenilen işaretin  $\delta_d$  değeri ile girişim işaretinin  $\delta_i$  değeri arasındaki farkın  $180^\circ$  olması gerekir.

İşaretler farklı açılardan geldiklerinde ve polarizasyon durumları aynı olduğunda SINR kazancı sağlanabilir. Fakat farklı geliş açılarında işaretler geldiğinde işaretlerin polarizasyon durumlarının farklılığından dolayı SINR kazancı da sağlanmayabilir.

İstenilen işaretin ve girişim işaretin ufuk açısı  $\pm 90^\circ$  olduğunda istenilen ve girişim işaretinin polarizasyon durumu ne olursa olsun SINR kazancı elde edilememektedir. Diğer bir deyişle istenilen ve girişim işaretinin ufuk açısı  $0^\circ$ 'den  $\pm 90^\circ$  ye doğru gittiğinde istenilen işaret ile girişim işareti arasındaki  $\delta$  polarizasyon durum farklılıkları SINR kazancı sağlamamaktadır. Ayrıca Şekil 56(a) ve Şekil 56(b) yapıları şekillerden de görüldüğü gibi aynı sonuçları vermektedir. Kayda değer başarımlar farklılıkları yoktur.



Şekil 56.  $\lambda/2$  dipolleri kullanan polarizasyon çeşitleme yapıları (antenler y-z düzlemine yerleştirilmiştir)



(a)

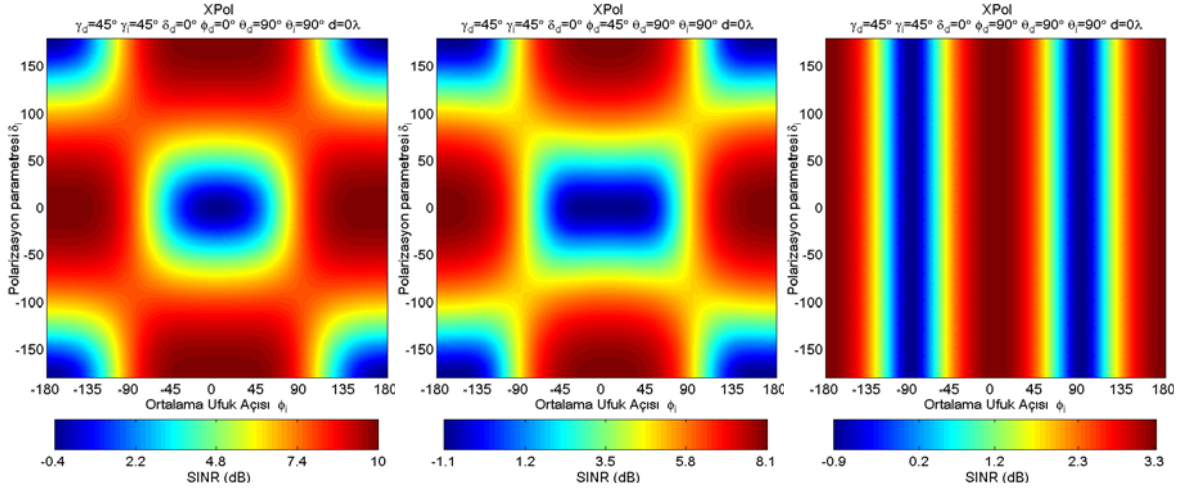
Şekil 57. Dört farklı çift dipollü anten şeması için girişim işaretinin ufuk açısına ve  $\delta$

polarizasyon parametresine göre çıkış SINR değerleri  $\gamma_i = \gamma_d = 45^\circ$ ,

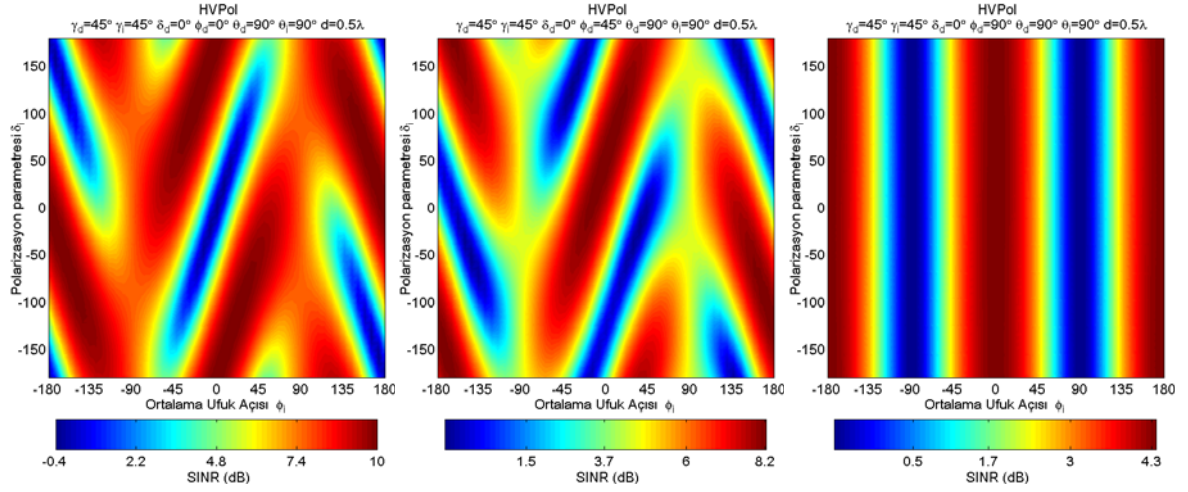
$\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ ,  $\delta_d = 0^\circ$  (a) HVPol,  $d = 0\lambda$  (b) XPol,  $d = 0\lambda$  (c) HVPol

$d = 0.5\lambda$  (d) XPol  $d = 0.5\lambda$  (Sol :  $\phi_d = 0^\circ$ , Orta  $\phi_d = 45^\circ$ , Sağ :  $\phi_d = 90^\circ$ )

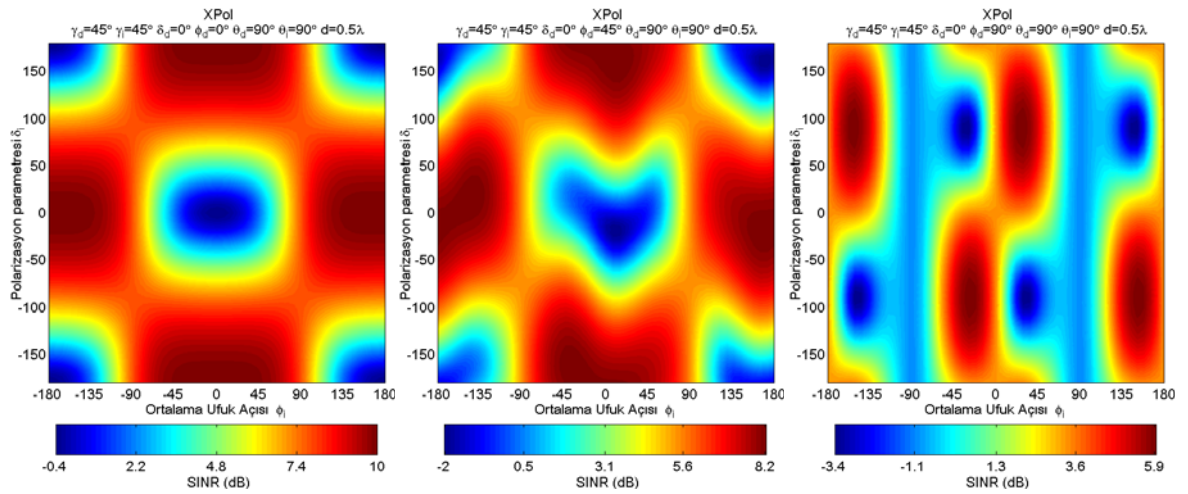
Şekil 57'nin devamı



(b)

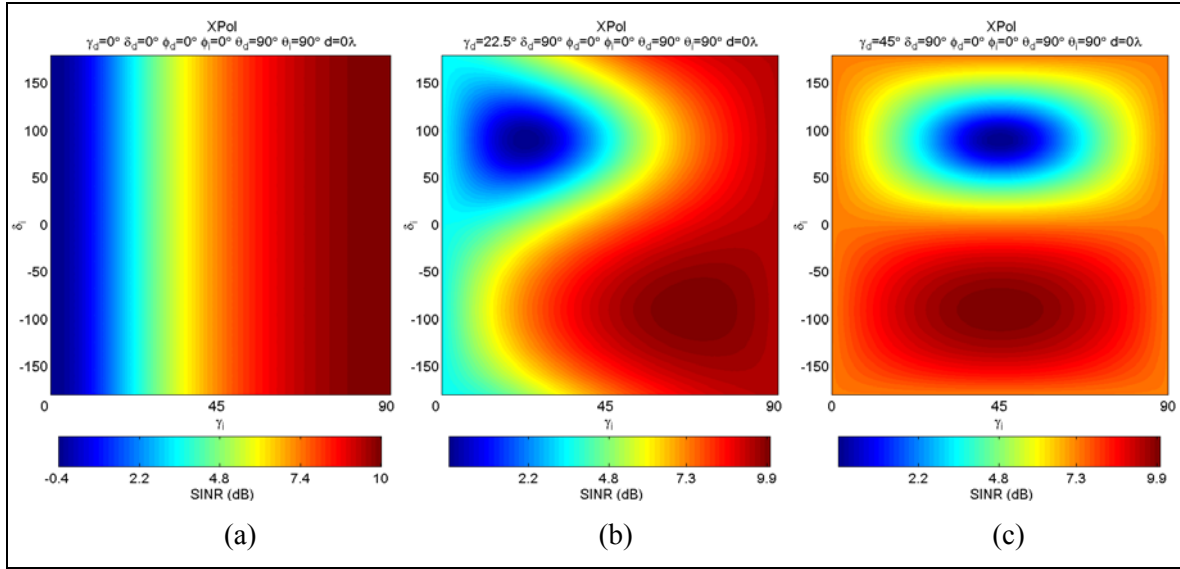


(c)



(d)

Şekil 58’de istenilen ve girişim işaretinin geliş açılarının aynı olması durumunda ( $\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ ,  $\phi_d = \phi_i = 0^\circ$ ) istenilen işaretin bazı polarizasyon durumlarında girişim işaretinin tüm polarizasyon durumlarına göre XPol şeması için çıkış SINR değerleri verilmiştir. Şekil 58(a)’da istenilen işaret sadece yatay polarizasyona sahiptir. Böyle bir durumda maksimum kazanç sağlamak (10 dB) için dikey polarizasyona sahip olması gerekir. Şekil 58(b)’de istenilen işaret  $\gamma_d = 22.5^\circ$ ,  $\delta_d = 90^\circ$  eliptik polarizasyonludur(saat yönünde). Böyle bir durumda maksimum kazanç sağlamak için girişim işaretinin  $\gamma_d = 67.5^\circ$ ,  $\delta_d = -90^\circ$  eliptik polarizasyona(saat yönünün tersinde) sahip olması gerekir.



Şekil 58. HVPol için girişim işaretinin  $\gamma_i$  ve  $\delta_i$  polarizasyon durumuna göre SINR çıkış değerleri ( $\theta_d = \theta_i = 90^\circ$ ,  $\phi_d = \phi_i = 0^\circ$ )

Şekil 59’da XPol şeması için istenilen işaret  $\theta_d = 90^\circ$ ,  $\phi_d = 45^\circ$  geliş açısında, istenen ve girişim işareti aynı polarizasyon durumunda iken girişim işaretinin geliş açısına göre EUT çıkışındaki SINR değerleri verilmiştir.

Şekil 59(a)’da, istenilen ve girişim işareti yatay polarizasyon durumunda iken girişim işaretinin geliş açısına göre  $d=0\lambda$  mesafeli XPol şemalı EUT alıcısının çıkışındaki SINR değerleri verilmiştir. Girişim işaretinin geliş açısı istenilen işaretle aynı olması durumunda çıkış SINR değeri -0.88 dB dir. Girişim işaretinin ufuk geliş açısı  $90^\circ$  olduğunda ve yükselti açısı ne olursa olsun maksimum çıkış SINR değeri yaklaşık 6.3 dB dir.

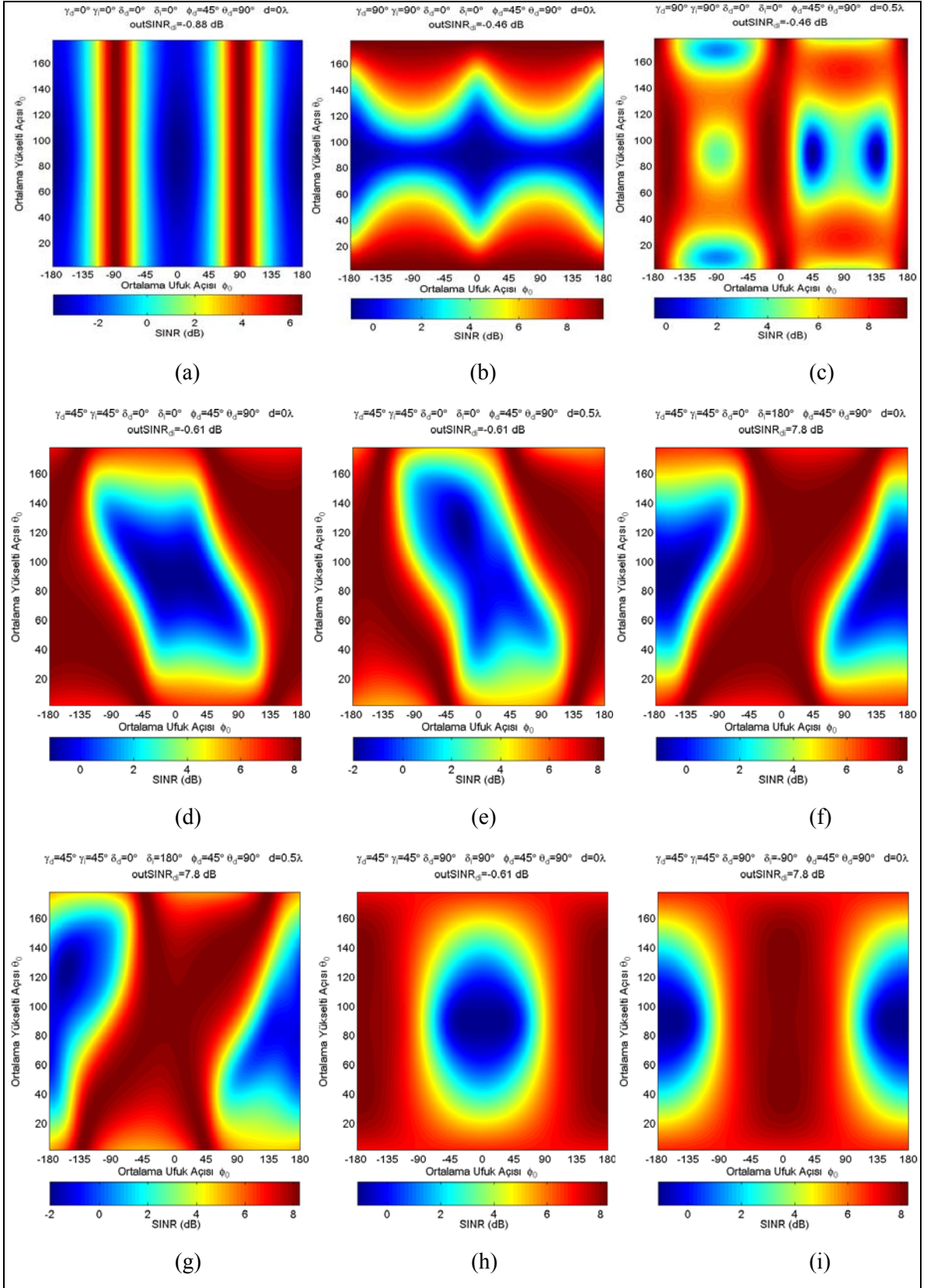
Şekil 59(b)'de, istenilen ve girişim işareti dikey polarizasyon durumunda iken girişim işaretinin geliş açısına göre  $d=0\lambda$  mesafeli XPol şemalı EUT alıcısının çıkışındaki SINR değerleri verilmiştir. Girişim işaretinin geliş açısı istenilen işaretle aynı olması durumunda çıkış SINR değeri  $-0.46$  dB dir. Girişim işaretinin yükselti geliş açısı  $90^\circ$  civarlarında iken ve girişim işaretinin ufuk geliş açısı ne olursa olsun maksimum SINR kazancı elde edilememektedir. Girişim işaretinin yükselti geliş açısı  $0^\circ$  ye ya da  $180^\circ$  ye yaklaştığında çıkış SINR değeri  $9.5$  dB'ye çıkmaktadır.

,Şekil 59(c)'de girişim işaretinin geliş açısına göre  $d=0.5\lambda$  mesafeli XPol şemalı en uygun toplamanın çıkış SINR değerleri verilmiştir. Girişim işaretinin geliş açısı  $\theta_d = 90^\circ$ ,  $\phi_d = 45^\circ$  ve  $\theta_d = 90^\circ$ ,  $\phi_d = 135^\circ$  civarlarında olması durumunda çıkış SINR değeri  $-0.46$  dB'dir. Diğer durumlarda çıkış SINR değeri yerine göre  $9.5$  dB'ye çıkmaktadır. Örneğin Şekil 59(b)'de girişim işaretinin yükselti açısı  $90^\circ$  civarlarında ve tüm ufuk açılarında SINR kazancı elde edilmezken Şekil 59(c)'de bu değerlerde  $6-9$  dB arasında SINR kazancı elde edilmektedir.

Şekil 59(d) ve (e)'de, istenilen ve girişim işaretinin polarizasyon parametreleri  $\gamma_d = \gamma_i = 45^\circ$ ,  $\delta_d = \delta_i = 0^\circ$  durumunda (doğrusal polarizasyon) iken girişim işaretinin geliş açısına göre çıkış SINR değerleri verilmiştir. Tek fark Şekil 59(d)'de antenler arası mesafe  $0\lambda$ , Şekil 59(e)'de antenler arası mesafe  $0.5\lambda$  dir. Böyle bir durumda her iki şekil aşağı yukarı aynı sonucu vermektedir.

Şekil 59(f)'de antenler arası mesafe  $0\lambda$  ve  $\delta_i = 180^\circ$  'dir. Şekil 59(g)'de antenler arası mesafe  $0.5\lambda$  ve  $\delta_i = 180^\circ$  'dir. Böyle bir durumda girişim işaretinin ve istenilen işaretinin geliş açısı aynı olması durumunda çıkış SINR değeri  $7.8$  dB olmaktadır.

Şekil 59(h)'de istenilen ve girişim işareti saat yönünde dairesel polarizasyona sahip iken ve Şekil 59 (i)'de tek fark girişim işareti saat tersi yönünde dairesel polarizasyona sahiptir. Şekil 59(h)'de girişim işareti istenilen işaretle aynı geliş açısına sahip olması durumunda SINR kazancı elde edilemez iken Şekil 59(i)'de yaklaşık  $7.5$  dB SINR kazancı elde edilmektedir. Fakat Şekil 59(h)'de girişim işareti istenilen işareten uzaklaştıkça SINR kazancı artmaya başlarken Şekil 59(i)'de girişim işareti istenilen işareten uzaklaştıkça SINR kazancı azalmaya başlar.



Şekil 59. İstenilen işaretin  $\theta=90^\circ, \phi=45^\circ$  geliş açısında girişim işaretinin farklı geliş açılara göre  $\pm 45^\circ$  eğimli dipolün (XPol) gösterdiği çıkış SINR değişimi



#### 2.6.4. Çok Yollu Sönümlü Kanallarda EUT Başarımı

Bu bölümde ilk olarak girişimin varlığında kanalın farklı XPR değerlerinde ve açılal dağılımlarında çift dipollü dikey polarizeli uzamsal anten sistemi ve çapraz yerleştirilmiş polarizasyon anten sistemine sahip EUT alıcılarının başarımları gösterilmiştir. İkinci olarak Şekil 49'da gösterildiği gibi M dipole sahip uzamsal doğrusal, UP doğrusal, uzamsal dairesel ve uzamsal-polarizasyon dairesel dizilimli anten şemasına sahip EUT alıcılarının başarımları incelenmiştir. Ortamda K adet girişim işareti bulunmaktadır. Tüm girişimlerin ve istenilen işaretin antene geliş güçleri aynı olduğu kabul edilmektedir. Bu kabul CDMA, WCDMA teknolojilerinin çalışma mantığıyla tutarlı olması için yapılmıştır. Çünkü bu kod bölmeli teknolojilerde, tüm kullanıcı işaretlerinin alıcıya eşit güçte gelmesi için tasarlanmıştır. Senaryoda başarımlar tek bir izotropik antenden alınan istenilen işaretin giriş SNR değerine göre çizilmiştir. Aşağıda verilen grafiklerde istenilen işaretin SNR değerinin artırılmasıyla başarımlar çizilmiştir. Antenin uçlarından alınan her bir girişim ve istenilen işaretin ortalama SNR değerleri aynı kabul edilmiş hem de grafikler sadece istenilen işaretin SNR değerini artırarak çizilmiştir. Bu durum nasıl açıklanır?

Bu durum gerçek sistemler için iki durumda anlatılabilir. Birincisi, FDMA ve/veya TDMA sistemlerini kullanan gezgin iletişim teknolojilerinde girişimler, diğer hücrelerdeki ortak kanal girişimleri olarak düşünülür. Bu durumda istenilen işaretin gücü verici tarafından doğrudan artırılmasıyla başarımların çizildiği kabul edilebilir. İkincisi CDMA veya WCDMA sistemlerini kullanan gezgin iletişim teknolojilerinde ortak kanal girişimleri aslında çoklu erişim girişimleridir. Yani bu teknolojilerde tüm gezgin kullanıcılar aynı frekansta iletişim yaptığı için doğal olarak tüm kullanıcılar birbirinin girişimi olmaktadır. Gezgin-baz bağlantısında antenlerden alınan istenilen giriş SNR değeri ilgili gezgin vericisinin daha fazla güç göndermesiyle yapılmaz. Çünkü bu sistemlerde tüm kullanıcıların işaretlerinin alıcıya aynı güçte gelecek şekilde güç yönetim algoritmaları kullanır. Baz-gezgin bağlantısında (downlink) ise baz istasyonundan tüm kullanıcılar için aynı anda ve aynı güce sahip işaret gönderilir. Bu kod bölmeli teknolojilerde kullanıcılara tahsis edilmiş yayılım kodlarının uzunluğu artırılarak giriş SNR değeri artırılır[65]. Böylece bit başına enerji ( $E_b$ ) artırılmış olur. Chip başına SNR, tüm kullanıcılar için aynıdır. O zaman grafiklerdeki giriş SNR etiketi,  $E_b / N_o$  değeri olarak bakılabilir.

### 2.6.4.1. Çapraz Çift Dipollü EUT

Bu kısımda gösterilen SNR-BER başarımlarının çıkarılmasında kullanılan kanal senaryosunda anten sistemlerine gelen çok yönlü işaretlerin ortalama ufuk geliş açıları  $\phi_0 = -90^\circ$  ile  $\phi_0 = +90^\circ$  arasında değişmektedir. Ortalama yükselti geliş açısı ise  $\theta_0 = 90^\circ$  dir. Modülasyon tipi BPSK' dır. Yatay ekseninde verilen SNR değerleri, tek bir izotropik antenden alınan SNR değeridir. Bu bölümde izotropik antenden alınan istenilen ve girişim işaretlerinin aynı güce sahip olduğu kabul edilmiştir. Örneğin  $K=1$  için anten uçlarındaki SIR değeri 0 dB,  $K=4$  için SIR değeri -6 dB ve  $K=6$  için SIR değeri -7.8 dB'dir.

Şekil 60'da sırasıyla farklı XPR değişimlerinde  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik düzgün açısal dağılımda ve  $K=2$  için  $d=0\lambda$  ve  $10\lambda$  mesafeli polarizasyon,  $d=0.5\lambda$  ve  $10\lambda$  mesafeli uzamsal çift dipol anten dizisine sahip EUT alıcısının SNR-BER başarımlarının eğrileri verilmiştir. Bu senaryoda kanala gelen işaretlerin XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında ve -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği varsayılmıştır. XPR değerinin -6 dB ile +6 dB arasında değişmesi, gelen dalgaların  $\gamma$  polarizasyon parametresinin  $26^\circ$  ile  $64^\circ$  arasında değişmesine karşılık düşer. XPR değerinin -12 dB ile +12 dB arasında değişmesi gelen dalgaların  $\gamma$  polarizasyon parametresinin  $14^\circ$  ile  $76^\circ$  arasında değişmesine karşılık düşer.

Tablo 18'de  $K=2$  girişim sayısının olduğu durumda Tablo 19'da  $K=4$  girişim sayısının olduğu durumda  $10^{-3}$  bit hata oranının sağlanması için iki dallı uzamsal ve polarizasyon EUT alıcı sistemlerinin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir.

Şekillerden ve tablolardan görüldüğü gibi  $10^{-3}$  bit hata olasılığı için  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik nispeten dar açısal dağılımlarda  $10\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin  $d=0\lambda$  mesafeli polarizasyon sisteminden

- $K=2$  için 0.8 dB ile 3.6 dB
- $K=4$  için ise 0.2 dB ile 3 dB

daha fazla sistem kazancı sunmaktadır. Polarizasyon sisteminin mesafesi  $10\lambda$  yapılsa bile uzamsal sistemin başarımlarını geçmemektedir.  $K=0$  olması durumunda yani MOT sisteminde aynı kanal koşulunda uzamsal çeşitlemenin polarizasyon çeşitlemeden

üstünlüğü 1.2 ile 4.7 dB arasındadır. Bu sonuçlardan da görüldüğü gibi EUT sistemlerinde polarizasyonu kullanmak MOT sistemlerinde polarizasyonu kullanmaktan daha avantajlıdır. Örneğin  $K=4$  için polarizasyon EUT sisteminin avantajı 1-2 dB'dir.

Açısal dağılım genişledikçe polarizasyon sisteminin başarımı uzamsal sisteminin başarımı ile aynı, hatta ortalama  $XPR = 0$  dB için  $XPR$  değişiminin standart sapması yüksek olduğunda polarizasyon sistemi daha iyi sonuç vermektedir.  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik nispeten geniş açısal dağılımda  $d=0\lambda$  polarizasyon sisteminin  $d=10\lambda$  uzamsal sisteme göre üstünlüğü

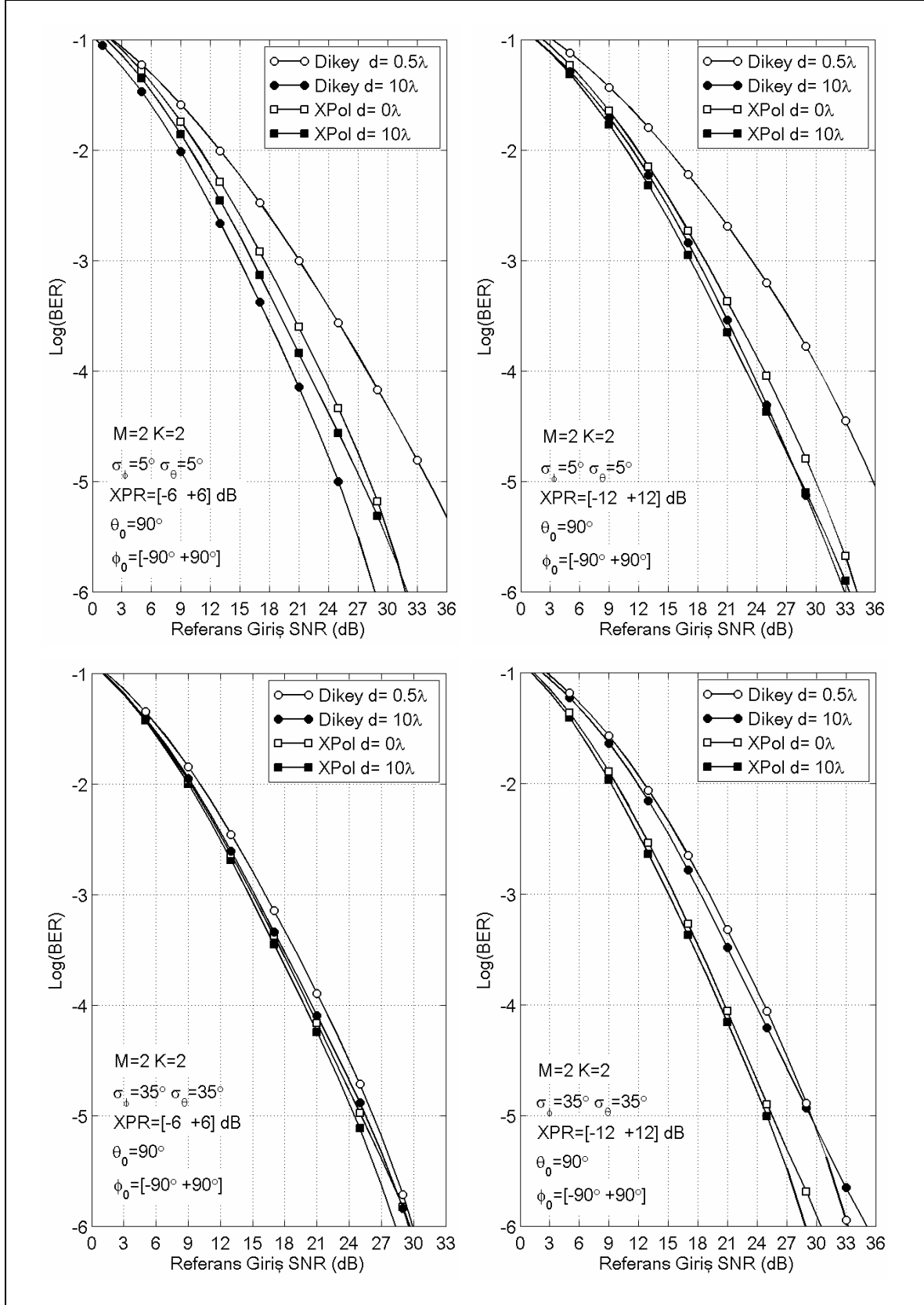
- $K=0$  için -1.4 ile 2.4 dB (MOT sistemi)
- $K=2$  için -0.7 dB ile 2.7 dB
- $K=4$  için ise -0.4 dB ile 2.7 dB

dir.  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal EUT sisteminin  $d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal EUT sisteminden üstünlüğü dar açısal dağılımlarda yaklaşık 6 dB, daha geniş açısal dağılımlarda 1 dB olmaktadır. Bu sonuçlar  $K=0$  olması durumunda da aynıdır. Kanal, dar açısal dağılımdan geniş açısal dağılıma geçtiğinde

- Polarizasyon EUT sisteminin başarımında 3 dB artma,
- $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin başarımında -0.3 dB azalma
- $d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal sistemin başarımında yaklaşık 4.5-5 dB artma

görülmektedir. MOT sisteminde de ( $K=0$ ) aynı karakteristik sonuçlar çıkmaktadır.

Tüm senaryolar hesaba katıldığında, MOT sistemine göre EUT sisteminin başarımı, uzamsal anten sisteminde  $K=2$  için 2.8 dB,  $K=4$  için 4.7 dB düşmüştür. Polarizasyon anten sisteminde  $K=2$  için 2.2 dB,  $K=4$  için 3.7 dB düşmüştür. Bu sonuçlardan da görüldüğü çift dipollü polarizasyon EUT sistemindeki bu düşüş, uzamsal EUT sisteminden daha azdır.



Şekil 60.  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik açısal dağılımda K=2 için çapraz polarizeli çift dipol ve y eksenine yerleştirilmiş dikey polarizeli çift dipollerin SNR-BER başarımlar eğrileri

Tablo 18. K=2 için altı farklı senaryoda çift dipollü uzamsal ve polarizasyon anten sistemli EUT alıcılarının  $10^{-3}$  bit hata olasılığındaki ortalama SNR değerleri

M=2,K=2		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	21	23.5	19.9	16.2	19.1	14.8
Dikey	10	14.9	17.95	13.8	15.2	18.3	14
XPol	0	17.5	18.7	17.4	15	15.6	14.7
XPol	10	16.2	17.3	15.4	14.7	15	14.4

Tablo 19. K=4 için altı farklı senaryoda çift dipollü uzamsal ve polarizasyon anten sistemli EUT alıcılarının  $10^{-3}$  bit hata olasılığındaki ortalama SNR değerleri

M=2,K=4		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	23	25.3	22.1	17.9	20.65	16.8
Dikey	10	16.8	19.8	16.1	16.9	19.9	15.9
XPol	0	19.1	20	19.05	16.5	17.2	16.3
XPol	10	17.7	19.1	16.8	16.4	16.5	16

#### 2.6.4.2. Anten Dizilerinde EUT

Bu bölümde M=6 elemanlı Şekil 49'da gösterilen uzamsal ve UP şemalı doğrusal ve dairesel dizi yapısına sahip EUT alıcılarının başarımları incelenmiştir. Sistemde K=6 ve 12 adet ortak kanal girişimleri bulunmaktadır.

##### 2.6.4.2.1. Doğrusal Anten Dizisi

Şekil 61'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$  'lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açısal dağılımda M=6×1 dikey polarizeli doğrusal uzamsal anten dizi çeşitlemesi ve M=3×2 çapraz polarizeli doğrusal anten çeşitlemesinin aynı kanal ortamında sunduğu bit hata olasılıkları verilmiştir. Ortamda K=6 adet ortak kanal girişimi bulunmaktadır. Soldaki grafiklerde çok yollu dalgaların XPR değeri -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(a). Sağdaki grafiklerde ise çok yollu dalgaların XPR değeri -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(b). Bu bölümde sistem kazançları  $10^{-6}$  bit hat olasılığı için değerlendirilecektir. Tablo 20'de K=6 için ve Tablo 21'de K=12 için altı farklı kanal

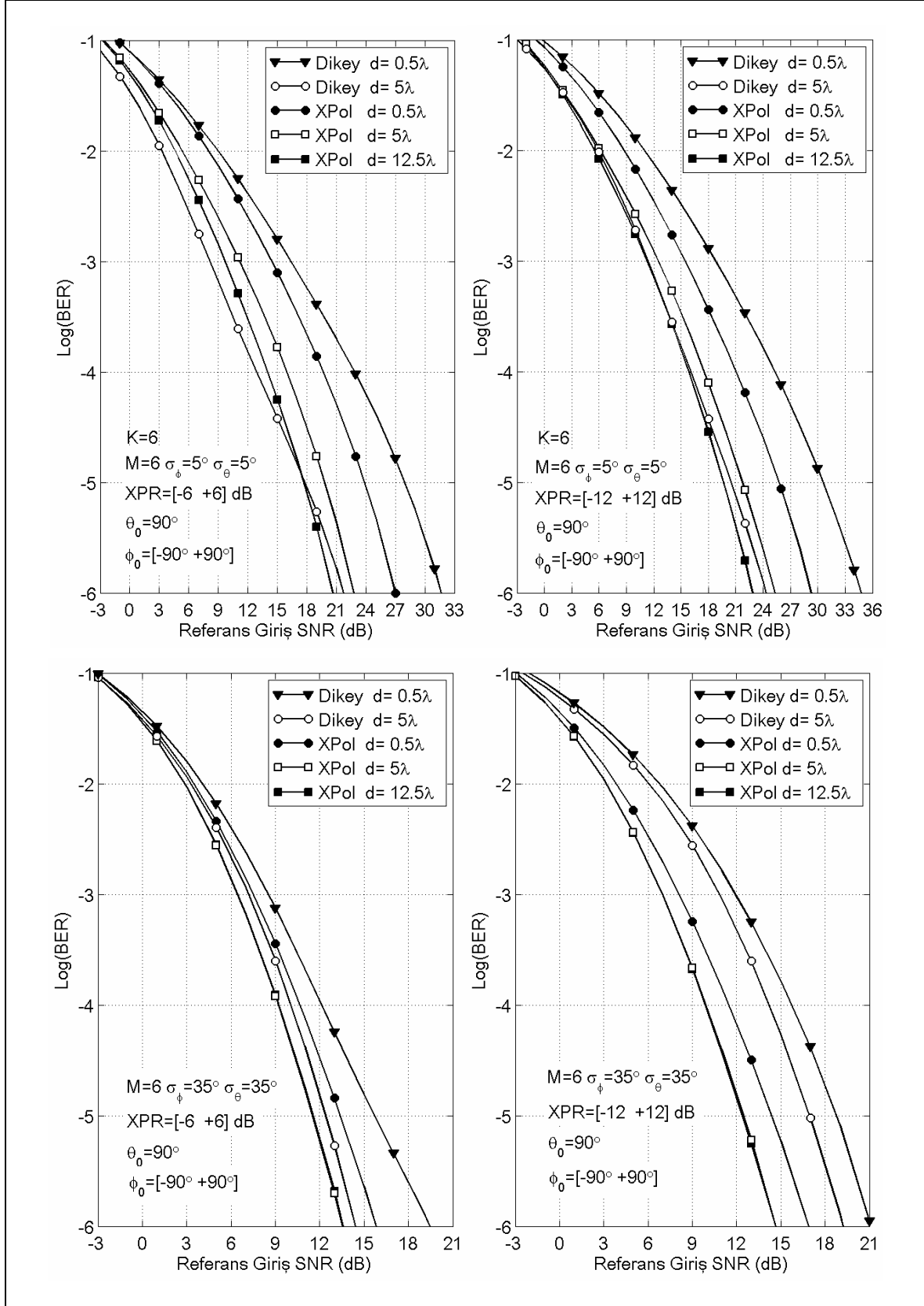
senaryosu için sırasıyla  $M=6$  elemanlı doğrusal anten dizi sistemlerinin  $10^{-6}$  bit hata olasılığında anten girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir.

$d=0.5\lambda$  mesafeli doğrusal UP-EUT sisteminin ( $D=1\lambda$ ) başarımı  $d=0.5\lambda$  mesafeli doğrusal uzamsal EUT sisteminin ( $D=2.5\lambda$ ) başarımından dar açısal dağılımlarda 5.7 dB nispeten geniş açısal dağılımlarda ise 3.2 dB daha iyidir.

$d=0.5\lambda$  mesafeli uzamsal EUT sisteminin geniş açısal dağılımdaki başarımı dar açısal dağılıma göre 14 dB daha iyidir.

Nispeten dar açısal dağılımlarda,  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal uzamsal EUT sisteminin ( $D=25\lambda$ ) başarımı  $d=5\lambda$  mesafeli UP sisteminin ( $D=10\lambda$ ) başarımından 1.7 dB daha iyidir. Fakat bu ekstra kazanç için anten sisteminin 2.5 kat daha fazla yer işgal edeceği unutulmamalıdır. Nispeten geniş açısal dağılımlarda ise aksine  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal uzamsal polarizasyon sisteminin ( $D=10\lambda$ ) başarımı  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal uzamsal sistemin ( $D=25\lambda$ ) başarımından ortalama 2 dB daha iyidir. UP sisteminin toplam açıklığı uzamsal çeşitlemenininki ile aynı olacak şekilde ayarlandığında ( $D=25\lambda$  ya da  $d=12.5\lambda$  yapıldığında) dar açısal dağılımlarda UP sistemi uzamsal sistemden 0.5 dB daha iyi başarımla vermektedir. Geniş açısal dağılımlarda ise ortalama 2 dB daha iyidir.

Dar açısal dağılımdan geniş açısal dağılıma geçildiğinde  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal uzamsal EUT sisteminin başarımı ortalama 6 dB,  $d=5\lambda$  mesafeli UP sisteminin başarımı 9.8 dB daha fazla artmaktadır.



Şekil 61.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açısıl dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli doğrusal uzamsal (LinearC) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli doğrusal (LinearB) anten dizili EUT alıcısının bit hata başarımı ( $K=6$ )

Tablo 20. K=6 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için doğrusal anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 61)

M=6,K=6 Doğrusal			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	D/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	2.5	31.7	34.75	33.97	19.5	21.05	17.37
Dikey	5	25	21.8	24.35	19.65	14.45	19.25	13.35
XPol	0.5	1	27	29.3	27.6	15.85	16.9	15.75
XPol	5	10	22.8	25.3	22.35	13.55	14.65	13.1
XPol	12.5	25	20.65	22.9	20.3	13.65	14.65	13.35

Tablo 21. K=12 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için doğrusal anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6,K=12 Doğrusal			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	D/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	2.5	36.0	37.1	35.4	20.9	24.6	21.0
Dikey	5	25	23.5	27.3	23.0	17.3	22.0	16.3
XPol	0.5	1	30.5	29.9	30.2	18.2	19.6	18.2
XPol	5	10	26.8	27.5	24.6	16.4	17.0	16.1
XPol	12.5	25	25.6	25.5	22.3	15.9	17.3	16.2

#### 2.6.4.2.2. Dairesel Anten Dizisi

Şekil 62’de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ ’lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ ’lik düzgün açısall dağılımda M=6×1 dikey polarizeli dairesel uzamsal anten dizisi ve M=3×2 UP dairesel anten dizisine sahip EUT alıcısının aynı kanal ortamında sunduğu bit hata olasılıkları verilmiştir. Ortamda K=6 adet ortak kanal girişimi bulunmaktadır. Soldaki grafiklerde çok yollu dalgaların XPR değeri -6 dB ile +6 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(a). Sağdaki grafiklerde ise çok yollu dalgaların XPR değeri -12 dB ile +12 dB arasında değiştiği kabul edilmiştir(b). Bu bölümde sistem çeşitleme kazançları  $10^{-6}$  için değerlendirilecektir. Bu grafiklerde d terimi dairenin yarıçapıdır(r). Tablo 22’de K=6 için ve Tablo 23’de K=12 için altı farklı kanal senaryosu için M=6 elemanlı dairesel anten dizi sistemlerinin  $10^{-6}$  bit hata olasılığında anten girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir.

Nispeten dar açısall dağılımlarda A yapısına sahip dairesel dizili polarizasyon sistemi (Şekil 49A), B yapısına sahip dairesel dizili polarizasyon sisteminden(Şekil 49B) 3–5 dB daha iyi sonuç vermektedir. Daha geniş açısall dağılımlarda bu fark hemen hemen yoktur.



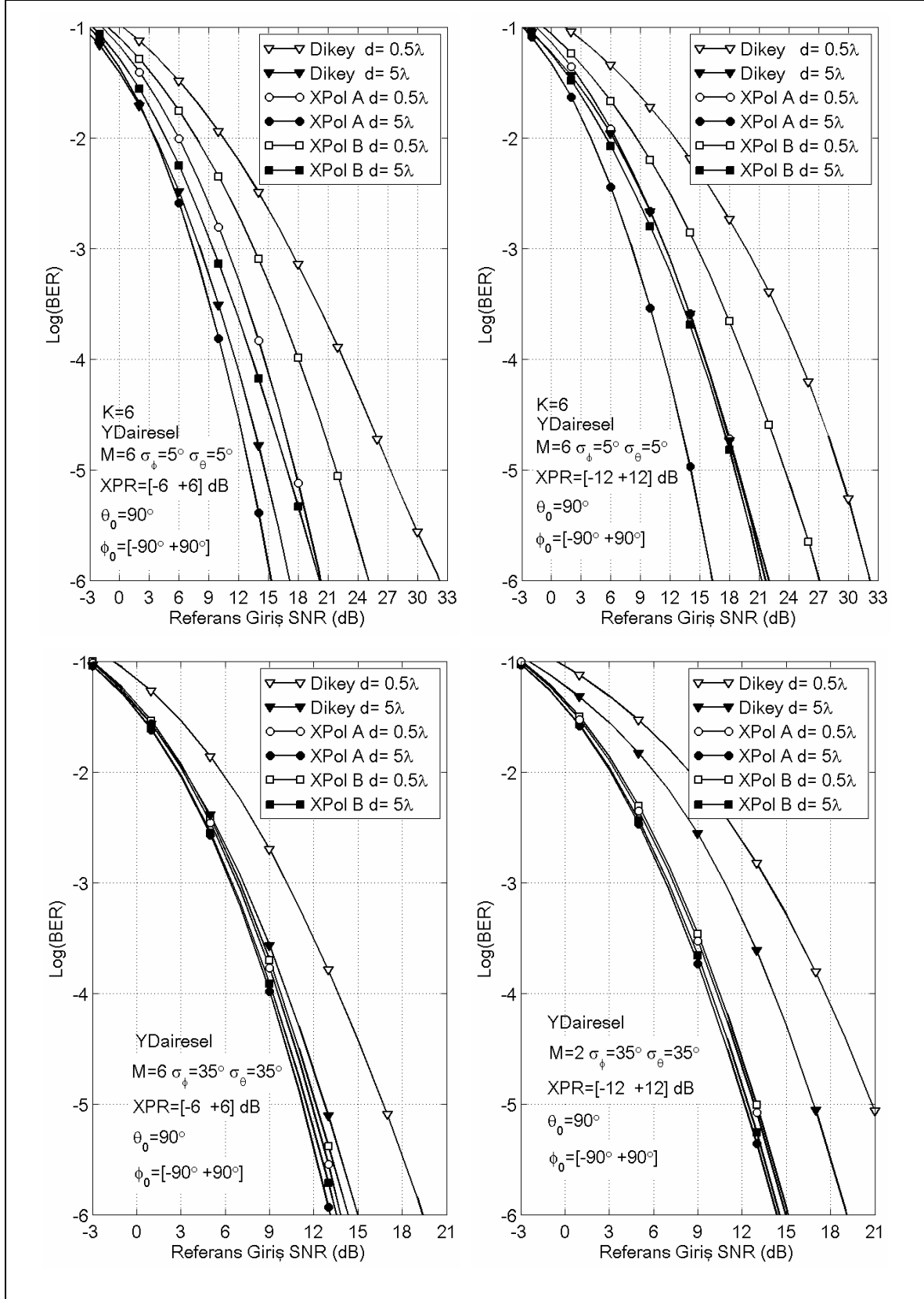
$d=0.5\lambda$  yarıçaplı polarizasyon sisteminin (XPol A) başarımı  $d=0.5\lambda$  yarıçaplı uzamsal dairesel sistemin ( $D=1\lambda$ ) başarımından dar açısız dağılımlarda 8–12 dB daha iyidir. Nispeten geniş açısız dağılımlarda bu başarım üstünlüğü 4–9 dB'dir.

Nispeten dar açısız dağılımlarda,  $d=5\lambda$  yarıçaplı polarizasyon sisteminin (XPol A) başarımı  $d=5\lambda$  yarıçaplı uzamsal sistemin başarımından (a) için 1.9 dB (b) için 5.4 dB daha iyidir. Nispeten geniş açısız dağılımlarda ise  $d=5\lambda$  yarıçaplı polarizasyon sisteminin başarımı  $d=5\lambda$  yarıçaplı uzamsal sistemin başarımından (a) için 1.85 dB (b) için 4.7 dB daha iyidir.  $d=5\lambda$  mesafeli uzamsal sistem dar açısız dağılımdan geniş açısız dağılıma geçtiğinde başarımı 2 dB daha artmaktadır.

Geniş açısız dağılımlarda,  $0.5\lambda$  yarıçaplı UP dairesel sistemin başarımı  $d=5\lambda$  yarıçaplı dikey uzamsal sistemin başarımından 0–4.5 dB daha fazladır. Böyle bir durumda polarizasyonu kullanarak 10 kat daha küçük anten sistemi gerçekleştirilebilir hem de veri hızını 2.8 kata kadar çıkarmak mümkün olabilir. Gerçek bir örnek vermek gerekirse, örneğin 1800 MHz'de 167cm açıklıklı uzamsal dairesel sistem yapmaktansa 16.7cm açıklıklı UP sistem yapmak daha akılcı olmaktadır.

$K=0$ 'dan (MRC)  $K=6$ 'ya (EUT) çıkartıldığında  $M=6$  elemanlı  $d=5\lambda$  yarıçaplı dikey uzamsal anten sisteminin başarımı koruması için giriş SNR değerini ortalama 4.78 dB artırmak gerekmektedir. Fakat aynı koşulda  $M=6$  elemanlı  $d=5\lambda$  yarıçaplı UP anten sisteminin giriş SNR değerini 3.77 dB artırmak yeterli olacaktır.

Dizi açıklığı ve anten sayısı aynı kalmak üzere tüm senaryolarda UP dairesel anten dizi çeşitlemesi sadece uzamsal dairesel anten dizi çeşitlemesinden daha iyi sonuç vermektedir.



Şekil 62.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açısıl dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli dairesel uzamsal (YDairesel-C) ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli dairesel (YDairesel-A ve YDairesel-B) anten dizili EUT alıcısının bit hata başarımı ( $K=6$ )

Tablo 22. K=6 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için dairesel anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 62)

M=6,K=6 Dairesel			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	D/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	1	32.25	32.2	29.55	19.4	23.6	17.6
Dikey	5	10	17.15	21.6	15.67	14.95	19.05	13.67
XPolA	0.5	1	20.25	22	21.9	13.85	14.95	13.67
XPolA	5	10	15.25	16.25	15.52	13.1	14.35	13.17
XPolB	0.5	1	25.1	27.1	23.97	14.35	15.15	14.12
XPolB	5	10	20.1	21.25	18.27	13.55	14.55	13.25

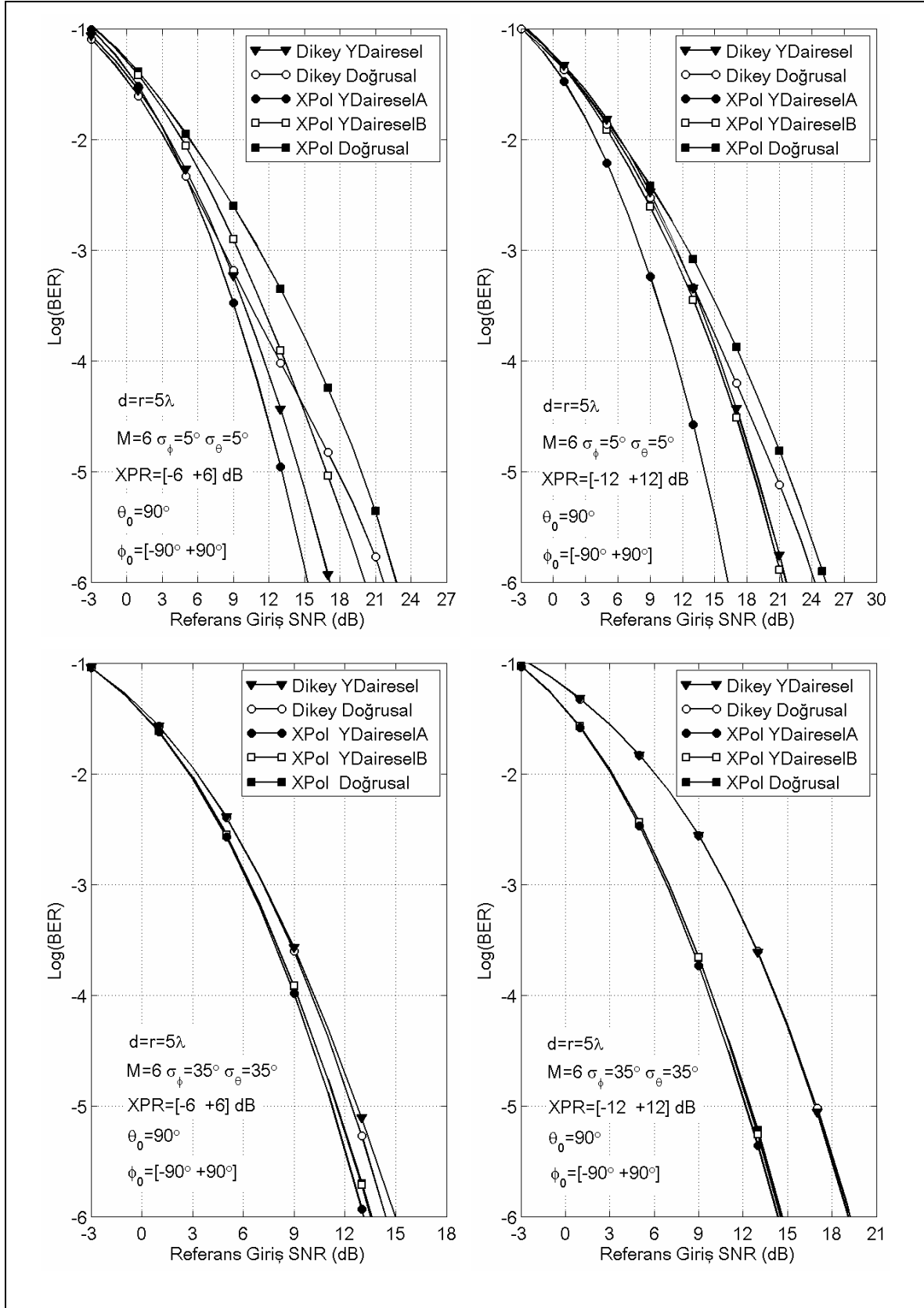
Tablo 23. K=12 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için dairesel anten sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6,K=12 Dairesel			$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
			XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	d/ $\lambda$	D/ $\lambda$	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	0.5	1	33.8	36.5	32.6	21.1	25.3	20.1
Dikey	5	10	20.4	23.8	18.9	17.3	21.7	16.6
XPolA	0.5	1	22.6	23.8	23.3	16.4	17.7	16.3
XPolA	5	10	17.7	19.4	18	15.8	16.9	15.9
XPolB	0.5	1	27.6	29.3	27	16.9	17.8	16.5
XPolB	5	10	21.6	24.2	21	16.1	17.1	15.9

#### 2.6.4.2.3. Doğrusal ve Dairesel Anten Dizisinin Karşılaştırılması

Şekil 63'de sırasıyla  $\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$ 'lik ve  $\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$ 'lik düzgün açısall dağılımda  $d=5\lambda$  mesafeli doğrusal ve  $r=5\lambda$  yarıçaplı dairesel anten dizisine sahip EUT alıcı sistemlerinin bit hata başarımları verilmiştir. Tablo 24'de K=6 için Tablo 25'de K=12 için altı farklı senaryoda  $d=r=5\lambda$  mesafeli M=6 $\times$ 1 dikey polarizeli doğrusal ve dairesel uzamsal anten dizisine ve M=3 $\times$ 2 çapraz polarizeli doğrusal ve dairesel anten dizisine sahip EUT sisteminin girişinde olması gereken ortalama SNR değerleri verilmiştir.

Grafiklerden ve tablolardan da görüldüğü gibi nispeten dar açısall dağılımlarda uzamsal dairesel dizi sistemi(D=10 $\lambda$ ) uzamsal doğrusal anten çeşitlemesinden(D=25 $\lambda$ ) yaklaşık 3.5 dB daha iyidir. Daha geniş açısall dağılımlarda her iki sistemin başarımlı hemen hemen aynıdır.



Şekil 63.  $\sigma_\phi = 5^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 5^\circ$  ve  $\sigma_\phi = 35^\circ$ ,  $\sigma_\theta = 35^\circ$  'lik açisal dağılımda  $M=6 \times 1$  dikey polarizeli ve  $M=3 \times 2$  çapraz polarizeli uzamsal ve dairesel anten dizili EUT alıcısının bit hata başarımları karşılaştırılması ( $K=6$ )

Tablo 24. K=6 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri(Şekil 63 )

M=6,K=6 d=5λ		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	Dizi	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	Daire	17.15	21.6	15.67	14.95	19.05	13.67
Dikey	Doğru	21.8	24.35	19.65	14.45	19.25	13.35
XPolA	Daire	15.25	16.25	15.52	13.1	14.35	13.17
XPolB	Daire	20.1	21.25	18.27	13.55	14.55	13.25
XPol	Doğru	22.8	25.3	22.35	13.55	14.65	13.1

Tablo 25. K=12 için  $10^{-6}$  bit hata olasılığı için sistemin girişinde olması gereken ortalama SNR(dB) değerleri

M=6,K=12 d=5λ		$\sigma_\phi = 5^\circ, \sigma_\theta = 5^\circ$			$\sigma_\phi = 35^\circ, \sigma_\theta = 35^\circ$		
		XPR(dB) Aralığı			XPR(dB) Aralığı		
Yapı	Dizi	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]	[-6,+6]	[-12,+12]	[-3,+12]
Dikey	Daire	20.4	23.8	18.9	17.3	21.7	16.6
Dikey	Doğru	23.5	27.3	23.0	17.3	22.0	16.3
XPolA	Daire	17.7	19.4	18.0	15.8	16.9	15.9
XPolB	Daire	21.6	24.2	21.0	16.1	17.1	15.9
XPol	Doğru	26.8	27.5	24.6	16.4	17.0	16.1

10λ açıklıklı UP dairesel dizi sistemi(XPolA) 10λ açıklıklı UP doğrusal anten sisteminden 7.8 dB daha iyi sonuç vermektedir. Daha geniş açısız dağılımlarda her iki sistemin başarımı neredeyse aynıdır.

1λ açıklıklı UP dairesel anten sistemi(XPolA), 1λ açıklıklı UP doğrusal anten sisteminden nispeten dar açısız dağılımlarda yaklaşık 7 dB, daha geniş açısız dağılımlarda ise 2 dB daha iyidir.

Tüm çeşitleme şemalarına bakıldığında tüm senaryolarda Yapı A şemasına sahip UP dairesel dizi çeşitlemesi en iyi sonucu vermektedir.

### 3. SONUÇLAR

Çok yollu sönümlü kanallarda önemli bir parametre olan açısal dağılımın nispeten küçük olması durumunda uzamsal anten çeşitlemesinden etkin bir şekilde yararlanabilmek için antenler arası mesafenin  $10-20\lambda$  kadar olması gerekmektedir. Bu durumda yer sıkıntısının yaşandığı yerlerde baz istasyonu kurmak neredeyse imkansız hale gelmektedir. Ayrıca gezgin alıcılar için uzamsal çeşitleme yapmak ta hemen hemen imkânsızdır. Tüm bu parametreler ışığında büyük anten mesafeli uzamsal çeşitleme yerine daha az yer kaplayabilen polarizasyon çeşitlemeden yararlanılabilir. Bu bağlamda, polarizasyon çeşitlemenin uzamsal çeşitlemeye ne kadar alternatif olabileceğini anlamak için farklı kanal koşullarında bu iki sistemin başarımları karşılaştırılmıştır.

Polarizasyon duyarlı çeşitleme ve EUT sistemlerinin başarımlarını inceleyebilmek için bilinen sönümlü kanal modellerine XPR değişimini ve antenin polarizasyon bileşenlerinin vektörel ışınma örüntülerini dâhil eden bir kanal modeli geliştirilmiştir. Ayrıca hem yükseltideki hem de ufuktaki açısal dağılım parametreleri bu modele eklenmiştir.

Bu çalışmada döndürülmüş dipol antenin  $\theta$  ve  $\phi$  vektörel alan ışınma örüntülerinin kesin ifadeleri çıkartılmıştır.  $z$  eksenine göre eğim verilmiş bir dipol antenin hem  $\theta$  ve  $\phi$  vektör alan ışınma örüntüleri vardır. Ayrıca dikkat edilmesi gereken bir nokta da yatay yerleştirilmiş ( $x-y$  düzeline yerleştirilmiş) bir dipol antenin hem  $\theta$  hem de  $\phi$  vektörel alan bileşenlerine sahip olduğu gösterilmiştir. Fakat yatay yerleştirilmiş dipolün sadece  $\theta = 90^\circ$  'de sadece  $\phi$  vektörel alan bileşeni vardır ve bu ışınma örüntüsü tüm ufuk açılarında aynı değeri vermemektedir.

Açısal dağılım modeline bağlı olarak iki farklı düzende  $\pm 45^\circ$  eğimli ve yatay/dikey bir şekilde çapraz yerleştirilmiş yarım dalga dipol antenler arasındaki ilintinin ve antenler arasındaki güç oranının kapalı form ifadeleri verilmiştir. Bu kapalı form ifadeleriyle XPR' ye bağlı olarak düzgün ve Laplacian açısal dağılım modelleri için antenler arasındaki ilintinin ve antenler arasındaki güç oranının, geliş ufuk ve yükselti açısına göre değişimi gösterilmiştir. Bu kapalı form ifadeleri simülasyon yapılarak doğrulanmıştır. Ayrıca düzgün ve Laplacian açısal dağılımda iki anten arasındaki mesafeye göre antenlerden alınan işaretler arasındaki ilintinin değişimi verilmiştir. Anten dalları arasındaki ilinti ve güç oranı, gelen dalganın XPR değerinin 0 dB'den mutlak olarak büyük olması

durumundan olumsuz yönde etkilenmektedir.  $\theta_0=90^\circ$ 'de ve tüm ufuk açılarında,  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz dipol antenler arasındaki BPR oranı 0 dB çıkmıştır. Diğer bir deyişle antenler arasında güç dengesizliği yoktur.  $\pm 45^\circ$  eğimli çapraz dipol antenler arasındaki ilinti, merkezden  $\phi_0 = \pm 90^\circ$  (kenar) ufuk açlarına doğru gidildikçe artmaktadır. Yatay/Dikey yerleştirilmiş çapraz anten sistemleri için  $\theta_0=90^\circ$ 'de ve tüm ufuk açılarında antenler arasındaki ilinti neredeyse sıfırdır. Fakat  $\theta_0=90^\circ$ 'de merkezden  $\phi_0 = \pm 90^\circ$  kenar ufuk geliş açlarına doğru gidildikçe antenler arasındaki güç oranı artmaktadır. Açısal dağılım arttıkça çapraz antenler arasındaki ortalama ilinti ve antenler arasındaki güç oranı düşmektedir. Aynı rms değerine sahip hem düzgün hem de Laplacian açısal dağılımlarında antenler arasındaki ilintinin ve güç oranının değişiminde bir fark gözlenmemiştir. Antenler arasındaki ilintiyi ve güç oranını etkileyen açısal modeli değil, açısal dağılımın rms değeridir.

Sönümlü kanallarda çeşitleme sistemlerinin başarımı antenler arasındaki ilintiye, antenler arasındaki güç oranına, anten kazancına ve dal sayısına bağlıdır. Bu parametreleri içeren öz ilinti matrisinin öz değerleri kullanılarak MOT çıkışındaki işaretin SNR değişiminin olasılık yoğunluk dağılımı, kesinti olasılığı ve bit hata olasılıkları çıkartılmıştır.

Bu bilgiler ışığında kesinti olasılığı kriteriyle çift dipollü uzamsal ve polarizasyon çeşitleme sistemlerinin açısal dağılıma ve XPR derecesine bağlı olarak geliş ufuk ve yükselti açlarına göre sundukları çeşitleme kazançları gösterilmiştir. Geliş yükselti açısının  $90^\circ$  civarlarında olması durumunda dikey polarizeli uzamsal çeşitleme sistemi, polarizasyon çeşitleme sisteminden XPR' ye bağlı olarak daha yüksek çeşitleme kazancı vermektedir. Fakat gelen dalgaların yükselti açısı  $0^\circ$  ve  $180^\circ$ 'ye doğru gitmesi durumunda uzamsal çeşitleme sisteminin çeşitleme kazancı -9 dB'lere kadar düşerken polarizasyon çeşitleme sistemi 3 dB'ye kadar düşmektedir. Ayrıca  $\pm 45^\circ$  eğimli ve yatay/dikey yerleştirilmiş çift dipol polarizasyon çeşitleme sistemleri ortalama olarak aynı çeşitleme kazancını vermektedir.

Uzamsal çeşitlemede kullanılan antenler arasındaki mesafe yeterince büyük seçilmişse ufuktaki açısal dağılıma göre uzamsal çeşitlemenin başarımı çok fazla değişmemektedir. Fakat yükselti açısal dağılımının artması antenler arasındaki mesafe ne olursa olsun uzamsal çeşitleme sisteminin başarımını düşürmektedir. Nispeten küçük

mesafeli uzamsal çeşitlemeden yeterince sistem kazancı elde edebilmek için kanal ortamının ufuk açısız dağılımının büyük olması gerekir.

Çapraz çift dipollü polarizasyon çeşitlemenin sistem kazancı ufuk açısının dağılımından uzamsal sistem kadar etkilenmektedir(özellikle XPR'ın 0 dB'den büyük olması durumunda). Yükselti açısız dağılımının nispeten büyük olması durumunda uzamsal çeşitlemenin aksine, polarizasyon çeşitlemenin başarımı artmaktadır. Yükselti açısız dağılımının büyük olması durumunda ve XPR değerinin 0 dB'den büyük olması durumunda da polarizasyon çeşitlemenin başarımı azalmamakta aksine artırmaktadır.

Aynı kanal ortamında çapraz yerleştirilmiş dipol antenin girişinden alınan işaretin ortalama gücü sadece dikey polarizeli uzamsal dipol anten sisteminin girişinden alınan işaretin ortalama gücünden ortalama 1.5 dB daha düşüktür. Açısız dağılım arttıkça bu fark düşmektedir.

### 3.1. Çift Dipollü MOT ve EUT Sistemleri

Sektör açısının  $180^\circ$  ve ortalama yükselti geliş açısının  $90^\circ$  olması durumunda altı farklı kanal senaryosunda çift-dipol uzamsal ve polarizasyon çeşitlemesinin SNR-BER karakteristikleri verilmiştir. Bit hata olasılığı ölçütüne göre, çeşitleme sistemlerinin sunduğu kazançlar değerlendirilmiştir. Yapılan bu kanal senaryolarından elde edilen bilgiler ışığında dar açısız dağılımlarda iki dallı  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal MOT çeşitleme,  $d=0\lambda$  mesafeli iki dallı polarizasyon MOT çeşitlemeden ortalama 3 dB,  $d=10\lambda$  mesafeli UP çeşitlemeden ortalama 1.5 dB daha iyi sistem kazancı vermektedir. Açısız dağılım arttığında sistemler arasındaki bu fark azalmakta ve hatta polarizasyon çeşitleme uzamsal çeşitlemeye göre 2.5-3 dB'ye kadar varan sistem kazancı sağlamaktadır. Dikkat edildiği gibi çapraz polarizeli antenler arasındaki mesafe ile uzamsal çeşitlemedeki dikey polarizeli antenler arasındaki mesafe aynı olsa bile çapraz polarizeli sistemin başarımı, uzamsal çeşitleme sisteminin başarımına daha yakın ama halen düşük değer vermektedir. Bunun en önemli sebebi çapraz anten dalları arasındaki güç dengesizliği ve etkin anten kazancıdır.

Ortak kanal girişimlerin bulunduğu bir ortam için dar açısız dağılımlarda iki dallı  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal EUT sistemi,  $d=0\lambda$  mesafeli iki dallı polarizasyon EUT sisteminden  $K=2$  için ortalama 2.3 dB,  $K=4$  için ortalama 1.8 dB daha iyi sistem kazancı vermektedir.  $d=10\lambda$  mesafeli uzamsal EUT sistemi  $d=10\lambda$  mesafeli UP-EUT sisteminden



K=2 için ortalama 0.75 dB K=4 için ortalama 0.3 dB daha iyi sistem kazancı vermektedir. Açısal dağılım arttığında bu fark azalmakta ve hatta polarizasyon duyarlı EUT sistemi uzamsal EUT sistemine göre 1.3 dB'ye kadar varan sistem kazancı sağlamaktadır. Dikkat edildiği gibi istenilen ve girişim çok yol işaretlerinin belli bir an için geliş açılarının farklı olmasının yanında işaretlerin polarizasyon durumlarının da farklı olması çapraz polarizeli anten sistemlerinin avantajını daha da artırmaktadır. Optimum toplama sistemlerinde polarizasyonu kullanmak MOT sistemlerinde kullanmaktan daha fazla avantaj sunmaktadır.

### 3.2. Uzay-Polarizasyon Anten Dizi Çeşitlemeli MOT ve EUT Sistemleri

#### 3.2.1. Doğrusal Dizi

Aynı anten sayısına ve dizi açıklığına sahip çok antenli doğrusal UP-MOT sistemleri(Şekil 49E) sadece uzamsal çeşitleme sistemine(Şekil 49F) göre dar açısal dağılımlarda ortalama 2 dB daha fazla kazanç vermiştir. Nispeten geniş açısal dağılımlarda ise ortalama 1.5 dB daha fazla kazanç vermiştir. Bu senaryoda her iki sistemin dizi açıklığı küçültüldüğünde doğrusal UP çeşitleme sistemi daha iyi başarımlar vermektedir.

Aynı anten sayısına ve dizi açıklığına sahip çok antenli doğrusal UP-EUT sistemleri sadece uzamsal sisteme göre dar açısal dağılımlarda K=6 ve 12 için ortalama 3.5 dB daha fazla kazanç vermiştir. Nispeten geniş açısal dağılımlarda ise ortalama 2.8 dB daha fazla kazanç vermiştir. Doğrusal MOT ve EUT sistemleri karşılaştırıldığında UP anten dizisini EUT sistemlerinde kullanmak MOT sistemlerinde kullanmaktan daha fazla avantaj sunmaktadır.

#### 3.2.2. Dairesel Dizi

Dizi açıklığı ve anten sayısı aynı kalmak üzere dar açısal dağılımlarda UP dairesel anten sistemi(Şekil 49A) sadece uzamsal dairesel anten sisteminden (Şekil 49C)

- $D=1\lambda$  açıklığında K=0 için ortalama 9 dB, K=6 için 10 dB, K=12 için 11 dB,
- $D=5\lambda$  açıklığında K=0 için ortalama 1.2 dB, K=6 için 2.5 dB, K=12 için 2.7 dB,

daha iyi sonuç vermektedir. K=0 olması durumu MOT sistemini, K>0 olması durumu da EUT sistemini temsil etmektedir.

Dizi açıklığı ve anten sayısı aynı olmak şartıyla daha geniş açısal dağılımlarda UP dairesel anten sistemi sadece uzamsal dairesel anten sisteminden

- $D=1\lambda$  açıklığında  $K=0$  için ortalama 5.5 dB,  $K=6$  için 6 dB,  $K=12$  için 5.4 dB,
- $D=5\lambda$  açıklığında  $K=0$  için ortalama 1.7 dB,  $K=6$  için 2.3 dB,  $K=12$  için 2.3 dB,

daha iyi sonuç vermektedir.  $K=0$  olması durumu MOT sistemini,  $K>0$  olması durumu da EUT sistemini temsil etmektedir.

Doğrusal ve dairesel tüm sistem şemalarına bakıldığında UP dairesel dizi sistemi tüm kanal koşullarında en iyi sonucu vermektedir. Ayrıca daha küçük açıklığa sahip anten dizi sistemi yapılmak istendiğinde UP anten sistemi daha fazla avantaj sunmaktadır.

İstenilen ve girişim işaretlerinin belli bir an için geliş açılarının farklı olmasının yanında işaretlerin polarizasyon durumlarının da farklı olması çapraz polarizeli anten sistemlerinin avantajını daha da artırmaktadır. Ama bu avantaj iki dipollü sistemlerde özellikle geniş açısal dağılımlarda ve XPR standart sapmasının büyük olduğu durumlarda görülmektedir. Nispeten dar açısal dağılımlarda ve XPR değişimin varyansının düşük olduğu durumlarda istenilen ve girişim işaretlerinin farklı geliş açılarında gelme olasılığı yüksek olduğundan uzamsal sistem, farklı geliş açısından dolayı kaynaklanan faz farklarından yararlanarak daha iyi EUT yapabildiğini göstermektedir.

0 dB ortalamalı XPR değerinin standart sapması arttığında sistemlerin başarımı nispeten düşmektedir. Fakat bu düşüş uzamsal çeşitlemede daha fazla olmaktadır. XPR'ın standart sapması yüksek olduğunda polarizasyon sistemlerini kullanmak çok avantajlı hale gelmektedir.

#### 4. ÖNERİLER

Bu çalışmada UP-MOT ve UP-EUT alıcı sistemlerinin başarımı incelenmiştir. Gelecek nesil iletişim sistemlerinde kullanılacak olan MIMO sistemleri çok antenli dizi sistemlerine sahip olduğundan hem alıcıda hem de vericide UP anten sisteminin MIMO iletişim teknolojisinde sunduğu başarımlar değerlendirilmelidir. Uzam-zaman gönderim çeşitleme (uzay-zaman kodlama) yöntemine polarizasyon eklendiğinde uzay-zaman-polarizasyon gönderim çeşitlemesi (uzay-zaman-polarizasyon kodlama) yöntemi irdelenebilir.

Ayrıca uzay-zaman çeşitleme ve EUT sistemlerinin Rician kanallardaki başarımı incelenebilir.

Frekans seçici kanallarda uzay-zaman-polarizasyon kanal modelinde gecikmiş çok yol işaretlerinin her birinin XPR değişiminin nasıl olması gerektiği incelenebilir.

Literatürde girişimlerin bulunduğu bir ortamdaki SINR olasılık yoğunluk fonksiyonlarının kapalı ifadeleri verilmiştir. Fakat bu kapalı ifadeler çıkartılırken dalların birbirinden ilintisiz olduğu ve/veya dallardaki güçlerin eşit olduğu kabul edilmiştir. Bu nedenle bu kapalı ve kesin ifadeler polarizasyon duyarlı en uygun toplayıcılar için kullanılamamıştır. Bu sebepten dolayı eşit güçte olmayan anten dalları ve eşit güçte olmayan girişim işaretlerinin varlığında SINR olasılık yoğunluk fonksiyonları ve bit hata olasılıkları için kapalı ve/veya kesin ifadeler çıkartılabilir.

Gerçek kanal ortamlarında XPR zamanla değişir. Bu değişimin sadece ortalaması değil standart sapmasının da incelenmesi gerekir. Ayrıca zamanla değişen bu XPR değerinin yoğun kentsel, kentsel, alt kentsel ve bina içi iletişimde nasıl değiştiği ve ufuk ve yükselti açısal dağılımı ile bağıntısı ölçümler yoluyla incelenmelidir. Bu ölçümlerden çıkan sonuçlarla polarizasyon çeşitlemesinin başarımı daha doğru bir şekilde yorumlanabilir. Ayrıca bu ölçümlerde XPR'ın frekansa ne kadar bağlı olduğu çıkartılabilir.

Dipol antenin dışında diğer antenlerden yararlanarak polarizasyon çeşitleme sistemlerinin başarımı incelenebilir. Örneğin sadece hem elektrik dipolü hem de manyetik dipollü bir sistemin başarımı incelenebilir.

Kablosuz iletişim sistemlerinde polarizasyon kullanılarak yön bulma algoritmalarının başarımı incelenebilir.

XPR değişiminin istatikseld olasılık yoğunluk fonksiyonu ölümlere dayalı olarak çıkartılabilir. Bu değişimin ortamın yükselti ve ufuk açısal dağılımına ne kadar bağlı olduğu çıkartılabilir.

Sadece halka antenlerle(manyetik dipol) manyetik alandan çubuk antenlerle elektrik alanından faydalanarak eřitleme sistemlerinin başarımı incelenebilir.

## 5. KAYNAKLAR

1. Ertel, R.B. ve Rappaport, T.S., Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems, *IEEE Personal Communications Magazine*, 1998.
2. Rooyen, P.V., Lötter, M. ve VanWyk, D., *Space Time Processing For CDMA Mobile Communications*, Kluwer Academic Press, USA, 2000.
3. Jakes, W., *Microwave Mobile Communications*, Wiley-Interscience, New York, 1974.
4. Lee, W.C.Y. ve Yeh, Y.S., Polarization diversity system for mobile radio, *IEEE Transactions Communications*, 26, 5 (1972) 912–923.
5. Compton, R., Jr., On the performance of a polarization sensitive adaptive array Antennas and Propagation, *IEEE Transactions*, 29, 5 (1981) 718 – 725.
6. Nabar, R.U., Bolcskei, H., Erceg, A.V., Gesbert, D. ve Paulraj, A.J., Performance of multiantenna signaling techniques in the presence of polarization diversity, *IEEE Trans. Signal Process.*, 50, 10 (2002) 2553–2562.
7. Doufexi, M., H., Nix, A., Beach, M. ve Armour, S., COFDM performance evaluation in outdoor MIMO channels using space/polarization-time processing techniques, *Electron. Lett.*, 38, 25 (2002) 720–721.
8. Vaughan, R.G., Polarization diversity in mobile communications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39, 3 (1990) 177 – 186.
9. Turkmani, A.M.D., Arowojolu, A.A., Jefford, P.A. ve Kellett, C.J, An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 44, 2 (1995) 318 – 326.
10. Lempinen, J.J.A. Laiho-Steffens, J.K. ve Wacker, A.F. Experimental results of cross polarization discrimination and signal correlation values for a polarization diversity scheme, *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, Cilt 3, 4-7 Mayıs 1997, 1498-1502.
11. Laurila, J., Kalliola, K., Toeltsch, M., Hugel, K., Vainikainen, P. ve Bonek, E., Wideband 3D characterization of mobile radio channels in urban environment, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, 50, 2 (2002) 233 – 243.
12. Lotse F., Berg, J.E., Forsskn U. ve Idahl, P., Base station polarization diversity reception in macrocellular systems at 1800MHz, In Proc. 46. IEEE Vehicular Tech. Conference, Cilt3, Nisan 1996.
13. Wahlberg, U., Widell, S. ve Beckman, C., The performance of polarization diversity antennas at 1800 MHz, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Cilt 2, 13-18 Temmuz 1997, 1368 – 1371.
14. Jukka, J. A. Lempiäinen ve Jaana K. Laiho-Steffens, The Performance of Polarization Diversity Schemes at a Base Station in Small/Micro Cells at 1800 MHz, *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 47, 3 (1998) 1087-1092.

15. Erceg, V., Soma, P., Baum, D. S. ve Catreux, S., Multiple-Input Multiple-Output Fixed Wireless Radio Channel Measurements and Modeling Using Dual-Polarized Antennas at 2.5 GHz , IEEE Transaction on Wireless Communications, 3, 6 (2004) 272-276.
16. Soma, P., Baum, D.S., Erceg, V., Krishnamoorthy, R. ve Paulraj, A.J., Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5 GHz for fixed BWA applications, IEEE International Communications Conference, ICC 2002., Cilt 1, 2002, 272 – 276.
17. Degen, C. ve Keusgen, W., Performance evaluation of MIMO systems using dual-polarized antennas, Telecommunications 2003, ICT 2003, 10th International Conference, 2, 2003, 1520-1525.
18. Shin, E. ve Safavi, S. A simple theoretical model for polarization diversity reception in wireless mobile environments, Proc. ISAP99, Cilt2, 1999, 1332–1335.
19. Ahn, C., Kamio, Y., Takahashi, S. ve Harada, H., Reverse Link Performance Improvement for Wideband OFDM using Alamouti Coded Heterogeneous Polarization Antennas, IEICE Trans. Commun., E87-B, 11 (2004) 3281-3288.
20. Svantesson, T., A study of polarization diversity using an electromagnetic spatio-temporal channel model, 52nd IEEE Vehicular Technology Conference, Cilt 1, 79 – 86.
21. Vaidyanathan B., et.al., Dual Polarized Smart Antenna Beams, 46th IEEE Vehicular Technology Conference, Cilt 3, 1996, 1675-1679.
22. Kaptis, I. ve Balmain, K. G. Base Station Polarization-Sensitive Adaptive Antenna for Mobile Radio, International Conference on Universal Personal Communications, 1994, 230-235.
23. Takahashi, M., Takanashi, H. ve Tanaka, T., Cross Polarization Interference Canceler for Microcellular Mobile Communication Systems, IEEE International Conference on Communications, 1995, 910-914.
24. Sari H. ve Fihel, A., Joint Intersymbol Interference and Cross-Pol Interference Cancellation for Dually-Polarized Radio Systems, IEEE International Conference on Communications, 1988, 1343-1348.
25. Brown, T.W.C. ve Saunders, S.R., Modelling polarisation diversity at the mobile terminal, Antennas and Propagation, 11. International Conference, 17-20 Nisan 2001, Cilt 2, 432 – 435.
26. Correal, N.S. ve Woerner, B.D., Evaluation of dual spatial and polarization diversity reception for DS-CDMA multiuser detection, Universal Personal Communications, 1998. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference Cilt 2, 1998, 789-793.
27. Taga, T., Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 39, 2 (1990) 117 – 131.
28. Svantesson, T., Jensen M. A. ve Wallace J. W., Analysis of Electromagnetic Field Polarizations in Multiantenna Systems, IEEE Transactions On Wireless Comm., 3, 2 (2004) 641-646.

29. Getu, B.,N. ve Andersen, J.,B., MIMO cube, a compact MIMO antenna, IEEE Trans. On Wireless Communications, 4, 3 (2005) 1136-1141.
30. Kar, M. ve Wahid, P., Two-branch space and polarization diversity schemes for dipoles, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. Cilt 3, 8-13 Temmuz 2001, 364 – 367.
31. Kar, M. ve Wahid, P., Performance of the  $\pm 45^\circ$  slanted polarization scheme in a WLAN, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. Cilt 2, 22-27 Haziran 2003 922 – 925.
32. Lukama, L., Konstantinou, K. ve Edwards, D.J., Polarization diversity performance for UMTS, Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on Cilt 1, 17-20 Nisan 2001, 193 – 197.
33. Pedersen, K.I. ve Mogensen, P.E., Simulation of dual-polarized propagation environments for adaptive antennas, Vehicular Technology Conference, Cilt 1, 19-22 Eylül 1999, 62 – 66.
34. Haupt R. L. Adaptive Crossed Dipole Antennas Using a Genetic Algorithm, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, 52, 8 (2004) 1976-1982.
35. Hajian M., Nikookar, H., Der Zwan, F. V. ve Ligthart, L. P., Branch Correlation Measurements and Analysis in an Indoor Rayleigh Fading Channel for Polarization Diversity Using a Dual Polarized Patch Antenna, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15, 9 (2005).
36. Jootar, J. ve Zeidler, J.R., Performance Analysis of Polarization Receive Diversity in Correlated Rayleigh Fading Channels, IEEE GLOBECOM, 2003.
37. Jittra J., Diouris, J.,F. ve James R. Zeidler, Performance of Polarization Diversity in Correlated Nakagami-m Fading Channels, IEEE Transaction on Vehicular Technology, 55, 1 (2006) 128 – 136.
38. Narayanan, R.M., Atanassov, K. Stoiljkovic, V. ve Kadambi, R., Polarization Diversity Measurements and Analysis for Antenna Configurations at 1800 MHz, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 52, 7 (2004) 1795 – 1810.
39. Warren, L. S., Polarization in Electromagnetic Systems, Artech House, 1993.
40. Rappaport ,T.S., Wireless Communications, Prentice Hall, NJ, 2002.
41. Naguib, A. F., Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks, Doktora Tezi, Stanford University, 1996.
42. Loo C. ve Secord N., Computer models for fading channels with applications to digital transmission, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 40, 4 (1991) 700 – 707.
43. Haykin, S., Moher, M., Modern Wireless Communication, Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2005.
44. Pop, M., F. ve Beaulieu, N.,C., Limitations of Sum-of-Sinusoids Fading Channel Simulators, IEEE Transaction on Communications, 49, 4 (2001) 699-708.
45. Braun, W., R. ve Dersch U., A Physical Mobile Radio Channel Model, IEEE Trans. Veh. Tech., VT-40, 2 (1991) 472-482.

46. Hasemi, H. , Simulation of the Urban Radio Propagation, IEEE Trans. Veh.Tech. VT-28, 3 (1979) 213-225.
47. Ikegami F. ve Yoshida S., Analysis of multipath propagation structure in urban mobile radio environments, IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-28, 4 (1977) 531-537.
48. Sakagami, S., Experimental results on multipath propagation in 900 MHz mobile communication path- Amplitude-frequency characteristics and angle of arrival, Trans. IEICE Japan, J70-B, 12 (1987) 1522-1528.
49. Paulraj A.J. ve Papadias C.B., Space-Time Processing For Wireless Communications, IEEE Signal Processing Magazine (1997) 49-83.
50. Mahmoud, S., Hussain, Z. ve O'Shea, P., Space-Time Geometrical-Based Channel Models: A Comparative Study, Proceedings of 2003 Australian Telecommunications Networks and Applications Conference, ATNAC, 2003.
51. Clarke, R. H., A statistical theory of mobile radio reception, Belt Syst. Tech. J., 47 (1969) 957-1000.
52. Gans, M. J., A power-spectral theory of propagation in the mobile radio environment, IEEE Trans. Veh. Technol., VT-21, 1 (1972) 27-38.
53. Aulin, T., A modified model for the fading signal at a mobile radio channel, IEEE Trans. Veh. Technol., 28, 3 (1979)182-203.
54. Salz J. ve Winters, J. H. Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays in Digital Mobile Radio, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 43, 4 (1994) 1049–1057
55. Fuhl, J., Molisch, A.F. ve Bonek, E., Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas, Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, 145-1 (1998) 32 – 41.
56. Lee, W., Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base-Station Antennas, IEEE Transactions Communications, 21, 11 (1973) 1214 – 1224.
57. Van Rheeden, D. R. ve Gupta, S. C. A Geometric Model for Fading Correlation in Multipath Radio Channels, IEEE International Communications Conference, ICC 98, Cilt 3, 7-11 Haziran 1998, 1655-1659.
58. Lotter, M.P. ve Van Rooyen, P., Modeling spatial aspects of cellular CDMA/SDMA systems, IEEE Communications Letters, 3 (1999) 128-131.
59. Ward, C., Smith, M., Jeffries, A., Adams, D. ve Hudson, J., Characterising the radio propagation channel for smart antenna systems, Electronics & Communication Engineering Journal, 8, 4 (1996) 191 – 200.
60. Pedersen, K.I., Mogensen, P.E. ve Fleury, B.H., Power azimuth spectrum in outdoor environments, Electronics Letters, 33, 18 (1997) 1583 – 1584
61. Zekavat, S.,D. ve Nassar, C., R., Power-Azimuth-Spectrum Modeling for Antenna Array Systems: A Geometric-Based Approach, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, 51, 12 (2003) 3292-3294.



62. Jiann-An T., Buehrer, R.M. ve Woerner, B.D., Spatial fading correlation function of circular antenna arrays with Laplacian energy distribution, IEEE Communications Letters, 6, 5 (2002) 178 – 180.
63. Xin Li ve Zaiping Nie, Comments on Spatial fading correlation function of circular antenna arrays with Laplacian energy distribution, IEEE Communications Letters, 8, 5 (2004) 295.
64. Xin L. ve Zai-ping, N., Spatial fading correlation of circular antenna arrays with Laplacian PAS in MIMO channels, IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Cilt 4, 2004, 3697 – 3700.
65. Liberti C.S. ve Rappaport, T.S., Smart Antennas for Wireless Communications- IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
66. [www.ist-imetra.org/metra/deliverables/AAU-WP2-D2-V1.1.pdf](http://www.ist-imetra.org/metra/deliverables/AAU-WP2-D2-V1.1.pdf), IST-1999-11729 METRA D2 MIMO Channel Characterisation, 2001.
67. Piechocki, R. J., McGeehan, J. P. ve Tsoulos, G. V., A New Stochastic Spatio-Temporal Propagation Model (SSTPM) for Mobile Communications with Antenna Arrays, IEEE Transactions on Communications, 49, 5 (2001) 855-862.
68. Ertel, R. B., Antenna Array Systems: Propagation and Performance, Doktora Tezi, Virginia Tech, Temmuz 1999.
69. Watanabe K., Mishima H. ve Ebine Y., Measurement of elevation angle of land mobile radio signal arrival Trans. IEICE Japan, J60-B, 11, 1977, 880-887.
70. Kalliola, K., Sulonen, K., Laitinen, H., Kivekäs, O., Krogerus, J. ve Vainikainen, P., Angular Power Distribution and Mean Effective Gain of Mobile Antenna in Different Propagation Environments, IEEE Trans. on Vehicular Tech., 51, 5 (2002) 823-838.
71. Pedersen K. I., Mogensen P. E. ve Fleury B., A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 49, 2 (2000) 437-447.
72. <http://www.3gpp.org>, 3GPP standard contribution, “Spatial Channel Model Text Description” SCM-132, Nisan 17, 2003.
73. Baum, D., Salo, J., Del Galdo, G., Milojevic, M. ve Kyösti, P., An interim channel model for beyond-3G systems , VTC 2005 Spring Conference, 30 Mayıs-1 Haziran 2005, Stockholm, Sweden,
74. Raleigh G., Diggavi S. N., Naguib A. F. ve Paulraj A., Characterization of Fast Fading Vector Channels for Multi-Antenna Communication Systems, in Proc. 27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Cilt 2, Kasım 1994, Pacific Grove, CA.
75. Applebaum, S. P., Adaptive arrays, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, AP-24 (1976) 585-598.
76. Saunders, S. R., Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems, John Wiley, 1999.
77. Godara, L. Chand, Smart Antennas, CRC Press, U.S., 2004.

78. Proakis, J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, Üçüncü Baskı, New York, 1995.
79. Chizhik, D., Ling, J. ve Valenzuela, R. A., "The effect of electric field polarization on indoor propagation," in *Proc. Int. Conf. Universal Personal Communications '98 (ICUPC '98)*, 1998, 459–462
80. Nørklit, O., Teal, P. D. ve Vaughan, R. G., Measurement and evaluation of multi-antenna handsets in indoor mobile communication, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49, 3 (2001) 429–437.
81. Norklit, O. ve Vaughan, R.G., Method to determine effective number of diversity branches, Global Telecommunications Conference, 1998. GLOBECOM 98. The Bridge to Global Integration. Cilt 1, 1998, 138 – 141.
82. Colburn, J.S., Rahmat-Samii, Y. ve Jensen, M.A., Pottie, G.J., Evaluation of personal communications dual-antenna handset diversity performance *Vehicular Technology, IEEE Transactions* 47-3 (1998) 737 – 746.
83. Widrow B. , Mantey P. E., Griffiths L. J. ve Goode B. B., Adaptive Antenna Systems, *IEEE Proceedings*, 55, 12 (1967) 2143 -2159.
84. Goodman, D. J., Trends in Cellular and Cordless Communications, *IEEE Communications Magazine*, 29 (1991) 31–40.
85. Balaban, P. ve Salz, J., Optimum Diversity Combining and Equalization in Digital Data Transmission with Application to Cellular Mobile Radio, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-40, 2 (1991) 342–354.
86. Balaban, P. ve Salz, J., Optimum Diversity Combining and Equalization in Data Transmission with Application to Cellular Mobile Radio - Part I: Theoretical Considerations, *IEEE Trans. Commun.*, COM-40, 5 (1992) 885–894.
87. Balaban, P. ve Salz, J., Optimum Diversity Combining and Equalization in Data Transmission with Application to Cellular Mobile Radio - Part II: Numerical results, *IEEE Trans. Commun.*, COM-40, 5 (1992) 895–907.
88. Winters, J. H., Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, JSAC-2, 4 (1984) 528–539.
89. Griffiths, L. J., A comparison of multidimensional Wiener and maximum-likelihood filters for antenna arrays, *IEEE Proceedings*, 55 (1967) 2045.2047.
90. Flieller, A., Larzabal, P. ve Clergeot H., Applications of high resolution array processing techniques for mobile communication system, *IEEE Intelligent Vehicles Symp.*, 1994, Paris, France, 606–611.
91. Winters J. H., Salz J. ve Gitlin R. D., The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems, *IEEE Trans. Communications.*, 42 (1994) 1740–1751.
92. Choi S. ve Kim D. H., Adaptive antenna array utilizing the conjugate gradient method for compensation of multipath fading in a land mobile communication, *IEEE 42nd Vehicular Technology Conf.*, 1992, Denver, CO, 33–36.
93. Miller M. I. ve Fuhrmann D. R., Maximum likelihood narrow-band direction finding and the EM algorithm, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 38 (1990) 1560-1577.

94. Youn W. S. ve Un C. K., Eigenstructure method for robust array processing, Electron. Lett., 26 (1990) 678–680.
95. Haimovich, A. M. ve Bar-Ness, Y., An eigenanalysis interference canceller, IEEE Trans. Signal Processing, 39 (1991) 76–84.
96. Tufts D. W. ve Melissinos C. D., Simple, effective computation of principal eigenvectors and their eigenvalues and application to high-resolution estimation of frequencies, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP–34 (1986) 1046–1053.
97. Roy R. ve Kailath T., ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP–37 (1989) 984–995.
98. Wang, Y. ve Cruz J. R., Adaptive antenna arrays for cellular CDMA cellular communication systems, IEEE ICASSP, 1995, Detroit, 1725–1728.
99. Van Veen B. D., Adaptive convergence of linearly constrained beamformers based on the sample covariance matrix, IEEE Trans. Signal Processing, 39 (1991) 1470-1473.
100. Morales L., Smart Antenna Adaptive Algorithms Development for 3G Cellular Communication with Training Signal, Computing research Conference, Puerto Rico, 2004.
101. Haykin, S., Adaptive Filter Theory: Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2002.
102. Raleigh G. ve Paulraj A., Time varying vector channel estimation for adaptive spatial equalization, In the Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, 1995, 218-224.
103. Göğüsdere, Ş., Adaptif Antenlerde Işın Demeti Oluşturma Algoritmaları, Yüksek Lisans, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon, Ağustos 2000.
104. Kwong R. H. ve Johnston E. W., A variable step size LMS algorithm, IEEE Trans. Signal Processing, 40 (1992) 1633–1642.
105. Kwong C. P., Robust design of the LMS algorithm, IEEE Trans. Signal Processing, 40 (1992) 2613–2616.
106. Chen R. Y. ve Wang C. L., On the optimum step size for the adaptive sign and LMS algorithms, IEEE Trans. Circuits Syst., 37 (1990) 836–840.
107. Göğüsdere Ş., Kaya H. ve Oğuz.Y. , Adaptif Antenlerde DLMS Algoritmasının Çalışma Bölgesi ve Başarımı, Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Pamukkale, Türkiye, 2002.
108. Fernandez, J., Corden, I. R. ve Barrett, M., Adaptive array algorithms for optimal combining in digital mobile communication systems Inst. Elect. Eng. 8th Int. Conf. Antennas and Propagation, 1993, Edinburgh, Scotland, 983–986.
109. Wang, Y. ve Cruz J. R., Adaptive antenna arrays for the reverse link of CDMA cellular communication systems, Electronics Letters, 30 (1994) 1017–1018.
110. Biedka, T. E., A General Framework for the Analysis and Development of Blind Adaptive Algorithms, Doktora tezi, Virginia Tech, 2001

111. Choi S., Application of the Conjugate Gradient Method for Optimum Array Processing, Elsevier, 5 (1991).
112. Suard B., Naguib A. F., Xu G. ve Paulraj A., Performance of CDMA mobile communication systems using antenna arrays, IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing(ICASSP), 1993, Minneapolis, 153-156.
113. Khalaj B. H., Paulraj A. ve Kailath T., 2D RAKE receivers for CDMA cellular systems, In the Proceedings of IEEE Globecom (1994) 400-404.
114. Tanaka S., Sawasashi M. ve Adachi F., Pilot symbol-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-SS mobile radio reverse link, IEICE Trans. Commun., E80-A (1997) 2445-2454.
115. Zahid K. A., Space Time Processing for the Wideband CDMA System, Yüksek Lisans Tezi, Virginia Tech, 2001.
116. Dell'Anna, M. ve Aghvami, A.H., Performance of optimum and suboptimum combining at the antenna array of a W-SS system, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17, 12 (1999) 2123-2137.
117. Pal, A., Lee, B. S., Rogers, P., Hilton, G., Beach, M. ve Nix, A., Effect of antenna element properties and array orientation on performance of MIMO systems, Wireless Communication Systems, 2004, 1st International Symposium, 20-22 Eylül. 2004, 120 – 124.
118. Singer, A. Space vs. polarization diversity. Wireless Review. 15 (1998) 164–166.
119. Inan, S.U. ve Inan, A.S., Electromagnetic Waves, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
120. Carlsson, C., Fullér, R. ve Majlender, P., Expected value, variance, covariance and correlation of possibility distributions, Cybernetics and Systems 2004, Proceedings of the Sixteenth European Meeting on Cybernetics and Systems Research, 13-16 Nisan 2004, Vienna.
121. Adachi, F., Feeny, M., Williamson, A. ve Parsons J., Cross Correlation between the Envelopes of 900 MHz Signals Received at a Mobile Radio Base Station Site, IEE Proceedings Pt. F., 133 (1986) 506-512.
122. Durgin, G., D., Theory of Stochastic Local Area Channel Modeling For Wireless Communications, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Aralık 2000.
123. [http://en.wikipedia.org/wiki/Ergodic\\_theory](http://en.wikipedia.org/wiki/Ergodic_theory), Wikipedia Free Encyclopedia, 2006.
124. Janaswamy, R., Radiowave Propagation and Smart antennas For Wireless Communications, Kluwer Academic Publisher, U.S.A., 2001.
125. Reed, D., Smith, J., Rodriguez, A. ve Calcev, G., Spatial channel models for multi-antenna systems, 58<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference, 2003. Cilt 1, 6-9 Eylül 2003, 99 – 103.
126. Chandran, S., Adaptive Antenna Arrays Trends and Applications, Springer, Almanya, 2004.
127. Siriteanu, C. ve Steven, D., Blostein Maximal-ratio eigen-combining: A performance analysis, Can. J. Elect. Comput. Eng., 29, 1/2 (2004).

128. Bogachev, V. M. ve Kiselev, I. G., Optimum combining of signals in space-diversity reception, Telecommun. Radio Eng., 34, 35 (1980) 83–85.
129. Shah, A. ve Haimovich A.M., Performance analysis of optimum combining in wireless communications with Rayleigh fading and cochannel interference, IEEE Communications Transactions, 46, 4 (1998) 473 – 479.
130. Winters, J.H. ve Salz, J., Upper bounds on the bit-error rate of optimum combining in wireless systems, IEEE Transactions Communications, 46, 12 (1998) 1619 – 1624.
131. Mallik, R.K., Win, M.Z. ve Chiani, M., Exact analysis of optimum combining in interference and noise over a Rayleigh fading channel, Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference, Cil4 3, 2002, 1954-1958.
132. Aalo, V. A. ve Zhang, J., Performance of antenna array systems with optimum combining in a Rayleigh fading environment, IEEE Commun.Lett., 4 (2000) 125–127.
133. Chiani, M., Win, M. Z., Zanella, A., Mallik, R. K. ve Winters, J. H., Bounds and approximations for optimum combining of signals in the presence of multiple cochannel interferers and thermal noise, IEEE Trans. Commun., 51 (2003) 296–307.
134. Win, M. Z., Chiani, M. ve Zanella A., An analytical frame work for the performance evaluation of optimum combining for M-ary signals, Information Sciences and Systems Conference, 2002.
135. Lao D. ve Haimovich, A.M., Exact Average Symbol Error Probability of Optimum Combining With Arbitrary Interference Power, IEEE Communications Letters, 8, 4 (2004) 226-228.
136. Lao, D. ve Haimovich, A., Exact closed-form performance analysis of optimum combining with multiple co-channel interferers and Rayleigh fading, IEEE Trans. Commun., 51 (2003) 995–1003.
137. Zhang, Q. T. ve Cui, X. W., Outage Probability for Optimum Combining of Arbitrarily Faded Signals in the Presence of Correlated Rayleigh Interferers, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 53, 4 (2004) 1043.
138. Mallik, R., K., Win, M., Z., Chiani, M. ve Zanella, A., Bit-Error Probability for Optimum Combining of Binary Signals in the Presence of Interference and Noise, IEEE Transactions on Wireless Communications 3, 2 (2004) 395-407.
139. Simon, M. K. ve Alouini, M.,S, Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2000.
140. Kwak J., S. ve Lee J., H., Performance analysis of optimum combining for dual-antenna diversity with multiple interferers in a Rayleigh fading channel IEEE Communications Letters, 6, 12 (2002) 541 – 543.
141. Ishide, A. ve Compton, R., Jr., On grating nulls in adaptive arrays, Antennas and Propagation, IEEE Transactions , 28, 4 (1980) 467–475.
142. Gupta, I. ve Ksienski, A., Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays, Antennas and Propagation, IEEE Transactions, 31, 5 (1983) 785 – 791.

## ÖZGEÇMİŞ

Şevket Göğüsdere, 1978 yılında Ankara'da doğdu. İlköğrenimini Kamil Ocak İlköğretim Okulunda, ortaöğrenimi Keçiören Lisesinde ve lise eğitimini Ankara Kimya Teknik Lisesinde tamamladı. 1994 yılında girdiği Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 1998 yılında başarıyla mezun oldu. Sonra özel bir firmada Mühendis olarak belli bir süre görev yaptıktan sonra 1998 yılında K.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği ana bilim dalında yüksek lisansa başladı ve aynı sene Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde araştırma görevlisi oldu. 2000 yılı Ocak ayında Enformatik Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve devam etti. 2000 yılında "Adaptif Antenlerde Işın Demeti Oluşturma Algoritmaları" konulu tezi ile yüksek lisans öğrenimini bitirdi. Aynı yıl K.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği ana bilim dalında doktora öğrenimine başladı. Enformatik Bölümü görevi süresince e-üniversite projesinde yazılım geliştirici, UNIX sistem yöneticiliği, Enformatik Bölüm Başkan Yardımcılığı görevlerinde bulundu. Akademik araştırma alanları, elektromanyetik dalga yayılımı, akıllı anten sistemleri, 3.nesil WCDMA sistemlerinde uzay-zaman işaret işleme ve adaptif algoritmalar üzerinedir. Halen Enformatik Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır. Ayrıca evli ve iki çocuk babasıdır.