

**T.C.**  
**GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ**  
**MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÖNDÜRME ÇEŞİTLEMELİ**  
**HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN ÇOK**  
**ANTENLİ YAPILAR İÇİN NAKAGAMİ-*m***  
**SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA**  
**PERFORMANSI**

**Ahmet YILMAZ**  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**GEBZE**

**2009**

**T.C.**  
**GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ**  
**MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÖNDÜRME ÇEŞİTLEMELİ**  
**HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN ÇOK**  
**ANTENLİ YAPILAR İÇİN NAKAGAMİ-*m***  
**SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA**  
**PERFORMANSI**

**Ahmet YILMAZ**  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**TEZ DANIŞMANI**  
**Doç. Dr. Oğuz KUCUR**

**GEBZE**  
**2009**



## YÜKSEK LİSANS TEZİ JÜRİ ONAY SAYFASI

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..... tarih ve ..... sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından ..... tarihinde tez savunma sınavı yapılan Ahmet YILMAZ'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

### JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Doç Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Serdar Süer ERDEM

### ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ...../...../20... tarih ve ...../..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

## ÖZET

**TEZİN BAŞLIĞI** : DÖNDÜRME ÇEŞİTLEMELİ HABERLEŞME  
SİSTEMLERİNİN ÇOK ANTENLİ YAPILAR İÇİN  
NAKAGAMI- $m$  SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA  
PERFORMANSI

**YAZAR ADI** : Ahmet YILMAZ

Döndürme çeşitlemesi telsiz haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sönümlemeden ötürü düşük hata performansını arttırmak için kullanılan bir çeşitleme tekniğidir. Bu teknik kısaca, geleneksel Faz Kaydırmalı Anahtarlama (FKA) işaret kümesinin döndürülmesi ve bileşen serpiştirme tekniğinin kullanılmasıdır.

Bu tezde döndürme çeşitlemesinin düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallarda analizi yapılmış, simülasyon sonuçlarıyla analiz sonuçları desteklenmiştir.  $M = 2,4,8$  seviyeli FKA modülasyonları için optimum döndürme açıları elde edilmiştir. Ardından döndürme çeşitlemesi çok antenli yapılar üzerinde simülasyonlar aracılığı ile uygulanmıştır. Çok antenli yapılar için de optimum döndürme açıları elde edilerek, anten çeşitlemeli sistemlerin döndürme çeşitlemesi ile elde edilen İşaret Gürültü Oranı (İGO) kazançları ve çeşitleme dereceleri incelenmiştir.

**ANAHTAR KELİMELER** : Döndürme Çeşitlemesi, Anten çeşitleme, Faz  
Kaydırmalı Anahtarlama, Sönümlemeli Kanal,  
Nakagami- $m$

## SUMMARY

**TITLE OF THE THESIS** : PERFORMANCE OF COMMUNICATION  
SYSTEMS USING ROTATION DIVERSITY  
FOR MULTIPLE ANTENNA SYSTEMS  
OVER NAKAGAMI- $m$  FADING CHANNELS

**AUTHOR** : Ahmet YILMAZ

Rotation Diversity is a diversity technique which is used to improve the low error performance of wireless communication systems over fading channels. Briefly, this technique is to rotate conventional Phase Shift Keying (PSK) signal constellation and use component interleaving.

In this thesis, the rotation diversity is analyzed over frequency non-selective slowly Nakagami- $m$  fading channels and results of analysis are supported by the simulation results. Optimum rotation angles are found for  $M = 2, 4, 8$  PSK. Then, rotation diversity is applied on multiple antenna systems by the simulations. After obtaining the optimum rotation angles for multiple antenna systems the Signal to Noise Ratio (SNR) gain and the diversity order of the antenna diversity systems with rotation diversity are studied.

**KEYWORDS** : Rotation Diversity, Antenna Diversity, Phase  
Shift Keying, Fading Channels, Nakagami- $m$

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca yardımlarını ve değerli zamanını esirgemeyen, çalışmalarımnda beni yönlendiren danışmanım, hocam Doç. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Sevgili arkadaşlarım Araş. Gör. Hüseyin Arda ÜLKÜ ve Araş. Gör. Ahmet Faruk COŞKUN'a,

Yüksek lisans eğitimim boyunca maddi desteğiyle yanımda olan ülkemizin güzide araştırma kurumu TÜBİTAK'a,

ve her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme teşekkürlerimi sunarım.

Haziran 2009

Ahmet YILMAZ

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

|                                                                                         |      |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|------|
| ÖZET                                                                                    | iv   |
| SUMMARY                                                                                 | v    |
| TEŞEKKÜR                                                                                | vi   |
| İÇİNDEKİLER DİZİNİ                                                                      | vii  |
| KISALTMALAR DİZİNİ                                                                      | x    |
| ŞEKİLLER DİZİNİ                                                                         | xi   |
| TABLolar DİZİNİ                                                                         | xvii |
| 1. GİRİŞ                                                                                | 1    |
| 1.1. Tez Konusu ve Gerekliliği                                                          | 3    |
| 1.2. Tezin İçeriği                                                                      | 3    |
| 2. HABERLEŞME KANALI ETKİLERİ VE SÖNÜMLEME                                              | 5    |
| 2.1. Yol Kaybı (Büyük Ölçekli Sönümleme)                                                | 5    |
| 2.2. Gölgeleme (Orta Ölçekli Sönümleme)                                                 | 6    |
| 2.3. Çok Yollu Sönümleme (Küçük Ölçekli Sönümleme)                                      | 6    |
| 2.3.1. Çok Yollu Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması                               | 8    |
| 2.3.1.1 Yavaş Sönümlemeli Kanallar                                                      | 8    |
| 2.3.1.2 Hızlı Sönümlemeli Kanallar                                                      | 8    |
| 2.3.1.3 Frekans Seçici Olmayan (Düz) Kanal                                              | 8    |
| 2.3.1.4 Frekans Seçici Kanal                                                            | 9    |
| 2.3.2. Sönümlemeli Kanalların İstatistiksel Modelleri                                   | 9    |
| 2.3.2.1 Rayleigh Kanal Modeli                                                           | 9    |
| 2.3.2.2 Ricean Kanal Modeli                                                             | 9    |
| 2.3.2.3 Nakagami- $m$ Kanal Modeli                                                      | 10   |
| 3. FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA MODÜLASYONU VE ÇEŞİTLEMESİZ DURUMLARDA PERFORMANSI        | 12   |
| 3.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu                                             | 13   |
| 3.2. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonunun Çeşitlemesiz Durumlarda Hata Performansı | 18   |

|        |                                                                    |    |
|--------|--------------------------------------------------------------------|----|
| 3.2.1. | 2-FKA'nın Hata Performansı                                         | 20 |
| 3.2.2. | 4-FKA'nın Hata Performansı                                         | 22 |
| 3.2.3. | 8-FKA'nın Hata Performansı                                         | 23 |
| 4.     | ANTEN ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ                                         | 26 |
| 4.1.   | Çeşitleme Tekniklerine Genel Bakış                                 | 26 |
| 4.2.   | Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri                                   | 27 |
| 4.2.1. | En Büyük Oranlı Birleştirme Tekniği                                | 27 |
| 4.2.2. | Eşit Kazançlı Birleştirme Tekniği                                  | 30 |
| 4.2.3. | Seçmeli Birleştirme                                                | 34 |
| 4.2.4. | Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme Tekniği                       | 37 |
| 4.3.   | Verici Anten Çeşitleme Teknikleri                                  | 39 |
| 4.3.1. | Verici Anten Seçimli Sistemler                                     | 41 |
| 4.3.2. | VAS/EBOB Sistemin Hata Performansı                                 | 43 |
| 5.     | DÖNDÜRÜLMÜŞ FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA VE HATA PERFORMANSI         | 45 |
| 5.1.   | Döndürme Bileşen Serpiştirme Çeşitlemesi                           | 45 |
| 5.1.1. | Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemeli Sistemin Verici Yapısı | 46 |
| 5.1.2. | Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemeli Sistemin Alıcı Yapısı  | 47 |
| 5.2.   | DBSC'li Sistemin Hata Performansı Analizi                          | 49 |
| 5.3.   | Döndürülmüş FKA'nın Hata Performansı                               | 55 |
| 5.3.1. | 2-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı  | 56 |
| 5.3.2. | 4-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı  | 63 |
| 5.3.3. | 8-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı  | 69 |
| 6.     | DÖNDÜRME ÇEŞİTLEMESİNİN ÇOK ANTENLİ YAPILAR ÜZERİNDE UYGULANMASI   | 77 |
| 6.1.   | Alıcı Anten Çeşitlemesi Üzerinde Uygulanması                       | 77 |
| 6.1.1. | EBOB Tekniği Üzerine Uygulamalar                                   | 78 |

|         |                                               |     |
|---------|-----------------------------------------------|-----|
| 6.1.1.1 | 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 79  |
| 6.1.1.2 | 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 82  |
| 6.1.1.3 | 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 86  |
| 6.1.2.  | EKB Tekniği Üzerine Uygulamalar               | 90  |
| 6.1.2.1 | 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 90  |
| 6.1.2.2 | 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 94  |
| 6.1.2.3 | 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 98  |
| 6.1.3.  | SB Tekniği Üzerine Uygulamalar                | 101 |
| 6.1.3.1 | 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 102 |
| 6.1.3.2 | 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 105 |
| 6.1.3.3 | 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 108 |
| 6.1.4.  | GSB Tekniği Üzerine Uygulamalar               | 112 |
| 6.1.4.1 | 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 113 |
| 6.1.4.2 | 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 115 |
| 6.1.4.3 | 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 118 |
| 6.2.    | Verici Anten Çeşitlemesi Üzerinde Uygulanması | 120 |
| 6.2.1.  | VAS/EBOB Tekniği Üzerine Uygulamalar          | 120 |
| 6.2.1.1 | 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 121 |
| 6.2.1.2 | 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 125 |
| 6.2.1.3 | 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları   | 129 |
| 7.      | SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR       | 134 |
|         | KAYNAKLAR                                     | 136 |
|         | ÖZGEÇMİŞ                                      | 139 |

## KISALTMALAR DİZİNİ

| Kısaltmalar | Açıklama                                       |
|-------------|------------------------------------------------|
| EBOB        | : En Büyük Oranlı Birleştirme                  |
| EKB         | : Eşit Kazançlı Birleştirme                    |
| SB          | : Seçmeli Birleştirme                          |
| GSB         | : Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme         |
| DBSÇ        | : Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemesi  |
| BS          | : Bileşen Serpiştirme                          |
| FKA         | : Faz Kaydırmalı Anahtarlama                   |
| SHO         | : Sembol Hata Olasılığı                        |
| VAS         | : Verici Anten Seçimi                          |
| BG          | : Bant Genişliği                               |
| İGO         | : İşaret Gürültü Oranı                         |
| BEGGEK      | : Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenen Kanal          |
| GKA         | : Genlik Kaydırmalı Anahtarlama                |
| FRKA        | : Frekans Kaydırmalı Anahtarlama               |
| SFFRKA      | : Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama |
| SFM         | : Sürekli Faz Modülasyonu                      |
| M-FKA       | : M düzeyli Faz Kaydırmalı anahtarlama         |
| 2-FKA       | : İki düzeyli Faz Kaydırmalı anahtarlama       |
| 4-FKA       | : Dört düzeyli Faz Kaydırmalı anahtarlama      |
| 8-FKA       | : Sekiz düzeyli Faz Kaydırmalı anahtarlama     |
| EMB         | : En Muhtemeli Bulma                           |
| MÜF         | : Moment Üreten Fonksiyon                      |
| BHO         | : Bit Hata Olasılığı                           |
| ÇD          | : Çeşitleme Derecesi                           |
| RF          | : Radyo Frekansı                               |
| KDB         | : Kanal Durum Bilgisi                          |

## ŞEKİLLER DİZİNİ

| <b><u>Sekil</u></b>                                                                                    | <b><u>Sayfa</u></b> |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|
| 2.1. Çok yollu haberleşme kanalına ilişkin gösterim                                                    | 7                   |
| 2.2 Nakagami- $m$ dağılımının OYF eğrileri                                                             | 11                  |
| 3.1 2-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı                                                         | 15                  |
| 3.2 4-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı                                                         | 15                  |
| 3.3 Başlangıç fazı $45^\circ$ olan 4-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı                          | 16                  |
| 3.4 8-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı                                                         | 17                  |
| 3.5 Faz kaydırmalı anahtarlama alıcısı                                                                 | 18                  |
| 3.6 2-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$ sönümlemeli kanalda hata performans eğrileri                    | 22                  |
| 3.7 4-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$ sönümlemeli kanalda hata performans eğrileri                    | 25                  |
| 3.8 8-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$ sönümlemeli kanalda hata performans eğrileri                    | 25                  |
| 4.1 EBOB tekniğinin birleştirici yapısı                                                                | 28                  |
| 4.2 EBOB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi $m = 1$ , Rayleigh kanal) | 29                  |
| 4.3 EBOB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri ( $L = 2$ )                                  | 30                  |
| 4.4 Eşit kazançlı birleştirici                                                                         | 31                  |
| 4.5 EKB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi $m = 1$ , Rayleigh kanal)  | 33                  |
| 4.6 EKB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri ( $L = 2$ )                                   | 34                  |
| 4.7 SB tekniğinin birleştiricisi                                                                       | 35                  |
| 4.8 SB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi $m = 1$ , Rayleigh kanal)   | 36                  |
| 4.9 SB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri ( $L = 2$ )                                    | 36                  |
| 4.10 GSB tekniği birleştiricisi                                                                        | 37                  |
| 4.11 GSB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi $m = 1$ , Rayleigh kanal) | 38                  |
| 4.12 GSB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (GSB(4;2))                                   | 39                  |
| 4.13 VAS/EBOB sisteminin yapısı                                                                        | 42                  |
| 4.14 VAS/EBOB (2;1,1) sistemin performans eğrileri                                                     | 43                  |

|                                                                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.15 VAS/EBOB (2;1,2) sistemin performans eğrileri                                                               | 44 |
| 5.1 Geleneksel 4-FKA ve işaret diyagramı döndürülmüş 4-FKA modülasyonlarına ait işaret kümeleri                  | 46 |
| 5.2 DBSÇ'li sistemin verici yapısı                                                                               | 47 |
| 5.3 DBSÇ'li sistemin alıcı yapısı                                                                                | 48 |
| 5.4 Döndürülmüş 2-FKA işaret kümesi                                                                              | 56 |
| 5.5 2-FKA modülasyonu için döndürme açısına bağlı olarak BHO değişimi (Nakagami- $m$ kanal parametresi $m = 1$ ) | 58 |
| 5.6 2-FKA modülasyonu için döndürme açısına bağlı olarak BHO değişimi (Nakagami- $m$ kanal parametresi $m = 2$ ) | 59 |
| 5.7 $\text{İGO} = 20\text{dB}$ için Döndürülmüş 2-FKA modülasyonuna ait Döndürme açısı-BHO değişimi              | 59 |
| 5.8 2-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen performans eğrileri                                              | 60 |
| 5.9 DBSÇ'nin sönümlleme parametresi üzerine etkisi                                                               | 62 |
| 5.10 Geleneksel 4-FKA ve döndürülmüş 4-FKA işaret kümelerine ait işaret diyagramı                                | 63 |
| 5.11 Döndürülmüş 4-FKA modülasyonu için İGO-Optimum Döndürme Açısı değişimi                                      | 65 |
| 5.12 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonunun $m = 4$ için Döndürme açısı-SHO eğrileri                               | 66 |
| 5.13 4-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen performans eğrileri                                             | 67 |
| 5.14 DBSÇ'nin sönümlleme parametresi üzerine etkisi                                                              | 68 |
| 5.15 Geleneksel 8-FKA ve döndürülmüş 8-FKA işaret kümelerine ait işaret diyagramı                                | 69 |
| 5.16 Döndürülmüş 8-FKA modülasyonu için İGO-Optimum Döndürme Açısı değişimi                                      | 72 |
| 5.17 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonunun $m = 4$ için Döndürme açısı-SHO eğrileri                               | 73 |
| 5.18 DBSÇ'siz, DBSÇ'li ( $\theta = 25^\circ$ ) ve sadece BS 8-FKA modülasyonlarının performans eğrileri          | 74 |
| 5.19 8-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen performans eğrileri                                             | 75 |
| 5.20 8-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen hata performansı eğrileri                                       | 76 |
| 6.1 DBSÇ'li alıcı anten çeşitleme tekniğinde kullanılan alıcı yapısı                                             | 77 |
| 6.2 DBSÇ'li 2-FKA EBOB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 2$ )                                      | 79 |

|                                                                                                              |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 6.3 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli EBOB için hata performansı eğrileri                 | 80 |
| 6.4 DBSÇ'li $L = 2$ durumlu EBOB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )             | 81 |
| 6.5 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 4$ durumlu EBOB için hata performansı eğrileri                 | 82 |
| 6.6 DBSÇ'li 4-FKA ve EBOB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ , $m = 1$ )                     | 83 |
| 6.7 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli EBOB için hata performansı eğrileri                 | 84 |
| 6.8 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 2$ EBOB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )            | 85 |
| 6.9 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve $L = 4$ antenli EBOB için hata performansı eğrileri                 | 86 |
| 6.10 DBSÇ'li 8-FKA ve EBOB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ , $m = 0.5$ )                  | 87 |
| 6.11 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 2$ antenli EBOB tekniğinin hata performans eğrileri                               | 88 |
| 6.12 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 2$ durumlu EBOB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile karşılaştırılması ( $m = 0.5$ ) | 89 |
| 6.13 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve $L = 4$ antenli EBOB için hata performansı eğrileri                | 90 |
| 6.14 DBSÇ'li 2-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 2$ )                               | 91 |
| 6.15 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli EKB için hata performansı eğrileri                 | 92 |
| 6.16 DBSÇ'li 2-FKA $L = 2$ antenli EKB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )       | 93 |
| 6.17 DBSÇ'li 2-FKA ve $L = 4$ durumlu EKB için hata performansı eğrileri                                     | 94 |
| 6.18 DBSÇ'li 4-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ , $m = 1$ )                     | 95 |
| 6.19 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli EKB için hata performansı eğrileri                 | 95 |
| 6.20 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 2$ antenli EKB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )    | 96 |
| 6.21 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 4$ antenli EKB için hata performansı eğrileri                                     | 97 |

|                                                                                                                                |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.22 DBSÇ'li 8-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ ,<br>$m = 1$ )                                    | 98  |
| 6.23 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli EKB için hata<br>performansı eğrileri                                | 99  |
| 6.24 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 2$ durumlu EKB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile<br>karşılaştırılması ( $m = 1$ )                   | 100 |
| 6.25 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 4$ durumlu EKB için hata performansı eğrileri                                                       | 101 |
| 6.26 DBSÇ'li 2-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 2$ )                                                  | 102 |
| 6.27 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli SB için hata<br>performansı eğrileri                                 | 103 |
| 6.28 DBSÇ'li 2-FKA $L = 2$ antenli SB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile<br>karşılaştırılması ( $m = 1$ )                       | 104 |
| 6.29 DBSÇ'li 2-FKA ve $L = 4$ antenli SB için hata performansı eğrileri                                                        | 104 |
| 6.30 DBSÇ'li 4-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ ,<br>$m = 1$ )                                     | 105 |
| 6.31 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli SB için hata<br>performansı eğrileri                                 | 106 |
| 6.32 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 2$ antenli SB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile<br>karşılaştırılması ( $m = 1$ )                    | 107 |
| 6.33 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 4$ antenli SB için hata performansı eğrileri                                                        | 108 |
| 6.34 DBSÇ'li 8-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ ,<br>$m = 1$ )                                     | 109 |
| 6.35 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve $L = 2$ antenli SB için hata<br>performansı eğrileri                                 | 110 |
| 6.36 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 2$ antenli SB tekniğinin $L = 3$ ve $L = 4$ ile<br>karşılaştırılması                                | 111 |
| 6.37 DBSÇ uygulanmış 8-FKA ve SB tekniği $L = 4$ için hata performansı eğrileri                                                | 112 |
| 6.38 DBSÇ'li 2-FKA GSB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 4; 2$ )                                                 | 113 |
| 6.39 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 4; 2$ durumlu GSB için hata<br>performansı eğrileri                             | 114 |
| 6.40 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 4; 2$ durumlu GSB tekniğinin $L = 4; 3$ , $L = 4$ (EBOB)<br>$L = 5$ (EBOB) ve ile karşılaştırılması | 115 |
| 6.41 DBSÇ'li 4-FKA ve GSB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 4; 2$ )                                              | 116 |

|                                                                                                                                       |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.42 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve $L = 4; 2$ durumlu GSB için hata performansı eğrileri                                       | 116 |
| 6.43 DBSÇ'li 4-FKA ve $L = 4; 2$ durumlu GSB tekniğinin, $L = 4$ ve $L = 5$ (EBOB) teknikleri ile karşılaştırılması                   | 117 |
| 6.44 DBSÇ'li 8-FKA ve GSB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 4; 2$ )                                                     | 118 |
| 6.45 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve $L = 4; 2$ durumlu GSB için hata performansı eğrileri                                       | 119 |
| 6.46 DBSÇ'li 8-FKA ve $L = 4; 2$ durumlu GSB tekniğinin, $L = 4$ ve $L = 5$ (EBOB) teknikleri ile karşılaştırılması                   | 120 |
| 6.47 DBSÇ'li 2-FKA ve VAS/EBOB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi, (2,1; 1)                                                     | 121 |
| 6.48 DBSÇ'li 2-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri                                            | 122 |
| 6.49 DBSÇ'li 2-FKA ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1; 1) ve (4,1; 1) ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )                     | 123 |
| 6.50 DBSÇ'li 2-FKA ve (4,1; 1) VAS/EBOB için hata performansı eğrileri                                                                | 124 |
| 6.51 DBSÇ'li 2-FKA ve (2,1; 2) VAS/EBOB sisteminin performans eğrileri                                                                | 124 |
| 6.52 DBSÇ'li 4-FKA ve VAS/EBOB (2,1; 1) tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $m = 1$ )                                          | 125 |
| 6.53 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri                                    | 126 |
| 6.54 DBSÇ'li 4-FKA ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1; 1) ve (4,1; 1) VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması ( $m = 1$ ) | 127 |
| 6.55 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve (4,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri                                    | 128 |
| 6.56 DBSÇ uygulanmış 4-FKA ve (2;1,2) VAS/EBOB sistemi için hata performansı eğrileri                                                 | 129 |
| 6.57 DBSÇ'li 8-FKA ve VAS/EBOB (2,1; 1) tekniği için döndürme açısı SHO değişimi                                                      | 130 |
| 6.58 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri                                    | 130 |
| 6.59 DBSÇ'li 8-FKA ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1; 1) ve (4,1; 1) VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması ( $m = 1$ ) | 131 |

|                                                                                                       |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.60 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve (4,1; 1) durumlu VAS/EBOB için<br>hata performansı eğrileri | 132 |
| 6.61 DBSÇ uygulanmış 8-FKA ve (2;1,2) VAS/EBOB sistemi için hata performansı<br>eğrileri              | 133 |

## TABLOLAR DİZİNİ

| <b><u>Tablo</u></b>                                                                                               | <b><u>Sayfa</u></b> |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|
| 5.1 2-FKA için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları                                                                | 61                  |
| 5.2 4-FKA'nın farklı $m$ değerleri için elde edilen Optimum açıl değerleri (Yüksek İGO)                           | 65                  |
| 5.3 4-FKA için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları                                                                | 67                  |
| 5.4 8-FKA'nın farklı $m$ değerleri için elde edilen Optimum açıl değerleri (Yüksek İGO)                           | 72                  |
| 5.5 8- FKA için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları                                                               | 75                  |
| 6.1 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 80                  |
| 6.2 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 82                  |
| 6.3 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 84                  |
| 6.4 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 86                  |
| 6.5 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 88                  |
| 6.6 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 90                  |
| 6.7 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları  | 91                  |
| 6.8 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları  | 93                  |
| 6.9 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları  | 96                  |
| 6.10 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 97                  |
| 6.11 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 99                  |
| 6.12 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları | 101                 |

|                                                                                                                                      |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.13 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan SB<br>teknikğine göre elde edilen İGO kazançları                 | 103 |
| 6.14 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan SB<br>teknikğine göre elde edilen İGO kazançları                 | 106 |
| 6.15 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve $L = 4; 2$ durumlu GSB teknikğinin,<br>$L = 4; 2$ durumuna göre elde edilen İGO kazançları | 113 |
| 6.16 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece GSB(4;2) çeşitlemeli<br>sisteme göre elde edilen İGO kazançları                   | 117 |
| 6.17 DBSÇ'li 2-FKA ve VAS/EBOB (2;1,1) teknikğinin sadece VAS/EBOB (2;1,1)<br>çeşitlemeli sisteme göre elde edilen İGO kazançları    | 122 |
| 6.18 DBSÇ'li 4-FKA ve VAS/EBOB (2;1,1) teknikğinin sadece VAS/EBOB (2;1,1)<br>çeşitlemeli sisteme göre elde edilen İGO kazançları    | 126 |

# 1. GİRİŞ

Günümüzde haberleşme sistemleri vazgeçilmez bir insan ihtiyacıdır. Haberleşme sistemlerinin performansının artırılması ve daha kısa zamanda daha fazla bilgiyi bozulmadan kaynaktan hedefe taşımak haberleşme alanında çalışan birçok araştırmacının başlıca ilgi alanını oluşturmaktadır. Haberleşme sistemlerinin performansı, işaret gücünün kanalda eklenen gürültünün gücüne oranına ve kanalın bir diğer bozucu etkisi olan sönümlemenin şiddetine göre bir hayli değişmektedir. Sönümleme şiddeti arttıkça kanalın performansı kötüleşmekte; sönümleme şiddeti azaldıkça sistemin performansı sadece gürültülü kanalın performansına eşit olmaktadır [1]. Bu sebeple sönümleme etkisini azaltmak gerekir.

Sönümleme etkisini azaltmak ve haberleşme sisteminin performansını arttırmak için haberleşme sistemi üzerinde çeşitleme adı verilen teknikler uygulanır. Çeşitleme, bilgi işaretinin vericiden alıcıya, bağımsız sönümleme etkilerine maruz kalmış birkaç farklı kopyasının ulaşmasını sağlayan teknikler olarak adlandırılabilir. Bu teknikler sayesinde alıcı uca farklı etkilere maruz kalmış işaretler ulaşır ki alınan işaretler doğru şekilde birleştirilmesi koşuluyla bir performans artışı elde edilebilir. Bu tekniklerle elde edilen kazançlara çeşitleme kazancı denir. Çeşitleme birçok şekilde uygulanabilir. Zamanda çeşitleme, frekansta çeşitleme, modülasyon çeşitlemesi, uzay çeşitlemesi şeklinde uygulanabilen çeşitleme teknikleri, birbirlerinin birleşimlerinden oluşan uzay-zaman çeşitlemesi, uzay-frekans çeşitlemesi v.b. şeklinde de uygulanabilir [1]-[8].

Uzay çeşitlemesi başka bir deyişle anten çeşitlemesi telsiz haberleşme sistemlerinde uzun yıllardır kullanılan, değişik formlarda da kullanılmaya başlanan ve bundan sonra da üzerinde yapılan araştırmalardan anlaşıldığı üzere kullanılmaya devam edilecek olan bir çeşitleme tekniği olarak göze çarpmaktadır. Anten çeşitleme tekniğini verici tarafta veya alıcı tarafta gerçeklemek mümkündür. En bilinen alıcı anten çeşitleme teknikleri; En Büyük Oranlı Birleştirme (EBOB), Eşit Kazançlı Birleştirme (EKB), Seçmeli Birleştirme (SB) ve Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme (GSB)'dir. EBOB tekniğinde alıcı antenlerden alınan işaretler kanal tahmini yapılmak suretiyle ve faz kompanzasyonundan sonra kendi kanal kazançları ile

çarpılarak birleştirilirler. EKB yönteminde alıcı antenlerden alınan işaretler faz kompanzasyonundan sonra doğrudan birleştirilirler. SB yönteminde en kuvvetli işareti alan anten seçilir. GSB yönteminde ise en kuvvetli işareti alan birkaç anten seçiler ve bu antenlerden alınan işaretler EBOB veya EKB tekniği kullanılarak birleştirilirler. Verici anten çeşitleme teknikleri ise geribildirimli veya geribildirimsiz olarak sınıflandırılabilirler. Ayrıca verici anten çeşitleme teknikleri, anten seçimli anten seçimsiz olarak da sınıflandırılabilir. [7],[8].

Bunların dışında bir diğer çeşitleme tekniği de modülasyon çeşitlemesi veya bir diğer adı ile Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemesi (DBSC) olarak bilinen tekniktir. Döndürme çeşitlemesinde verici tarafta bir veya iki boyutlu işaret uzayına sahip modülasyon çeşidinin işaret diyagramı döndürülür ve işaretlere ait reel ve imajiner bileşenler kendi aralarında belli bir kurala göre serpiştirilirler. Alıcı tarafta ise verici tarafta uygulanan serpiştirme kuralının tersi kuralla geri serpiştirme yapılır. Bu yolla işarete ait bileşenlerin farklı sönmülemelere maruz kalmaları sağlanır. Bu işlemler neticesinde bileşen düzeyinde bir çeşitleme elde edilmiş olur. Döndürme çeşitlemesi ile işaretler arası uzaklık sabit kaldığından sönmülemesiz kanal için döndürme çeşitlemesi herhangi bir performans artışına veya azalmasına sebep olmaz [9]-[16].

Bu tezde döndürme çeşitlemesi Faz Kaydırmalı Anahtarlama (FKA) Modülasyonu üzerinde uygulanmış ve optimum döndürme açıları hem simülasyonlar aracılığı ile hem de elde edilen Sembol Hata Olasılığı (SHO)'nın analitik ifadesi üzerinden bulunmuştur. Ayrıca döndürme çeşitlemesinin alıcı anten çeşitleme senaryoları olan; EBOB, EKB, SB ve GSB üzerine uygulanmış ve optimum döndürme açıları simülasyonlar aracılığı ile bulunmuştur. Bunun yanında döndürme çeşitlemesi Verici Anten Seçimli (VAS) sistemler üzerinde de uygulanmıştır. Tüm anten çeşitlemeli durumlar için optimum açılar simülasyonlar aracılığı ile elde edilmiştir. Döndürme çeşitlemesinin anten çeşitlemeli sistemlerin performanslarına etkisi incelenmiştir.

## 1.1. Tez Konusu ve Gerekliliği

Sayısal haberleşme sistemlerinde iki önemli kaynak güç ve Bant Genişliği (BG) en iyi şekilde kullanılarak sistemin performansının maksimum yapılması istenir. Bu tezde kullanılan yöntemle herhangi bir fazladan güç harcama veya BG artırımı olmaksızın hata performansını arttıran DBSÇ, analizler ve simülasyonlar aracılığıyla incelenmiştir. Ayrıca DBSÇ tekniği anten çeşitlemeli ve anten seçimli durumlar üzerinde incelenmiştir. Bu sayede mobil haberleşme cihazları üzerine yerleştirilmesi zor olan çoklu antenli yapılarda kullanılabilecek anten sayısını sabit tutarak aynı çeşitleme derecesini elde edebilen bir sistem elde edilmiştir.

## 1.2. Tezin İçeriği

Tez toplamda yedi bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm giriş bölümü olup konunun öneminden bahsedilmektedir.

İkinci bölümde haberleşme kanalından ve haberleşme kanalındaki bozucu etkilerden bahsedilecektir. Kanaldaki bozucu etkilerden biri olan sönümleme etkisinin çeşitleri ve bazı istatistiksel modelleri üzerinde durulacaktır.

Üçüncü bölümde FKA modülasyonundan, FKA modülasyonlu sistemin alıcı yapısından ve çeşitlemesiz durumlardaki hata performansından bahsedilecektir.

Dördüncü bölümde anten çeşitlemeli sistemlerden bahsedilecek ve bu sistemler için farklı anten sayıları olması durumunda elde edilen hata performansları incelenecektir.

Beşinci bölümde DBSÇ tekniğinin düz ve yavaş Nakagami- $m$  Sönümlemeli kanallardaki hata performansının analizi yapılacak, DBSÇ'li sisteme ait SHO için bir üst sınır elde edilecektir. Bu üst sınır kullanılarak optimum döndürme açıları  $M = 2,4,8$  seviyeli FKA modülasyonları için elde edilecektir.

Altıncı bölümde DBSÇ tekniğinin çok antenli yapılar üzerinde uygulaması incelenecektir. Çok antenli yapılarda optimum döndürme açıları için simülasyonlar aracılığı ile bulunan değerler verilecektir. Sistemler için elde edilen İşaret Gürültü Oranı (İGO) kazançları ve çeşitleme dereceleri incelenecektir.

Yedinci ve son bölümde, sonuçların değerlendirmesi yapılacak ve gelecekte yapılması planlanan çalışmalardan bahsedilecektir.

## 2. HABERLEŞME KANALI ETKİLERİ VE SÖNÜMLEME

Telsiz haberleşme ortamından gönderilen bilgi işareti vericiden alıcıya ulaştığında en genel anlamda gürültü eklenmiş ve sönümlemeye veya zayıflamaya maruz kalmış olarak gelir. Gürültü, kanaldaki diğer radyo işaretlerinin girişimini ve kullanılan cihazlardaki elektronik elemanların ve güç yükselticilerinin etkilerini modelleyen, işarete eklenmek suretiyle işareti bozduğu ve rastgele değiştiği kabul edilen bir etkidir. Haberleşme sistemlerinde gürültünün istatistiksel modeli Gauss rastlantı süreci olarak kabul görmüştür [1]. Sönümleme, telsiz haberleşme sistemlerinde iletilen işaret üzerine çarpımsal olarak etki eden ve hata performansının düşmesine neden olan bir faktördür. Sönümleme etkisi incelenirken birkaç farklı tanımdan söz etmek mümkündür. Sönümlemenin oluşumuna göre büyük ölçekli sönümleme (yol kaybı), orta ölçekli sönümleme (gölgeleme) ve küçük ölçekli sönümleme (çok yollu sönümleme) olarak sınıflandırılabilir. Ayrıca kanalın frekans spektrumu incelendiğinde gönderilen işaretin bant genişliğine göre frekans seçici veya frekans seçici olmayan sönümleme olarak modellenebilir. Bunun yanında kanalın uyumluluk zamanı açısından hızlı veya yavaş sönümlemeli olduğundan da bahsedilebilir [1].

### 2.1. Yol Kaybı (Büyük Ölçekli Sönümleme)

Büyük ölçekli sönümleme, alıcı ve verici antenler arası mesafenin çok büyük olması ve alıcı ile verici arasında doğrudan yol (*line-of-sight*) olması (verici alıcı arasında herhangi bir engel bulunmaması) durumunda kullanılan kanal modelidir. Bu tip kanallara örnek olarak uydu haberleşme kanalları gösterilebilir. Bu durumda alıcı tarafta alınan işaretin gücü boş uzay (*free space*) yayılım modeli kullanılarak verici alıcı arasındaki uzaklığın fonksiyonu olarak modellenebilir. Verici ile alıcı arasındaki mesafe  $d$  olmak üzere alıcıda alınan güç [2]:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \cdot \quad (2.1)$$

Burada  $P_t$  iletilen güç,  $P_r(d)$  alınan güç,  $G_t$  verici ve alıcı anten kazançlarının çarpımı ve  $\lambda$  işaretin metre cinsinden dalga boyudur.  $f_c$  taşıyıcı işaretin frekansı ve  $c$  ışığın boşlukta yayılma hızı olmak üzere işaretin dalga boyunun ifadesi:

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (2.2)$$

şeklindedir. Denklem (2.1)'den görüldüğü gibi alıcı tarafta alınan işaret, verici ile alıcı arasındaki uzaklığın karesi ile ters orantılı ve dalga boyunun karesi ile doğru orantılı olarak değişmektedir.

## 2.2. Gölgeleme (Orta Ölçekli Sönümlleme)

Orta ölçekli sönümlleme diğer bir deyişle gölgeleme etkisi, iletilen işaretin bir engel üzerinden yansiyarak veya saçılarak alıcı birime ulaşması durumunda kullanılan kanal modelidir. Yansıtıcı yüzeyin büyüklüğü dielektrik özellikleri ve verici ile alıcı arasındaki konumu gölgeleme etkisinin rastgele değişmesine sebep olan faktörlerdir. Bu yüzden sönümlleme etkisi için istatistiksel modeller kullanılır. En çok kullanılan model log-normal gölgeleme etkisidir. Log-normal gölgeleme etkisi modelinde  $\psi = P_t / P_r$  oranının log-normal dağılımı ile rastgele değiştiği düşünüldüğünde olasılık yoğunluk fonksiyonu:

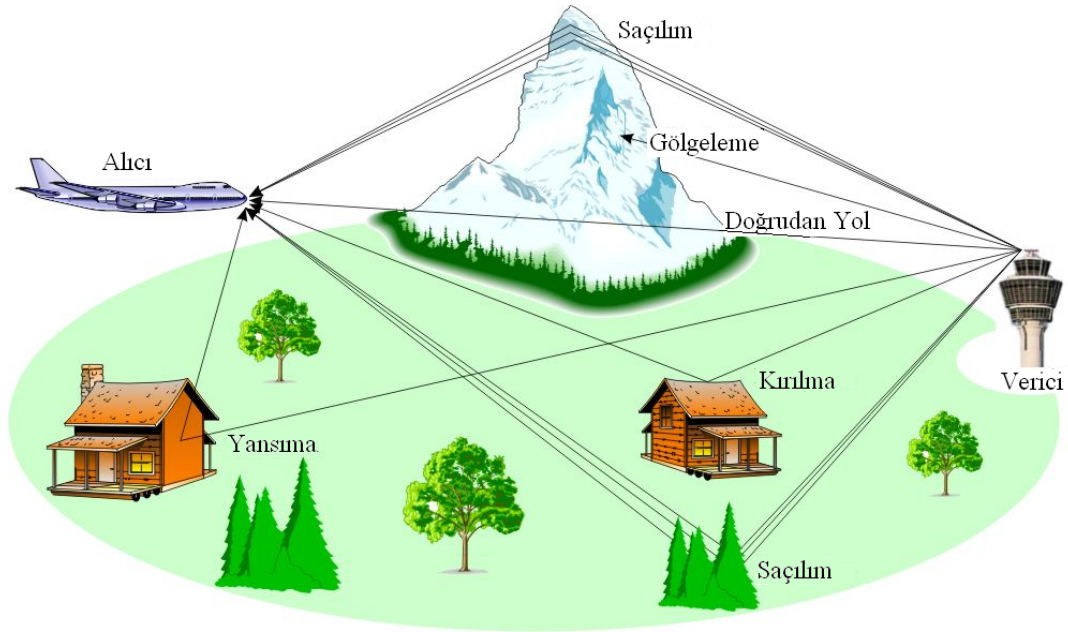
$$f_\psi(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp \left[ -\frac{(-10 \log_{10} \psi - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right], \psi > 0 \quad (2.3)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\xi = 10/\ln 10$ ,  $\psi_{dB} = 10 \log_{10} \psi$ ,  $\mu_{\psi_{dB}}$ ,  $\psi_{dB}$ 'nin beklenen değeri ve  $\sigma_{\psi_{dB}}$  ise  $\psi_{dB}$ 'nin standart sapmasını göstermektedir [2].

## 2.3. Çok Yollu Sönümlleme (Küçük Ölçekli Sönümlleme)

Küçük ölçekli sönümlleme modeli, vericiden gönderilen işaretin engeller üzerinden yansiyarak, saçılarak ve kırılarak farklı gecikmelerle alıcıya ulaşması durumunda kullanılan modeldir. Bu modelde verici ile alıcı arasında çok yolluluktan

(multipath) söz edilebilir. Şekil 2.1’de çok yollu haberleşme kanalına ilişkin bir gösterim verilmiştir.



Şekil 2.1. Çok yollu haberleşme kanalına ilişkin gösterim

Şekil 2.1’den de görüldüğü üzere, verici uçtan alıcı uca doğrudan gelen işaretin yanında engeller üzerinden yansıyarak saçılarak veya kırılarak gelen işaretler de ulaşır. Verici ile alıcı arasında doğrudan bir yol olabileceği gibi dorudan bir yol olmaması da mümkündür.

Çok yollu kanal modelinde vericiden gönderilen işaret alıcıya farklı yollardan farklı faz ve genlik bozulmalarına sahip olarak gelir. Farklı yollardan alıcıya ulaşan işaretlere çok yollu yayılım işareti denir. Farklı fazlara ve genliklere sahip çok yollu yayılım işaretleri alıcıda birbirleri üzerine girişim yaparak iletilen işaretin alıcıda doğru olarak alınmasına engel olabilirler.

Küçük ölçekli sönümlenme gezgin haberleşme sistemlerinde çok sık karşılaşılan bir etkidir. Gezgin haberleşme sistemlerinde kanal sürekli değişebilir. Bu sürekli değişim kullanıcının gezgin olmasından kaynaklanabileceği gibi haberleşme

kanalındaki değişimlerden de kaynaklanabilir. Bu hızlı değişimden dolayı haberleşme kanalı için istatistiksel modeller geliştirilmiştir [1].

### **2.3.1. Çok Yollu Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması**

Sönümlemeli kanallar zamandaki değişimlerine göre sınıflandırılırken yavaş sönümlemeli veya hızlı sönümlemeli, frekanstaki etkilerine göre sınıflandırılırken ise frekans seçici veya frekans seçici olmayan olarak sınıflandırılırlar [1].

#### **2.3.1.1 Yavaş Sönümlemeli Kanallar**

Kanalın iletilen işaret üzerindeki etkisinin değişmeden kaldığı zaman aralığına uyumlu zaman denir. Kanalın uyumlu zamanı işaretin sembol süresinden daha uzun ise kanalın yavaş sönümlemeli kanal olduğu söylenir. Böyle bir kanal modelinde işarete ait bir sembole yalnızca bir sönümleme katsayısı etki ettiği kabul edilir [1].

#### **2.3.1.2 Hızlı Sönümlemeli Kanallar**

Kanalın uyumlu zamanı işaretin sembol süresinden daha kısa ise kanalın hızlı sönümlemeli kanal olduğu söylenir. Hızlı sönümlemeli kanal modelinde iletilen işarete ait bir sembole birden fazla sönümleme katsayısı etki ettiği kabul edilir [1].

#### **2.3.1.3 Frekans Seçici Olmayan (Düz) Kanal**

Frekans seçici olmayan kanal modeli, kanalın frekans spektrumunun iletilen işaretin frekans spektrumu boyunca düz olması durumudur. Bu durumda işaretin spektrumu bozulmaz [1].

### 2.3.1.4 Frekans Seçici Kanal

Frekans seçici kanal modelinde kanalın frekans spektrumu iletilen işaretin frekans spektrumu boyunca düz değildir. Bu durumda iletilen işaretin spektrumu bozulur [1].

### 2.3.2. Sönümlmeli Kanalların İstatistiksel Modelleri

Sönümlmeli kanallarda kanalın değişmesinden dolayı haberleşme kanallarında iletilen işarete etki eden sönümlleme için istatistiksel modeller geliştirilmiştir. Literatürde çok sayıda istatistiksel model bulunmaktadır. Rayleigh, Ricean, Nakagami- $m$ , Weibull ve genelleştirilmiş gamma dağılımları bu istatistiksel modellere örnek verilebilir [8].

#### 2.3.2.1 Rayleigh Kanal Modeli

Rayleigh kanal modelinde, alıcıya ulaşan çok yollu yayılım işaretlerinin tümü yansyarak, kırılarak ve saçılarak gelen işaretlerden oluşur. Verici ile alıcı arasında doğrudan bir yol söz konusu değildir. Rayleigh dağılımına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir [3].

$$f_y(y) = \frac{2y}{\Omega} \exp\left(-\frac{y^2}{\Omega}\right), \quad y \geq 0. \quad (2.4)$$

Burada  $\Omega = E[y^2]$  olup kanalın gücünü temsil etmektedir.

#### 2.3.2.2 Ricean Kanal Modeli

Ricean kanal modelinde verici ile alıcı arasında doğrudan bir yol (Line-of-Sight) olduğu veya diğer tüm yollardan daha baskın bir yolun olduğu kabul edilir. Ricean dağılımlı kanal modeli Rayleigh dağılımlı kanal modeline göre daha genel bir kanal modeli olup Rayleigh kanal modelini de kapsayan bir kanal modelidir. Ricean dağılımı için olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$f_y(y) = \frac{2y(K+1)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)y^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), y, K \geq 0. \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'te  $I_0(\cdot)$  birinci tür sıfırncı dereceden Bessel fonksiyonunu göstermektedir.  $K$  ise Ricean kanal parametresi olup vericiden alıcıya doğrudan gelen işaretin gücünün diğer yollardan gelen işaretlerin gücüne oranıdır.  $K$  arttıkça doğrudan gelen yolun gücü artacak ve  $K \rightarrow \infty$  kanal Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenen Kanal (BEGGEK) özelliklerini gösterecektir. Burada  $K = 0$  için doğrudan bir yolun olmadığı ve alıcıya ulaşan işaretlerin yansımalar, saçılmalar yoluyla alıcıya ulaştığı söylenebilir. Başka bir deyişle  $K = 0$  için Ricean dağılımı, Rayleigh dağılımına dönüşmektedir. [3].

### 2.3.2.3 Nakagami- $m$ Kanal Modeli

Nakagami- $m$  kanal modeli 1940'lı yıllarda Nakagami tarafından önerilmiş bir kanal modeli olup uzun mesafelerdeki hızlı sönmömleri karakterize eden bir kanal modelidir. Nakagami- $m$  dağılımına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu:

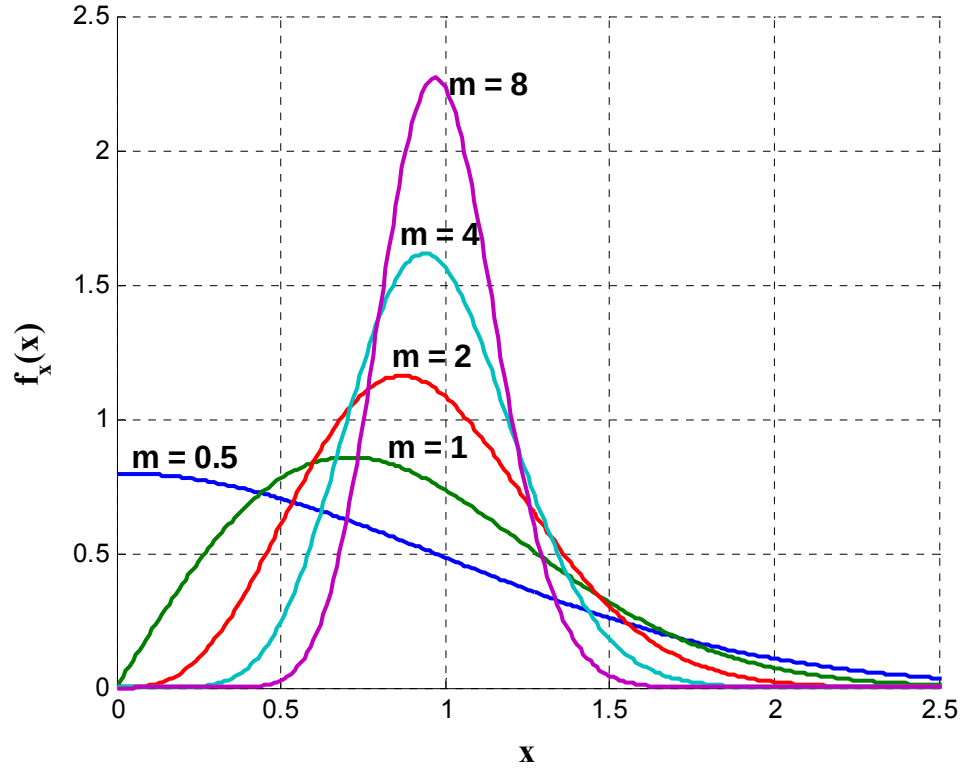
$$f_y(y) = \frac{2m^m y^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{my^2}{\Omega}\right), y \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \quad (2.6)$$

şeklinde verilmektedir. Nakagami- $m$  kanal modeli Ricean ve Rayleigh kanal modellerine göre daha genel bir kanal modelidir.  $m = 1$  için Rayleigh kanal modeline dönüşür.  $m = 1/2$  için tek taraflı Gauss dağılımı özelliği gösterir.  $m \rightarrow \infty$  için BEGGEK modeli özelliklerini gösterir. Ayrıca  $m$  parametresi ile Ricean dağılımına ait  $K$  parametresi arasında aşağıdaki bağıntılar geçerlidir [3].

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, m > 1 \quad (2.7)$$

$$m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}. \quad (2.8)$$

Nakagami- $m$  dağılımına ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu (OYF) eğrileri farklı  $m$  parametreleri ve  $\Omega = 1$  için Şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2 Nakagami- $m$  dağılımının OYF eğrileri

Şekil 2.2’den görüldüğü gibi  $m$  parametresi arttıkça rastgele değişkenin alabileceği değerler  $x = 1$  civarında yoğunlaşmaktadır. Başka bir deyişle haberleşme kanalı açısından düşündüğümüzde kanalda etki edecek sönmleme katsayılarının yoğunluğu 1 civarında toplanmakta ve kanal sönmlemesiz kanal modeline doğru yaklaşmaktadır.

### 3. FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA MODÜLASYONU VE ÇEŞİTLEMESİZ DURUMLARDA PERFORMANSI

Bir işaretin, başka bir işaretin belli bir özelliğini değişime uğratması olayına modülasyon denir. Özelliği değişen işarete yani modüle edilen işarete taşıyıcı işaret denir. Haberleşme sistemlerinde taşıyıcı işareti modüle eden işaret ise bilgi işareti yani asıl gönderilmek istenen işarettir [17]. Modülatör, girişine gelen sayısal bilgiyi bir diğer deyişle bitleri alarak,  $k$  bitlik bloklar halinde  $M$  farklı dalga formundan birine eşler.  $M$  modülasyon seviyesi olmak üzere bu  $M$  farklı dalga formunun taşıdığı bilgi biti sayısı arasında aşağıdaki bağıntı geçerlidir [1]:

$$k = \log_2 M. \quad (3.1)$$

Sayısal modülasyonlu sistemler lineer, lineer olmayan veya bellekli ve belleksiz olmak üzere sınıflandırılabilir. Eğer modülatör bitleri dalga formuna eşleme işlemi esnasında önceki eşlemelere dayanarak eşleme yapıyorsa modülasyon bellekli modülasyon olur. Modülatör önceki eşlemelerden bağımsız olarak eşleme yapıyorsa modülasyon belleksiz modülasyon olur. Lineer modülasyon türleri için modülatör girişi ile çıkışı arasında süperpozisyon ilkesinin geçerlidir. Modülatör girişi ile çıkışı arasında süperpozisyon ilkesi geçerli değilse modülasyon lineer olmayan olarak sınıflandırılır [1]. Belleksiz modülasyonlar arasında lineer modülasyon türleri genelde daha iyi spektral özelliklere sahiptirler. Çünkü lineer olmayan modülasyon türlerindeki lineer olmayan işlemler esnasında spektral genişleme söz konusu olur [2].

Taşıyıcı işaretin genellikle genlik, faz ve frekans özellikleri değişime uğratılır. Değiştirilen özelliğe göre modülasyon adlandırılır. Sayısal modülasyonlu sistemlerde taşıyıcı işaretin genlik, faz veya frekansı modülatörün girişine uygulanan sayısal bilgiye göre anahtarlama yöntemi ile değiştirilir. Böylece taşıyıcı işaretin genliği değiştiriliyorsa Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (GKA), frekansı değiştiriliyorsa Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (FRKA), fazı değiştiriliyorsa Faz Kaydırmalı Anahtarlama (FKA) olarak adlandırılır [17]. Bu modülasyon türlerinden FKA ve

GKA modülasyonları belleksiz ve lineer, FRKA modülasyonu ise lineer olmayan ve belleksiz bir modülasyon türüdür [2]. Bunların yanında bellekli ve lineer olmayan modülasyon türlerine Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (SFFRKA), Sürekli Faz Modülasyonu (SFM) modülasyonları örnek olarak verilebilir [1].

### 3.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu

FKA modülasyonunda bilgi işareti, taşıyıcı işaretinin faz açısını değiştirmek suretiyle taşıyıcı işareti modüle eder. FKA modülasyonu bant verimliliği bakımından verimli bir modülasyon türüdür [1]. Bu özelliğinden dolayı telsiz haberleşme sistemlerinde en çok kullanılan sayısal modülasyon türlerinden biridir.

FKA modülasyonunda modülatör sayısal bilgi kaynağından aldığı sayısal bilgiyi  $M$  farklı dalga formundan birine eşler. Bu dalga formlarından her biri farklı faz açılara sahiptir.  $M$  arttıkça dalga formlarının taşıdığı bit sayısı, dolayısıyla bant verimliliği ve hız artar. Ancak  $M$  seviyesini arttıkça sistemin hata performansı düşecektir [1].

FKA modülasyonunda bilgi, iletilen işaretin faz açısını değiştirir. Böylece bir  $T_s$  sembol süresinde iletilen işaretin ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
 s_i(t) &= \text{Re}\{g_T(t)e^{j\frac{2\pi(i-1)}{M}}e^{j2\pi f_c t}\} \\
 &= g_T(t) \cos\left[2\pi f_c t + \frac{2\pi(i-1)}{M}\right] \\
 &= g_T(t) \cos\left[\frac{2\pi(i-1)}{M}\right] \cos 2\pi f_c t - g_T(t) \sin\left[\frac{2\pi(i-1)}{M}\right] \sin 2\pi f_c t.
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Burada  $g_T(t)$  darbe şekillendirme fonksiyonu,  $f_c$  taşıyıcı frekans  $M$  modülasyon seviyesi ve  $\theta_i = 2\pi(i-1)/M$ ,  $i = 1, 2, \dots, M = 2^k$  olmak üzere işaret diyagramı üzerindeki farklı sembollere ait farklı faz açılarını işaret etmektedir.

Burada FKA modülasyonunun hata performansını doğrudan etkileyen semboller arası minimum uzaklık  $d_{min} = 2\sin(\pi / M)$  olmaktadır. Ayrıca darbe şekillendirme fonksiyonu  $E_s$  sembol başına harcanan enerji olmak üzere  $g_T(t) = \sqrt{2E_s/T_s}$  seçilirse (3.2) aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \theta_i \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin \theta_i \sin 2\pi f_c t. \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'ten anlaşılacağı üzere  $s_i(t)$  işareti iki ortonormal temel fonksiyonun lineer kombinasyonu şeklinde yazılmıştır. Bu temel fonksiyonlar aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} f_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos 2\pi f_c t \\ f_2(t) &= -\sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin 2\pi f_c t. \end{aligned} \quad (3.4)$$

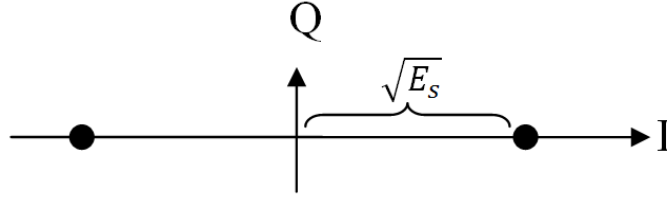
Buradan anlaşılacağı üzere  $M$  düzeyli FKA ( $M$ -FKA) işaretleri vektör uzayında 2 boyutlu vektörler ile temsil edilebilirler.  $M$ -FKA işaretleri için vektörel gösterim

$$\mathbf{s}_i = [\sqrt{E_s} \cos \theta_i, \sqrt{E_s} \sin \theta_i], \quad i = 1, 2, \dots, M = 2^k \quad (3.5)$$

şeklindedir. 2-FKA modülasyonu için iletilmesi muhtemel  $\mathbf{s}_i$  vektörleri ( $\theta_i \in \{0, \pi\}$ ):

$$\mathbf{s}_1 = [\sqrt{E_s}], \mathbf{s}_2 = [-\sqrt{E_s}] \quad (3.6)$$

olur. (3.6)'daki denklemlerden anlaşılacağı üzere 2-FKA modülasyonu tek boyutlu bir modülasyon olup işaret diyagramı Şekil 3.1 ile verildiği gibidir.

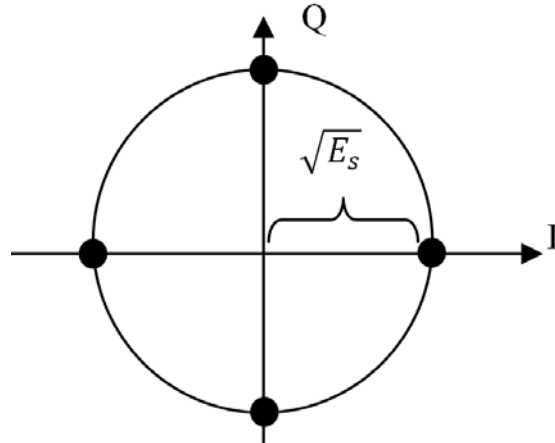


Şekil 3.1 2-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı

4-FKA modülasyonu için iletilmesi muhtemel  $\mathbf{s}_i$  vektörleri ( $\theta_i \in \{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\}$ ):

$$\mathbf{s}_1 = [\sqrt{E_s}, 0], \mathbf{s}_2 = [0, \sqrt{E_s}], \mathbf{s}_3 = [-\sqrt{E_s}, 0], \mathbf{s}_4 = [0, -\sqrt{E_s}] \quad (3.7)$$

olur. Bu işaret vektörlerine göre 4-FKA modülasyonuna ait işaret diyagramı ise Şekil 3.2 ile verilmiştir.

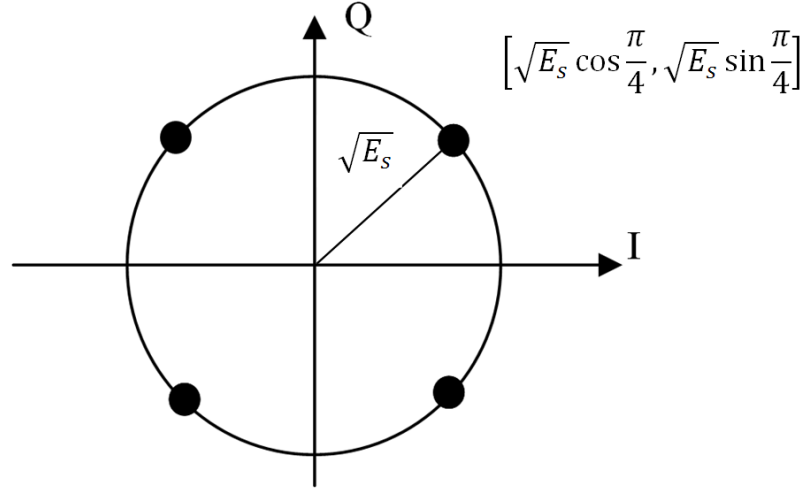


Şekil 3.2 4-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı

Bu işaret kümesi yanında başlangıç fazı  $45^\circ$  olan 4-FKA işaret kümesi de literatürde kabul görmüş bir işaret kümesi olarak karşımıza çıkmaktadır. Başlangıç fazı  $45^\circ$  olan işaret kümesinin elamanları:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_1 &= \left[ \sqrt{E_s} \cos \frac{\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{\pi}{4} \right], & \mathbf{s}_2 &= \left[ \sqrt{E_s} \cos \frac{3\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{3\pi}{4} \right], \\ \mathbf{s}_3 &= \left[ \sqrt{E_s} \cos \frac{5\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{5\pi}{4} \right], & \mathbf{s}_4 &= \left[ \sqrt{E_s} \cos \frac{7\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{7\pi}{4} \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

şeklinde olup bu elemanlarla oluşturulan işaret diyagramı Şekil 3.3 ile verilmiştir.

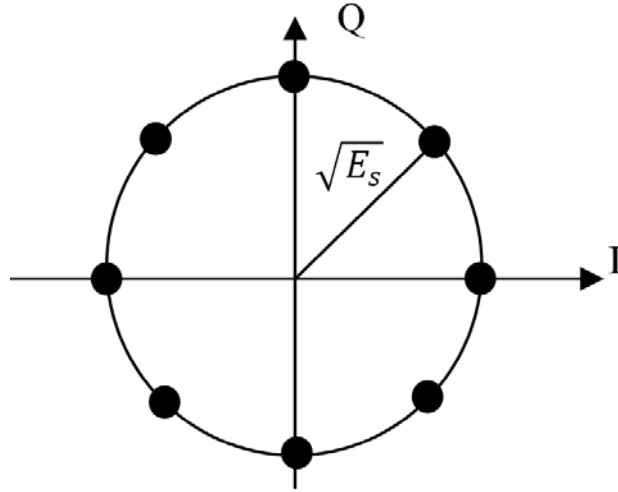


Şekil 3.3 Başlangıç fazı  $45^\circ$  olan 4-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı

8-FKA modülasyonu için iletilmesi muhtemel  $s_i$  vektörleri ( $\theta_i \in \{0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4\}$ ):

$$\begin{aligned}
 s_1 &= [\sqrt{E_s}, 0], & s_2 &= [\sqrt{E_s} \cos \frac{\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{\pi}{4}], \\
 s_3 &= [0, \sqrt{E_s}], & s_4 &= [\sqrt{E_s} \cos \frac{3\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{3\pi}{4}], \\
 s_5 &= [-\sqrt{E_s}, 0], & s_6 &= [\sqrt{E_s} \cos \frac{5\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{5\pi}{4}], \\
 s_7 &= [0, -\sqrt{E_s}], & s_8 &= [\sqrt{E_s} \cos \frac{7\pi}{4}, \sqrt{E_s} \sin \frac{7\pi}{4}]
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

biçimindedir. Bu işaret vektörlerine göre 8-FKA modülasyonuna ait işaret diyagramı ise Şekil 3.4 ile verilmiştir.



Şekil 3.4 8-FKA işaret kümesine ait işaret diyagramı

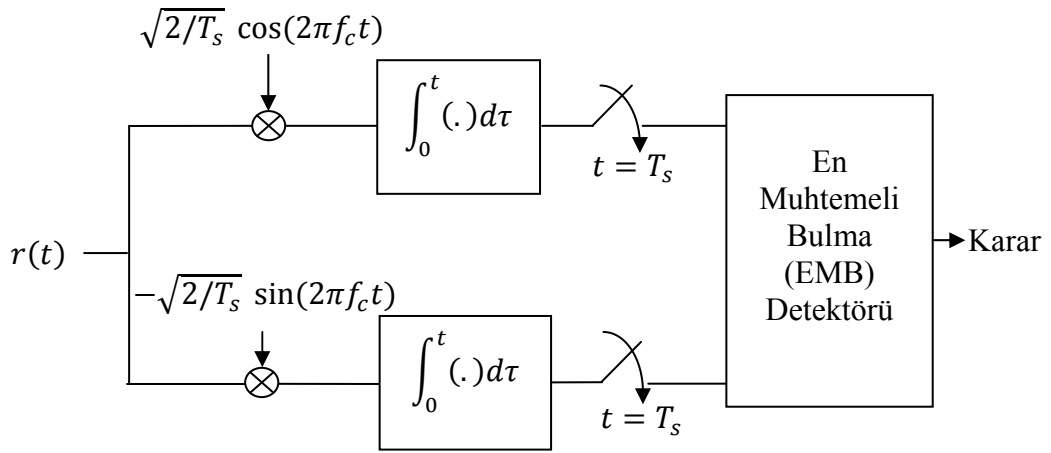
FKA modölatörünün çıkışındaki  $s_i(t)$  işaretleri haberleşme kanalından iletilerek alıcıya ulaşır. Alıcıya ulaşan işaret, kanalın etkisine göre sönümleme, gölgeleme veya sadece zayıflama gibi bir etkiye maruz kalmış ve gürültü eklenmiş olarak gelir. Kanaldaki çarpımsal etkinin sönümleme etkisi olduğunu düşünerek, alıcıda alınan işaret  $r(t)$  olmak üzere, ifadesi:

$$r(t) = g(t)s(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.10)$$

ile verilir. Burada  $g(t)$  kanalda işarete etki eden sönümlemeyi ve  $n(t)$  eklenen gürültüyü göstermektedir. Eğer kanalda etki eden sönümleme bir sembol boyunca değişmiyorsa; yani kanal yavaş sönümlemeli kanal ise ve faz uyumlu (coherent) demodölasyon yapılırsa (3.10) ifadesi vektörel formda aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{r} = g\mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (3.11)$$

Faz uyumlu demodölasyon ile işaret üzerindeki faz bozulmaları giderilmiş olur. Kanaldan alınan işaret FKA demodölatörüne uygulanır. FKA demodölatörünün genel yapısı Şekil 3.5 ile verilmiştir.



Şekil 3.5 Faz kaydırmalı anahtarlama alıcısı

FKA alıcısı öncelikle alınan  $r(t)$  işaretini temel fonksiyonlar ile ilişkilendirme işlemini yapar. İlişkilendirici çıkışlarında elde edilen değerler iletilen sembolü bulmak üzere En Muhtemeli Bulma (EMB) detektörüne verilir. EMB detektörünün hesaplayacağı ölçüte göre iletilen sembole karar verilir. EMB detektörünün hesaplayacağı ölçüt aşağıdaki gibidir:

$$C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_i) = \|\mathbf{r} - g\mathbf{s}_i\|^2. \quad (3.12)$$

Burada  $\|\cdot\|^2$  karesel Öklid uzaklığını göstermektedir. EMB detektörü alınan işareti ile gönderilmesi muhtemel semboller arası uzaklıkları hesaplamaktadır. Bu ölçütü minimum yapan  $\mathbf{s}_i$  sembolüne; yani alınan işarete en yakın sembol lehine karar verilir.

### 3.2. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonunun Çeşitlemesiz Durumlarda Hata Performansı

FKA modülasyonunun performansı, Denklem (3.11)'den anlaşılacağı üzere kanalın bozucu etkileri olan gürültünün gücüne, diğer bir deyişle işaret gücünün gürültünün gücüne oranına bağlı olarak ve kanalda işarete etki eden sönmüleme şiddetine bağlı olarak değişmektedir. Çeşitleme ileride detaylı bir şekilde anlatılacağı

üzere sönümlemeden kaynaklanan performans azalmasını engellemek ve hata performansını iyileştirmek için kullanılan tekniklerin genel adıdır.

$M$ -FKA modülasyonları için BEGGEK'teki SHO performansının genel ifadesi aşağıdaki gibidir [8]:

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp \left[ -\frac{E_s \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{N_0 \sin^2 \phi} \right] d\phi. \quad (3.13)$$

Burada  $E_s$  sembol başına harcanana enerji,  $N_0$  Watt/Hz cinsinden kanalda eklenen gürültünün tek yanlı güç spektral yoğunluğunun değerini işaret etmektedir.  $M$ -FKA modülasyonları için sönümlemeli kanallardaki hata performanslarını hesaplamak için Moment Üreten Fonksiyon (MÜF) yaklaşımı kullanışlı bir yöntemdir. Negatif olmayan değerlere sahip rastgele değişkenler için  $(f_\gamma(\gamma), \gamma \geq 0)$  MÜF aşağıdaki şekilde tanımlıdır [2]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \int_0^\infty f_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma. \quad (3.14)$$

MÜF hesaplanırken Laplace dönüşümünde argüman ( $s$ ) işaretinin değiştirilmesi ile elde edilebilir. Yani  $\mathcal{L}[f_\gamma(\gamma)] = \mathcal{M}_\gamma(-s)$  olmaktadır.

$M$ -FKA modülasyonları için SHO ifadesi elde edilirken sembol başına İGO'ya bağlı anlık SHO ifadesinin sembol başına İGO'nun olasılık yoğunluk fonksiyonu üzerinden ortalaması alınarak bulunur. Sembol başına ani İGO:

$$\gamma_s = \frac{E_s}{N_0} g^2. \quad (3.15)$$

Sembol başına ani İGO'nun olasılık yoğunluk fonksiyonu  $f_{\gamma_s}(\gamma)$  olmak üzere  $M$ -FKA modülasyonları için ortalama SHO ifadesi

$$\begin{aligned}
P_s &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp \left[ -\frac{\gamma \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{\sin^2 \phi} \right] d\phi f_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left[ \int_0^\infty \exp \left[ -\frac{\gamma \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{\sin^2 \phi} \right] f_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma \right] d\phi \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \mathcal{M}_{\gamma_s} \left( -\frac{\sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{\sin^2 \phi} \right) d\phi
\end{aligned} \tag{3.16}$$

şeklindedir [2]. Nakagami- $m$  dağılımı için MÜF

$$\mathcal{M}_{\gamma_s} \left( -\frac{\sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{\sin^2 \phi} \right) = \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m \sin^2 \phi} \right)^{-m} \tag{3.17}$$

şeklinde olmaktadır [2]. Burada  $\bar{\gamma}_s$  sembol başına ortalama İGO olup aşağıdaki gibi tanımlıdır [8]:

$$\bar{\gamma}_s = \frac{E_s}{N_o} E[g^2] = \frac{E_s}{N_o} \Omega . \tag{3.18}$$

Eğer  $\Omega = 1$  kabul edilirse (kanal birim güçlü)  $\bar{\gamma}_s = E_s/N_o$  olur. Bu aşamadan sonra kanal birim güçlü olduğu varsayımı ile hareket edilecektir. Sonuç olarak  $M$ -FKA modülasyonları için ortalama SHO [8]:

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m \sin^2 \phi} \right)^{-m} d\phi . \tag{3.19}$$

### 3.2.1. 2-FKA'nın Hata Performansı

İkili FKA'nın BEGGEK modeli düşünüldüğünde SHO veya bir sembol başına bir bit iletildiği için Bit Hata Olasılığı (BHO) aşağıdaki bağıntı ile tanımlıdır [1]:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (3.20)$$

Bu bağıntıda  $E_b$  bit başına harcanan enerjiyi işaret etmektedir.  $Q(.)$  notasyonu Gauss  $Q$  fonksiyonunu ifade eder. Gauss  $Q$  fonksiyonunun ifadesi aşağıdaki gibidir [1]:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-t^2/2}}{\sqrt{2\pi}} dt. \quad (3.21)$$

2-FKA modülasyonunun Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallardaki BHO performansı Denklem (3.19)'da  $M = 2$  yazılarak elde edilebilir. Tam sayı  $m$  değerleri için (3.19) integralinin sonucu ise aşağıdaki gibidir [8]:

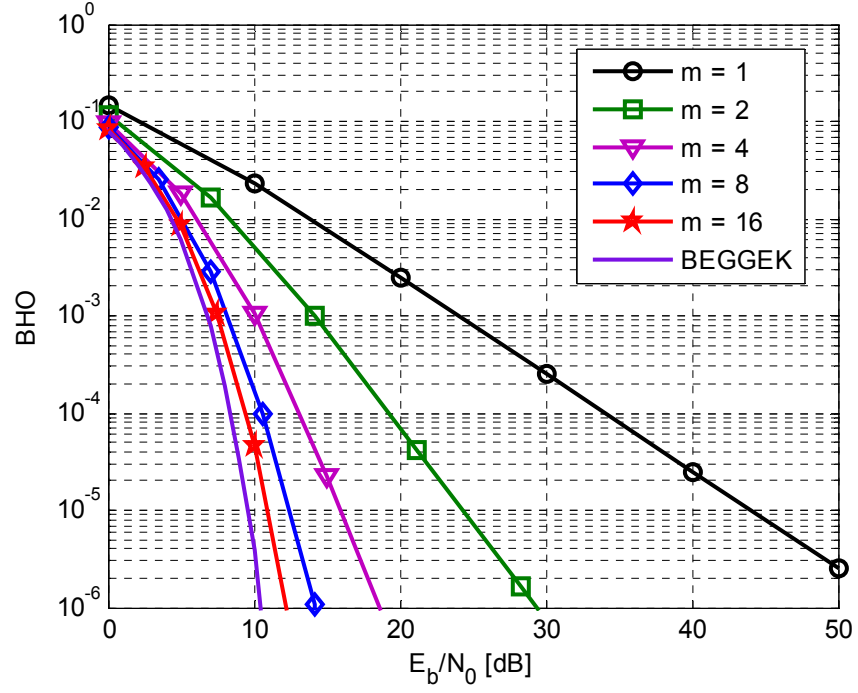
$$P_b = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b/m}{1 + \bar{\gamma}_b/m}} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{4(1 + \bar{\gamma}_b/m)^k} \right). \quad (3.22)$$

Burada  $\bar{\gamma}_b$  bit başına ortalama İGO'yu göstermekle birlikte  $\bar{\gamma}_b = E_b/N_0$  (kanal birim güçlü iken) olarak tanımlıdır. Ayrıca  $\bar{\gamma}_b$  ile  $\bar{\gamma}_s$  arasında aşağıdaki bağıntı geçerlidir:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\bar{\gamma}_s}{\log_2 M}. \quad (3.23)$$

Denklem (3.20) ve (3.22)'e göre çizdirilmiş BHO – İGO eğrileri Şekil 3.6'da sunulmaktadır.

Şekil 3.6'dan görüldüğü gibi  $m$  parametresi arttıkça sönümlemeli kanal BEGGEK modeline yaklaştığından 2-FKA modülasyonunun hata performansı iyileşmektedir.



Şekil 3.6 2-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$  sönümlmeli kanalda hata performans eğrileri

### 3.2.2. 4-FKA'nın Hata Performansı

Dört düzeyli FKA için BEGGEK kanalda sembol hata olasılığının analitik ifadesi aşağıdaki bağıntı ile tanımlıdır:

$$P_s = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\right]. \quad (3.24)$$

4-FKA modülasyonunun düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlmeli kanallardaki SHO performansı Denklem (3.19)'da  $M = 4$  yazılarak elde edilebilir. Tam sayı  $m$  değerleri için Denklem (3.19)'daki integralin sonucu ise aşağıdaki gibidir [8]:

$$P_s = \frac{3}{4} - \frac{\alpha}{\pi} \times \left\{ \left( \frac{\pi}{2} + \arctan \alpha \right) \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{\left[ 4 \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s}{2m} \right) \right]^k} + \sin(\arctan \alpha) \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{i=1}^k \frac{T_{ik}}{\left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s}{2m} \right)^k} [\cos(\arctan \alpha)]^{2(k-i)+1} \right\}. \quad (3.25)$$

Burada  $\alpha$  ve  $T_{ik}$  sırasıyla aşağıdaki bağıntılarla verilmiştir [8]:

$$\alpha = \sqrt{\frac{\left( \frac{\bar{\gamma}_s}{2m} \right)}{\left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s}{2m} \right)}}, \quad (3.26)$$

$$T_{ik} = \frac{\binom{2k}{k}}{\binom{2(k-i)}{k-i} 4^i [2(k-i) + 1]}. \quad (3.27)$$

Bu bağıntılara göre elde edilen SHO eğrileri Şekil 3.7’de sunulmuştur. Şekil 3.7’den görüldüğü gibi  $m$  parametresi arttıkça sönümlemeli kanal BEGGEK modeline yaklaştığından 4-FKA modülasyonunun hata performansı iyileşmektedir.

### 3.2.3. 8-FKA’nın Hata Performansı

Sekiz düzeyli FKA modülasyonunun BEGGEK’teki hata performansının yaklaşık ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlıdır [1]:

$$P_s \cong 2Q \left( \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8} \right). \quad (3.28)$$

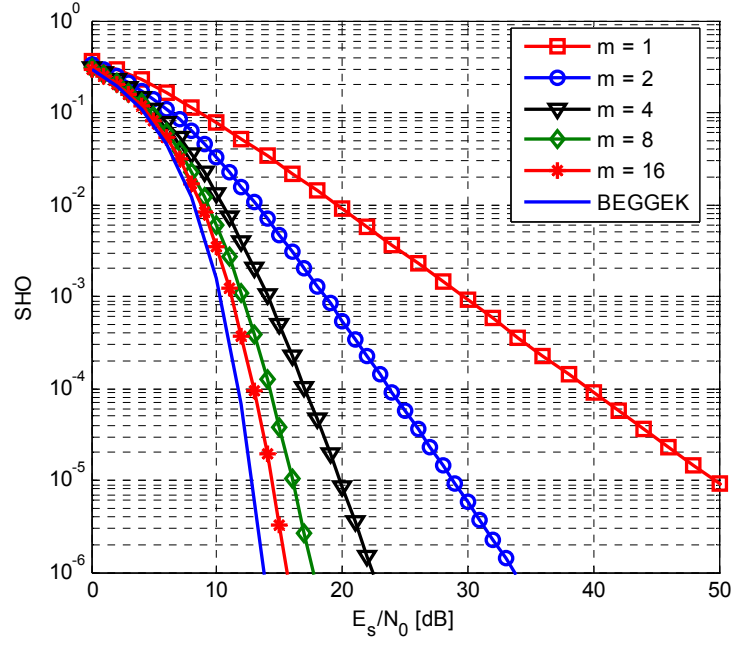
8-FKA modülasyonunun düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallardaki SHO performansı Denklem (3.19)’da  $M = 8$  yazılarak elde edilebilir. Tam sayı  $m$  değerleri için Denklem (3.19)’daki integralin sonucu ise aşağıdaki gibidir [8]:

$$P_s = \frac{7}{8} - \frac{\alpha \tan\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\pi} \left\{ \left( \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \alpha \right) \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{\left[ 4 \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \frac{\pi}{8}}{m} \right) \right]^k} + \sin(\tan^{-1} \alpha) \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{i=1}^k \frac{T_{ik}}{\left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \frac{\pi}{8}}{m} \right)^k} [\cos(\tan^{-1} \alpha)]^{2(k-i)+1} \right\} \quad (3.29)$$

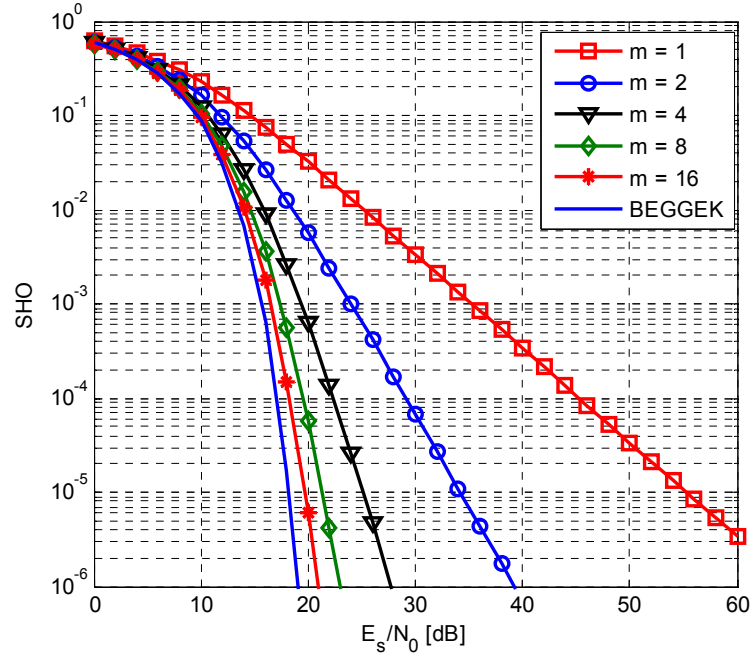
Burada  $\alpha$ ,

$$\alpha = \sqrt{\frac{\left( \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \left( \frac{\pi}{8} \right)}{m} \right)}{\left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \left( \frac{\pi}{8} \right)}{m} \right)}} \cot \left( \frac{\pi}{8} \right). \quad (3.30)$$

$T_{ik}$  Denklem (3.27) ile verildiği gibidir. Bu bağıntılara göre elde edilen SHO eğrileri Şekil 3.8’de sunulmuştur. Şekil 3.8’den görüldüğü gibi  $m$  parametresi arttıkça sönümlemeli kanal BEGGEK modeline yaklaştığından 8-FKA modülasyonunun hata performansı iyileşmektedir.



Şekil 3.7 4-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$  sönümlmeli kanalda hata performans eğrileri



Şekil 3.8 8-FKA için BEGGEK ve Nakagami- $m$  sönümlmeli kanalda hata performans eğrileri

## 4. ANTEN ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ

### 4.1. Çeşitleme Tekniklerine Genel Bakış

Telsiz haberleşme sistemlerinde sönümlenme etkisi ile haberleşme sisteminin hata performansı bir hayli kötüleşmektedir. Sönümlenme etkisini azaltmanın en bilinen yolu haberleşme sistemi üzerinde çeşitleme adı verilen teknikler uygulamaktır. Çeşitleme tekniklerinin arkasında yatan genel mantık, vericiden alıcıya gönderilmek istenen işaretin, birbirinden bağımsız yollardan, birkaç farklı kopyasını göndermektir. Bağımsız yol ile anlatılmak istenen yollarda işarete etki eden sönümlenme etkilerinin bağımsız olmasıdır [2],[7],[8].

Bağımsız yolları oluşturma'nın birçok yolu vardır. Bunlardan bir tanesi çoklu verici veya alıcı anten kullanımına dayanan uzay çeşitlemesi (space diversity) veya anten çeşitlemesi olarak bilinen çeşitleme tekniğidir. Alıcı veya verici anten çeşitlemesinde alıcı antenlere gelen işaretlerin bağımsız yollardan gelebilmeleri için çeşitleme yapılan birimde antenler arasında yaklaşık yarım dalga boyu uzaklık olması gerekmektedir. Anten çeşitleme tekniğinin yanında iki farklı polarizasyonlu verici veya alıcı anten kullanımına dayanan polarizasyon çeşitlemesi tekniği ile de bağımsız yollar elde edilebilir. Polarizasyon çeşitlemesinde iki verici anten kullanılmasından dolayı iletim gücü antenlere bölüştürülür ve bunun neticesinde alıcı tarafta İGO'dan 3dB kayıbedilir. Frekans çeşitlemesi olarak bilinen ve aynı bilgiyi farklı frekanslardan gönderme mantığına dayanan bir sistem ile de çeşitleme sağlanabilir. Bu teknikte aynı bilgi farklı taşıyıcıları modüle eder. Taşıyıcılar arasındaki frekans uzaklığı kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyük olmalıdır. Frekans çeşitleme tekniği ile, her bir frekanstan ayrı bir iletim gücü gerektirdiğinden fazladan güç harcanır. Ancak anten çeşitleme tekniğinde fazladan bir iletim gücüne veya bant genişliğine ihtiyaç duyulmaz [2].

Anten çeşitleme tekniği sadece alıcı kısımda alıcı anten çeşitlemesi şeklinde gerçekleştirilebileceği gibi sadece verici kısımda verici anten çeşitlemesi veya hem alıcı hem verici kısımda verici-alıcı anten çeşitlemesi şeklinde de gerçekleştirilebilir [2],[8].

Tezin bu bölümünde alıcı ve verici anten çeşitleme tekniklerinden bazıları anlatılacaktır.

## 4.2. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri

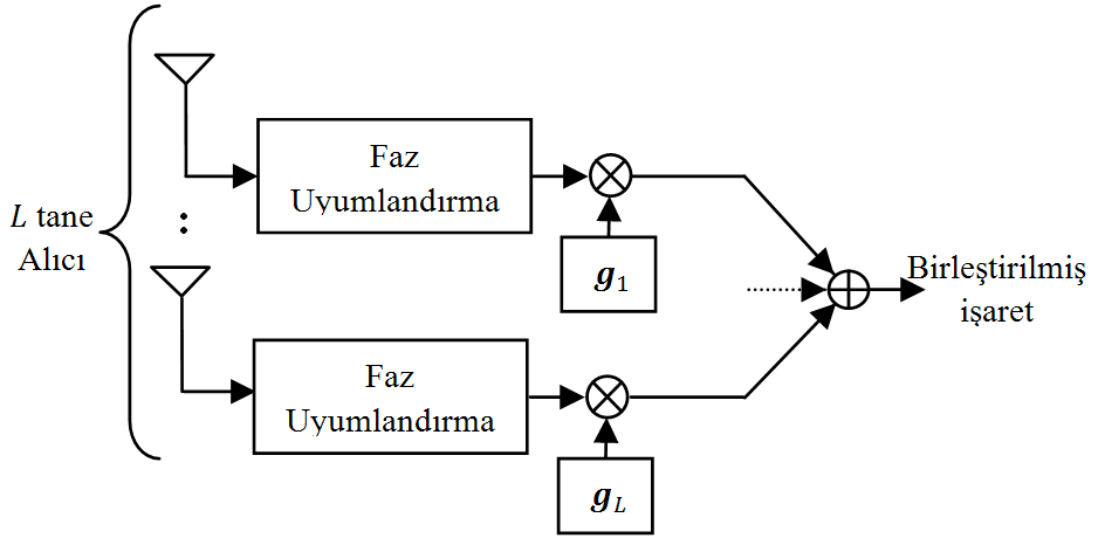
Alıcı anten çeşitlemesinde bağımsız sönümlemeli yollar çoklu alıcı anten kullanımı ile sağlanır. Alıcı antenlerden alınan işaretler belli bir kurala göre birleştirilirler. Birleştirilmiş işaret geleneksel demodülatör ile demodüle edilir. En çok bilinen alıcı anten çeşitleme teknikleri En Büyük Oranlı Birleştirme (EBOB), Eşit Kazançlı Birleştirme (EKB), Seçmeli Birleştirme (SB) ve Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme (GSB) teknikleridir. Bunların dışında eşik değerli birleştirme, karesel birleştirme teknikleri de mevcuttur [2],[6],[8].

### 4.2.1. En Büyük Oranlı Birleştirme Tekniği

Bu teknik ilk olarak 1954 yılında Kahn tarafından ortaya atılmıştır [4]. EBOB tekniğinde alıcı antenlerden alınan işaretleri birleştirme esnasında her alıcı antenden alınan işaret, faz bozulması kompanze edildikten sonra kendi kanalına ait sönümleme katsayısı ile ağırlıklandırılarak birleştirilir. Bunun nedeni birleştirici çıkışındaki İGO'nun maksimum yapılmak istenmesidir [5]. EBOB tekniğinde birleştirici çıkışındaki İGO'nun maksimum olmasından dolayı bu tekniğe optimum birleştirme tekniği de denir. Bu sisteme ait birleştirici yapısı Şekil 4.1'de verilmiştir.

EBOB tekniğinin asimptotik çeşitleme derecesi kullanılan anten sayısı kadardır. Çeşitleme derecesi, sistemin hata performans eğrisinin eğimi olarak tanımlanabilir [2].  $\gamma_i$   $i$ . yola ait ani işaret gürültü oranı ve  $L$  alıcı anten sayısı olmak üzere, EBOB tekniği için birleştirici çıkışındaki ani İGO Denklem (4.1) ile verilmiştir:

$$\gamma_{EBOB} = \sum_{i=1}^L \gamma_i. \quad (4.1)$$



Şekil 4.1 EBOB tekniğinin birleştirici yapısı

Eğer bütün yollar için ortalama İGO eşit ve  $\bar{\gamma}$  ise birleştirici çıkışındaki ortalama İGO

$$\bar{\gamma}_{EBOB} = L\bar{\gamma} \quad (4.2)$$

olur ki buradan görüldüğü gibi birleştirici çıkışındaki İGO tek anten kullanılması durumundaki İGO'nun  $L$  katıdır [5].

$M$ -FKA modülasyonu için EBOB tekniğinin hata performansı düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlmeli kanallar için aşağıdaki bağıntı ile tanımlıdır [8]:

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left( 1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}{m \sin^2 \phi} \right)^{-mL} d\phi. \quad (4.3)$$

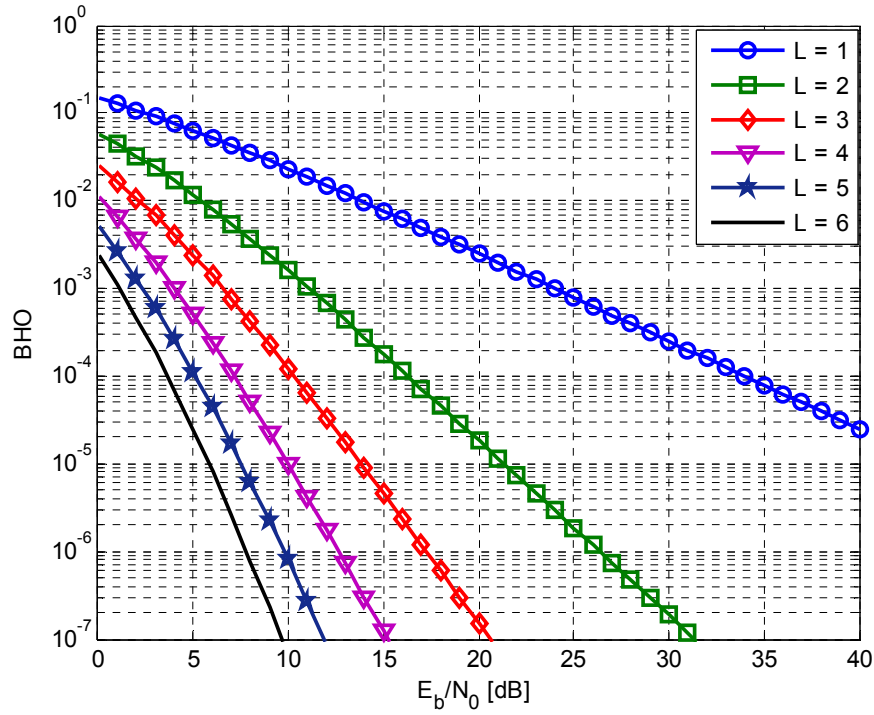
Denklem (4.3),  $m = 1$  için (Rayleigh kanal modeli) ve 2-FKA özel durumu için basitçe Denklem (4.4) ile verildiği gibi ifade edilebilmektedir:

$$P_s = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^L \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \quad (4.5)$$

Burada  $\mu$ ,  $\bar{\gamma}$  ortalama İGO olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edilir.

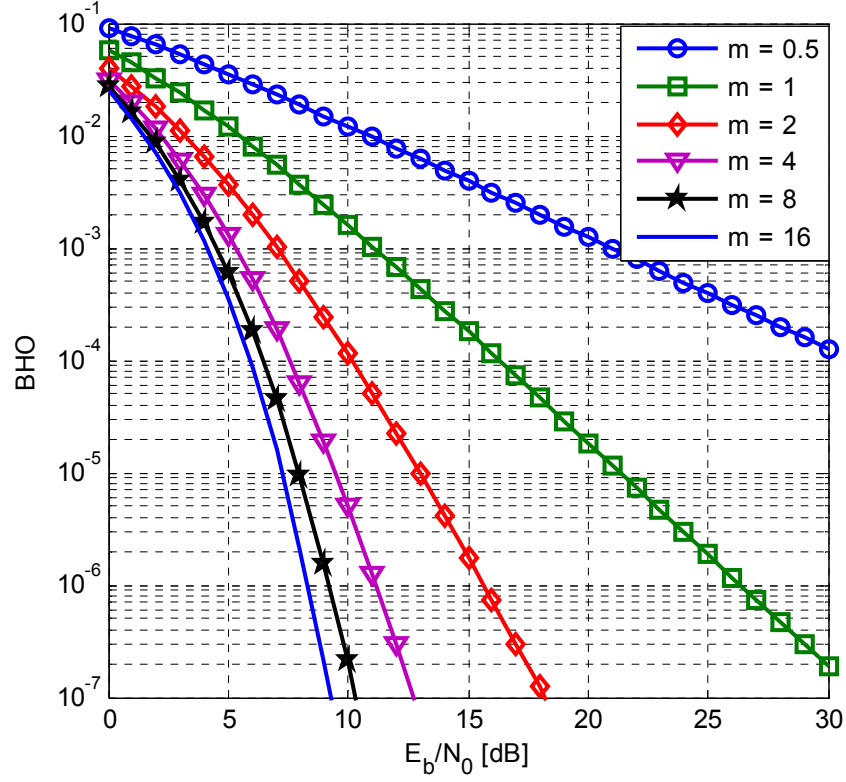
$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}}} \quad (4.6)$$

$L = 1, 2, \dots, 6$  durumunda Denklem (4.5) ile elde edilen performans eğrileri Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2 EBOB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi  $m = 1$ , Rayleigh kanal)

Şekil 4.2’den görüldüğü gibi alıcı anten sayısının artırılması ile elde edilen çeşitleme derecesi ve hata performansı artmaktadır. Ayrıca elde edilen eğrilerin eğimlerinden çeşitleme derecesinin kullanılan anten sayısına eşit olduğu gözlemlenebilmektedir. Şekil 4.3’te farklı kanal parametreleri ve 2 alıcı anten kullanan EBOB tekniğine ilişkin hata performansı eğrileri verilmektedir.



Şekil 4.3 EBOB tekniği ile elde edilen hata performansı eğrileri ( $L = 2$ )

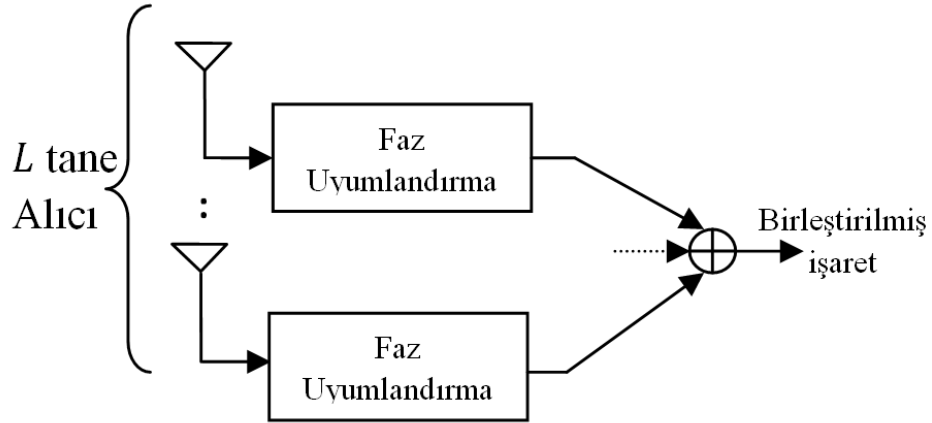
#### 4.2.2. Eşit Kazançlı Birleştirme Tekniği

EKB tekniğinde alıcı antenlerden alınan işaretleri birleştirme esnasında her alıcı antenden alınan işarete ait faz bozulması kompanse edildikten sonra doğrudan birleştirilirler. Bu teknikte kanal sönmleme katsayılarının tahmin edilmesi gerekmediğinden ve kanal katsayısı ile ağırlıklandırılma yapılmadığından EBOB yöntemine göre daha az karmaşıktır. Ancak EBOB tekniğinin hata performansı EKB tekniğinden daha iyidir [8]. Bu sisteme ait alıcı yapısı Şekil 4.4'te verilmiştir.

EKB tekniğinde birleştirici çıkışındaki ani İGO

$$\gamma_{EKB} = \frac{(\sum_{i=1}^L \sqrt{\gamma_i})^2}{L} \quad (4.7)$$

ile verilir [5].



Şekil 4.4 Eşit kazançlı birleştirici

Eğer bütün yollar için ortalama İGO eşit ( $\bar{\gamma}$ ) kabul edilirse, birleştirici çıkışındaki ortalama İGO

$$\bar{\gamma}_{EKB} = \bar{\gamma}(1 + (L - 1)\pi/4) \quad (4.8)$$

olmaktadır [5].  $M$ -FKA modülasyonu için EKB tekniğinin düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlmeli kanallar için hata performansının yaklaşık ifadesi aşağıdaki gibidir [8]:

$$\begin{aligned}
 P_s \cong & \frac{M-1}{M} - \frac{T}{\pi} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}{m + \bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}} \sum_{l=0}^{Lm-1} \frac{\binom{2l}{l}}{\left[4 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}{m}\right)\right]^l} \\
 & - \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}{m + \bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}} \sum_{l=0}^{Lm-1} \sum_{j=0}^{l-1} \binom{2l}{j} \frac{(-1)^{l+j}}{\left[4 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2(\frac{\pi}{M})}{m}\right)\right]^l} \\
 & \times \frac{\sin(2(l-j)T)}{2(l-j)}. \quad (4.9)
 \end{aligned}$$

Burada  $\bar{\gamma}_{eq}$  ve  $T$  aşağıdaki gibidir:

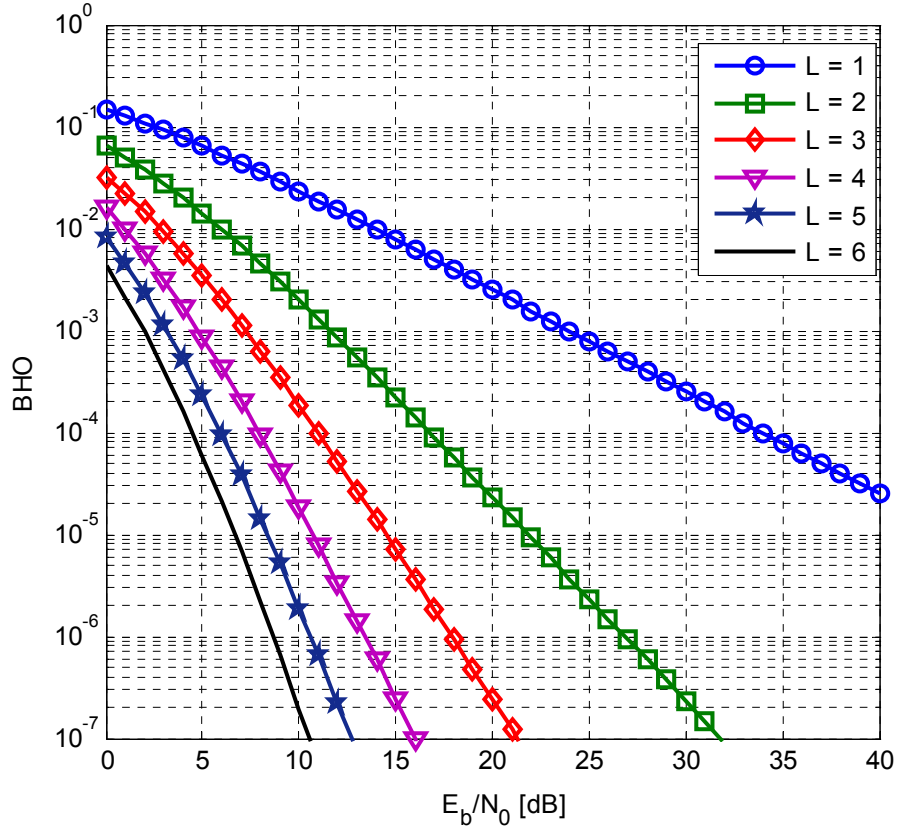
$$\bar{\gamma}_{eq} = \bar{\gamma} \left( 1 + (L-1) \frac{\Gamma^2(m + \frac{1}{2})}{m\Gamma^2(m)} \right), \quad (4.10)$$

$$T = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{sgn} \left[ \left( 1 + \frac{2 \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m} \right) \cos \left( \frac{2\pi}{M} \right) - 1 \right] \right) \right. \\ \left. - \tan^{-1} \left[ \frac{2 \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m} \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_{eq} \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m} \right) \sin \left( \frac{2\pi}{M} \right)}{\left( 1 + \frac{2 \bar{\gamma}_{eq} \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right)}{m} \right) \cos \left( \frac{2\pi}{M} \right) - 1} \right] \right\}. \quad (4.11)$$

Eğer  $M = 2$  olursa  $T = \pi/2$  olur ve böylece 2-FKA için yaklaşık BHO ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

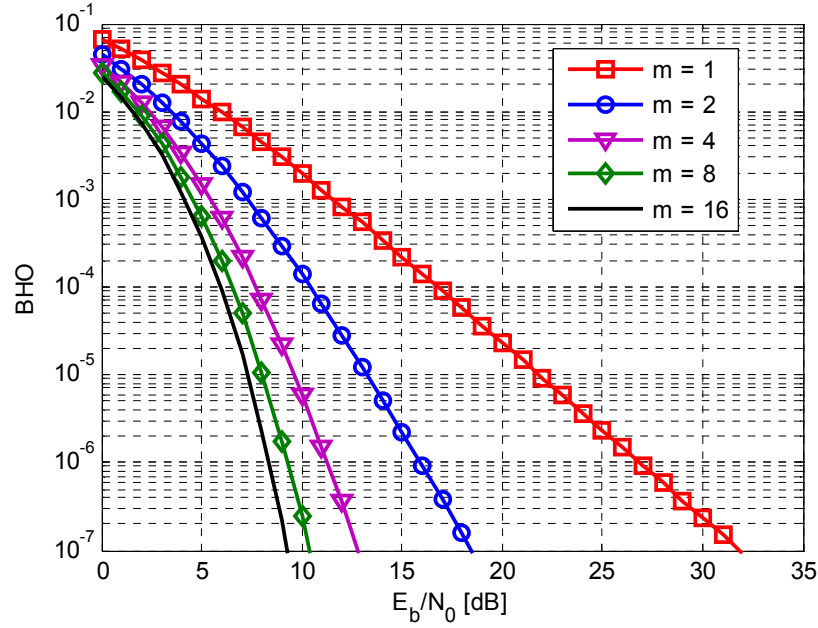
$$P_b \cong \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{eq}}{m + \bar{\gamma}_{eq}}} \sum_{l=0}^{Lm-1} \frac{\binom{2l}{l}}{\left[ 4 \left( 1 + \frac{\bar{\gamma}_{eq}}{m} \right) \right]^l} \right). \quad (4.12)$$

Kanal parametresi  $m = 1$  için Denklem (4.12) ile elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 4.5 ile verilmektedir.



Şekil 4.5 EKB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi  $m = 1$ , Rayleigh kanal)

Şekil 4.5'ten görüldüğü üzere kullanılan alıcı anten sayısı arttırıldıkça çeşitleme derecesi de hata performansı da artmaktadır. Şekil 4.6'da farklı kanal parametreleri ve 2 alıcı anten kullanan EKB tekniğine ilişkin hata performansı eğrileri verilmektedir.

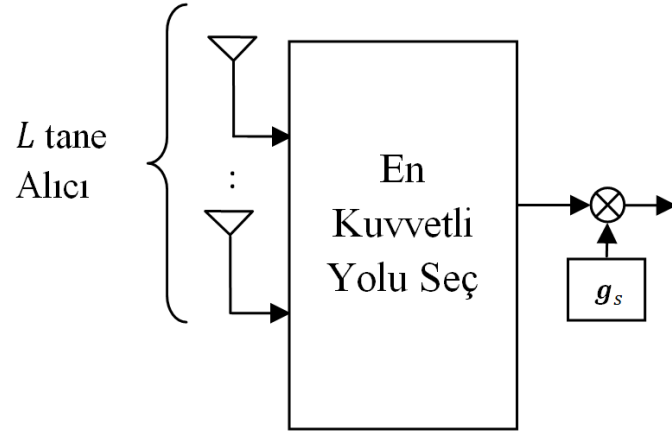


Şekil 4.6 EKB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri ( $L = 2$ )

#### 4.2.3. Seçmeli Birleştirme

EBOB ve EKB tekniklerinde alıcı birim üzerinde her bir anten için birer Radyo Frekansı (RF) devre birimi olmasından dolayı alıcı sistemin karmaşası ve maliyeti çok yüksek olabilir. Bu sebepten ötürü alıcı tarafta kullanılan antenlerden en iyisini seçerek kullanılacak RF devre sayısını azaltmak, karmaşa ve maliyet açısından bir çözüm olabilmektedir. En iyi antenin seçilerek işleme tâbi tutulması neticesinde elde edilecek çeşitleme derecesi yine toplamda alıcı birimin üzerindeki anten sayısına eşit olacaktır. Ancak birleştirici çıkışındaki İGO, EBOB ve EKB tekniklerinde elde edilen İGO'ya nispeten daha az olacaktır [5]. SB tekniğine ait seçici yapısı Şekil 4.7 ile verilmiştir.

SB tekniğinde birleştirici, en yüksek İGO'ya sahip olan yolu (veya anteni) seçer. Eğer bütün yolların İGO'ları aynı olduğu biliniyorsa veya öyle olduğu varsayılıyorsa bu takdirde birleştirici en güçlü işarete sahip anteni seçer. Birleştirme işlemi sırasında seçilen işaret kendi kanalına ait sönümlenme katsayısı ile ağırlıklandırılarak demodüle edilir ve karar verme işlemi yapılır.



Şekil 4.7 SB tekniğinin birleştiricisi

SB tekniğinde birleştirici (seçici) çıkışındaki ani İGO

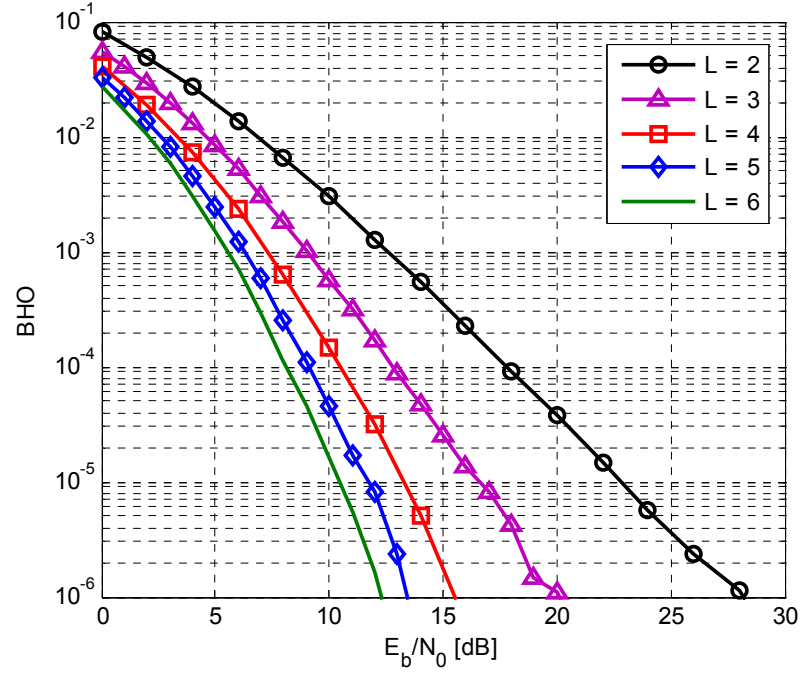
$$\gamma_{SB} = \max \{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} \quad (4.13)$$

olacaktır. Eğer bütün yollar için İGO eşit ( $\bar{\gamma}$ ) kabul edilirse birleştirici (seçici) çıkışındaki ortalama İGO

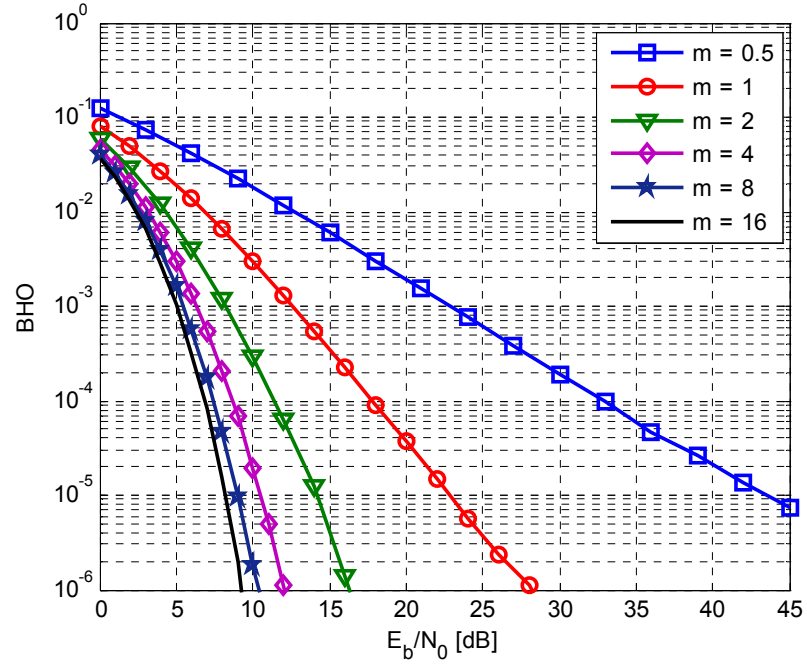
$$\bar{\gamma}_{SB} = \bar{\gamma} \sum_{k=1}^L \frac{1}{k} \quad (4.14)$$

olacaktır. Denklem (4.14)'den görüldüğü gibi alıcı anten sayısı arttıkça çıkıştaki İGO artacak dolayısıyla çeşitleme derecesi de artacaktır. Şekil 4.8'de 2-FKA modülasyonu, farklı anten sayıları ve kanal parametresi  $m = 1$  için simülasyonlar aracılığı ile elde edilen performans eğrileri verilmiştir.

Şekil 4.8'den görüldüğü gibi anten sayısı arttırıldıkça elde edilen çeşitleme derecesi ve hata performansı artmaktadır. Elde edilen çeşitleme derecesinin toplamda kullanılan alıcı anten sayısına eşit olduğu da gözlemlenebilmektedir. Şekil 4.9'da ise 2-FKA modülasyonu, farklı kanal parametreleri ve  $L = 2$  için simülasyonlar aracılığı ile elde edilen performans eğrileri verilmiştir.



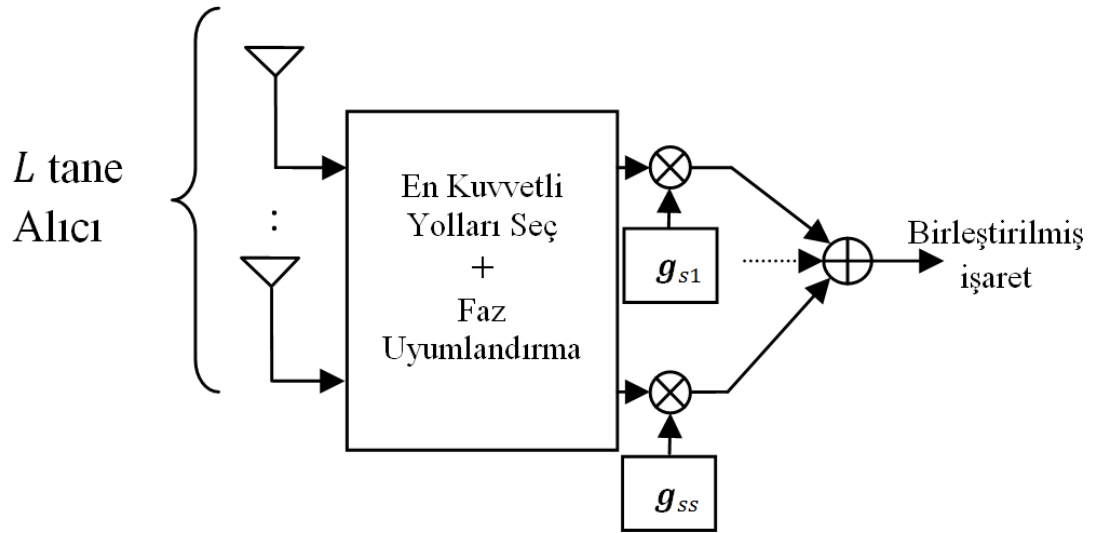
Şekil 4.8 SB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi  $m = 1$ , Rayleigh kanal)



Şekil 4.9 SB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri ( $L = 2$ )

#### 4.2.4. Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme Tekniği

Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme (GSB) tekniğinde birleştirici en iyi antenleri seçer. Alıcı antenlerden önceden belirlenmiş bir sayıda alıcı antenin seçilmesinin yanında bir eşik değer üzerinde İGO'ya sahip antenlerin seçilmesiyle de GSB tekniği gerçekleştirilebilir. Bu teknikle geleneksel EBOB tekniğinden gelen karmaşıklık azaltılmış olur. Ayrıca SB ile elde edilen çeşitleme derecesinden daha iyi bir çeşitleme derecesi elde edilir [8]. GSB tekniğine ilişkin seçici ve birleştirici yapısı Şekil 4.10 ile verilmiştir.



Şekil 4.10 GSB tekniği birleştiricisi

Seçilen alıcı anten sayısı  $L_s$  olmak üzere birleştirici çıkışındaki ani İGO aşağıdaki gibidir [5]:

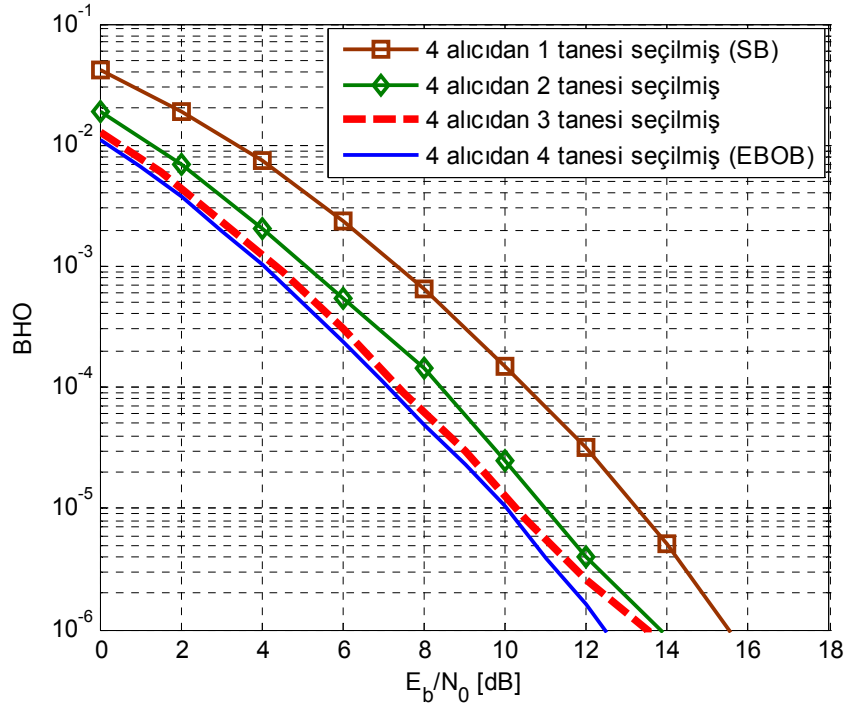
$$\gamma_{GSB} = \sum_{k=1}^{L_s} \gamma(k). \quad (4.15)$$

Burada toplam ifadesindeki  $\gamma(k)$  ;  $\gamma(1) > \gamma(2) > \dots > \gamma(L-1) > \gamma(L)$  olmak üzere büyükten küçüğe sıralanmış alıcı antenlere ait ani İGO'lardır. Eğer  $L_s = 1$  ise GSB tekniği SB tekniğine eşdeğer olurken,  $L_s = L$  iken EBOB tekniğine eşdeğer

olur. Eğer bütün yollar için ortalama İGO eşit ( $\bar{\gamma}$ ) kabul edilirse birleştirici (seçici) çıkışındaki ortalama İGO [5]:

$$\bar{\gamma}_{GSB} = L_s \bar{\gamma} \left( 1 + \sum_{k=L_s+1}^L \frac{1}{k} \right) \quad (4.16)$$

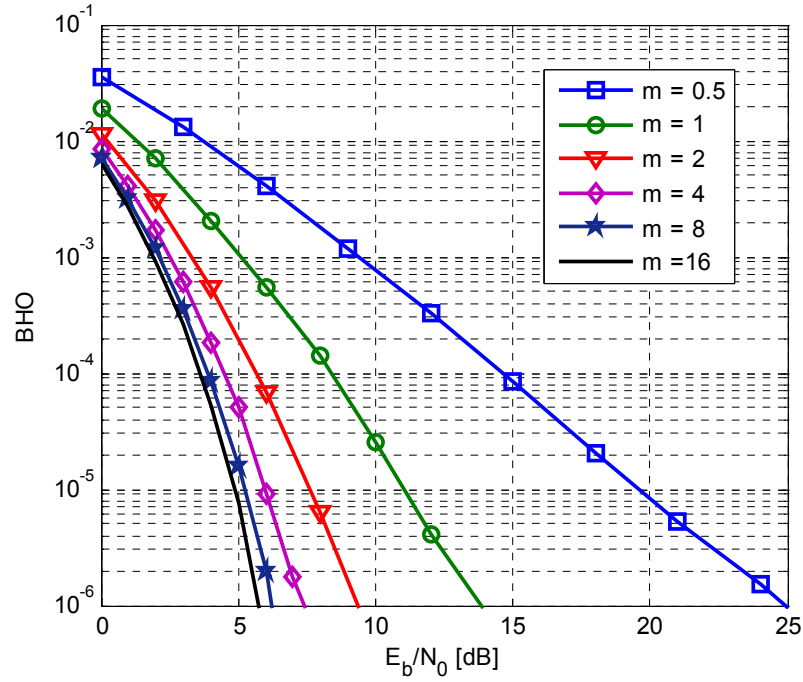
olur. Kanal parametresi  $m = 1$  ve toplamda 4 alıcı anten kullanan sistem için farklı sayıda anten seçimlerine ilişkin simülasyon ile elde edilen hata performansı eğrileri 2-FKA modülasyonu için Şekil 4.11’de verilmiştir.



Şekil 4.11 GSB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (Kanal parametresi  $m = 1$ , Rayleigh kanal)

Şekil 4.11 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, çeşitleme derecesi seçilen anten sayısından bağımsız olmakla beraber seçilen anten sayısı arttırıldıkça elde edilen hata performansı iyileşmektedir. Şekil 4.12’de farklı kanal parametreleri ve toplamda kullanılan 4 alıcı antenden 2 tanesinin seçilmesi durumuna ilişkin

simülasyonlar aracılığı ile elde edilen hata performans eğrileri 2-FKA modülasyonu için verilmektedir.



Şekil 4.12 GSB tekniği ile elde edilen hata performans eğrileri (GSB(4;2))

### 4.3. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcı anten çeşitleme teknikleri hücresel şebekelerde baz istasyonu üzerinde uygulanarak (baz istasyonunda çoklu alıcı anten) yukarı doğru (uplink) iletimin kalitesinin arttırmak için uzun süredir kullanılan tekniklerdir. Ancak kullanıcının taşıdığı mobil cihazın küçük boyutlarda olmasından dolayı mobil cihaz üzerinde alıcı anten çeşitleme tekniği uygulamak zordur. Çünkü küçük boyutlarda bir cihaza çoklu alıcı anten yerleştirmek zordur. Bu alıcı antenlerden gelen işaretleri işlemek üzere çoklu RF devresi yerleştirmek ve bu devrelerin harcayacağı güç, mobil cihazların kullanılabilirliğinde çok önemli olan güç ve boyut problemini arttırmaktadır. Ancak aşağı doğru iletimin kalitesini arttırmak için yine baz istasyonu üzerinde verici anten çeşitlemesi yapılması daha pratik bir çözüm olmaktadır. Çünkü baz istasyonu üzerine birden fazla verici anten yerleştirmek mobil cihaz üzerine yerleştirmeye göre daha kolay olacaktır. Ancak verici anten çeşitleme tekniklerinin de bazı zorlukları mevcuttur. Vericiden iletilen işaretler alıcıda karışmadan alınabilmesi için vericide

bir kodlama veya işaret işleme tekniği kullanılmalıdır. Bunun yanında verici antenler kanala ilişkin bilgileri alıcıdan bir geribildirim olmadığı sürece bilemezler [18].

Verici anten çeşitleme teknikleri en genel olarak kapalı devre ve açık devre sistemler olarak sınıflandırılabilir. Kapalı devre sistemlerden alıcıdan vericiye doğru bir geribildirim yolu ile Kanal Durum Bilgisi (KDB) iletilir. Açık devre sistemlerde ise verici sisteme KDB geribildirimi yoktur [7].

Kapalı devre sistemlerde verici anten seçimi yapılmayacaksa modüle edilmiş işaretler çoklu verici antenlerden farklı ağırlıklandırma faktörleri ile gönderilir. Ağırlıklandırma faktörleri, uyarlamalı olarak alıcıda alınan işaret gücünü veya kanal kapasitesini maksimize etmek amaçlı seçilir. [7].

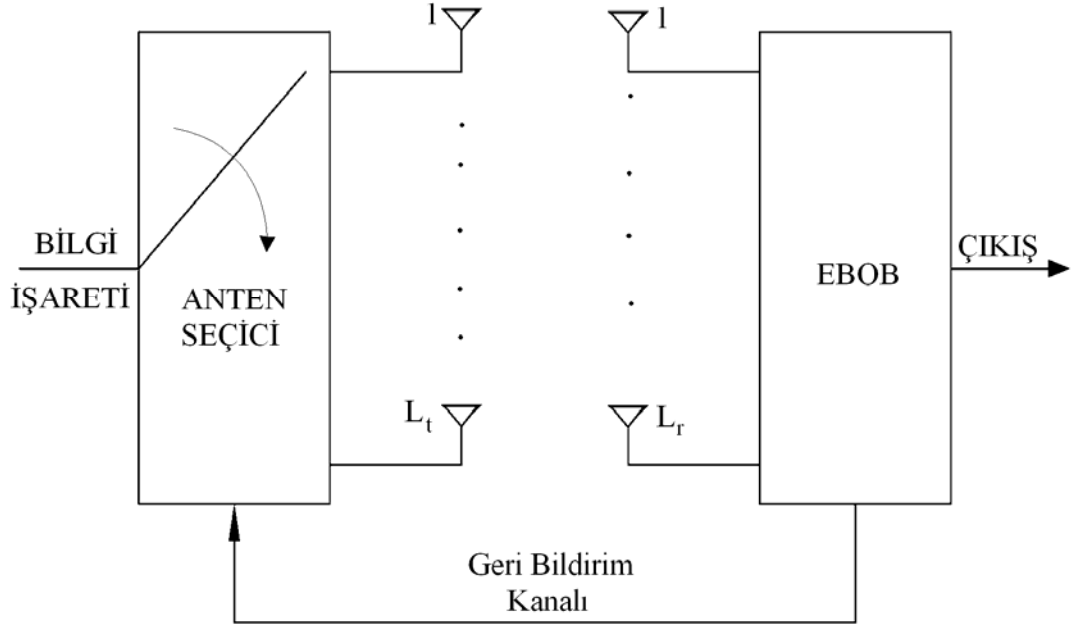
Açık devre sistemlerde gönderilecek işaret belli işlemlere tabi tutularak verici antenlerden gönderilir. İşaret üzerinde yapılan işlemler alıcıda maksimum çeşitleme elde etmek için yapılır. Alıcı tarafta alınan işaretler üzerinde işaret algılama (*signal detection*) teknikleri kullanılarak orijinal işaret geri elde edilmeye çalışılır. Açık devre sistemlere örnek olarak Geciktirme Çeşitlemesi (GÇ, *Delay Diversity*) verilebilir [7],[19]. Geciktirme çeşitlemesinde gönderilecek işaret farklı zaman aralıklarında farklı verici antenlerden gönderilir. Geciktirme çeşitlemesinde geciktirme süresi kanalın uyumluluk zamanından büyük bir süre olmalıdır. Bu sayede alıcıya farklı antenlerden gönderilen işaretler bağımsız yollardan gelerek alıcıda çeşitleme sağlar [7]. Açık devre sistemlere bir diğer örnek de uzay-zaman kodlamalı sistemler olarak göze çarpmaktadır. Uzay-Zaman kodlamalı sistemler Uzay-Zaman Blok kodlamalı [20] ve Uzay-Zaman Kafes kodlamalı olmak üzere iki kısma ayrılır [21].

Bu tezde verici anten çeşitleme tekniği olarak verici anten seçimli sistemler ele alınacaktır.

### 4.3.1. Verici Anten Seçimli Sistemler

Baz istasyonu üzerinde birden fazla verici anten yerleştirilerek kullanıcıya doğru iletimde çeşitlemeyi arttırmak mümkündür. Ancak kullanıcının kullandığı mobil cihaz üzerinde çok fazla verici anten kullanımı söz konusu olamamaktadır. Bu yüzden de aşağı doğru iletimde yüksek çeşitleme derecesi elde etmek için baz istasyonu üzerine çoklu verici anten yerleştirilerek uzay-zaman kodlaması kullanılmalıdır. Ancak uzay zaman kodlarının tasarımı ve gerçekleştirilmesi zordur. Uzay zaman kodlamalı sistemlerde karmaşık işaret uzayına sahip modülasyonlar için tam hızlı kodlar sadece iki antenli yapılarla gerçekleştirilebilir. Ayrıca çoklu verici anten kullanımı, kullanılan anten sayısı kadar RF devre zinciri gerektirdiğinden basit bir verici yapısı için Verici Anten Seçimi (VAS) yapılması daha kullanışlı ve basit bir sistem olacaktır [18].

Verici anten çeşitlemeli sistemlerde VAS yapılması durumunda en basit şekilde bir tane verici anten seçilebileceği gibi birden fazla anten seçilerek bunlar üzerinde uzay zaman kodlaması veya başka bir verici anten çeşitlemesi de uygulanabilir. Ancak sönmeli bir kanal göz önüne alındığında en iyi kanala sahip verici anten üzerinden bilgiyi iletmek ve alıcı tarafta EBOB tekniği kullanmak optimum çözüm olarak [18]'de öne sürülmüştür. Bu tezde yapılan çalışmalarda çoklu verici anten sisteminden sadece bir tanesinin seçilmesi ve alıcıda EBOB tekniğinin kullanılması durumu incelenecektir. Bu sistemlere kısaca VAS/EBOB sistemleri diyeceğiz. VAS/EBOB sisteminin genel yapısı Şekil 4.13 ile verilmiştir.



Şekil 4.13 VAS/EOB sisteminin yapısı

Şekil 4.13 ile verilen sistem için sistemin vericiden alıcıya doğru kanal sönmüleme katsayılarına ilişkin matris yazılırsa elde edilecek matris  $L_r \times L_t$ 'lik bir matris olacaktır. Matrisin elemanları olan  $g_{ij}$ 'ler  $i$ . verici antenden  $j$ . alıcı anten arasındaki sönmüleme katsayılarını ifade eder. Oluşan  $\mathbf{G}$  matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1L_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{L_t1} & \cdots & g_{L_tL_r} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

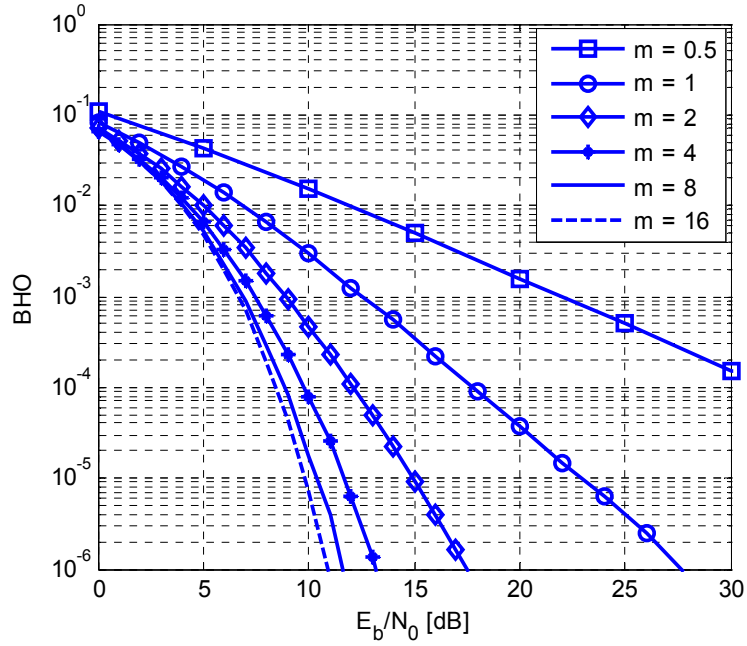
Anten seçiminde bu matrisin elemanları kullanılarak bir ölçüt hesaplanır. Hesaplanan ölçüt Denklem (4.18)'de verilmiştir:

$$I = \underset{1 \leq i \leq L_t}{\operatorname{argmaks}} \{ C_i = \sum_{j=1}^{L_r} |g_{ij}|^2 \}. \quad (4.18)$$

Denklem (4.18)'e göre alıcı antenlere iletilen işaretlere etki eden kanal kazançlarını toplamda maksimum yapan verici anten seçilir.

### 4.3.2. VAS/EBOB Sistemin Hata Performansı

2-FKA modülasyonu için VAS/EBOB çeşitlemesi için simülasyonlar ile elde edilen hata performans eğrileri Şekil 4.14 ile verilmiştir. Burada  $(L_t; 1, L_r)$  şeklinde bir notasyon kullanılacaktır. Bu notasyona göre  $L_t$  verici anten sayısı 1 seçilen anten sayısı ve  $L_r$  kullanılan alıcı anten sayısını göstermektedir.

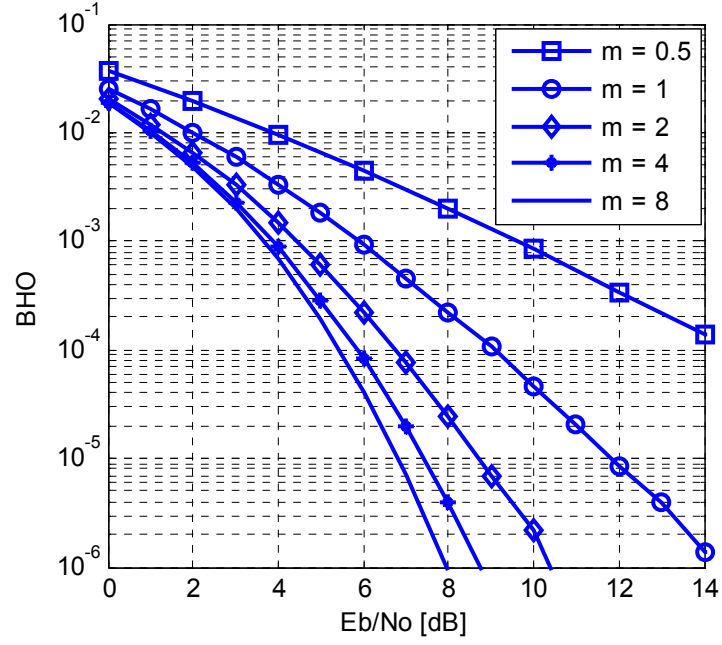


Şekil 4.14 VAS/EBOB (2;1,1) sistemin performans eğrileri

Şekil 4.14'ten açıkça görüldüğü üzere  $m = 0.5$  ve  $m = 1$  için sistemin çeşitleme derecesi 2 kat artarak  $m = 0.5$  için 1 ve  $m = 1$  için 2 olmuştur. Diğer  $m$  değerleri için de Şekil 4.14'te tam olarak gözlemlenemese de asimptotik olarak çeşitleme dereceleri 2 kat artacaktır.

2-FKA modülasyonu ve alıcı tarafta iki adet anten kullanılması durumunda simülasyonlar ile elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 4.15'te verilmiştir. Şekil 4.15'ten görüldüğü gibi alıcı tarafta 2 anten kullanılarak Şekil 4.14'de görülen çeşitleme derecelerine göre daha fazla çeşitleme dereceleri elde edilmiştir.  $m = 0.5$  için görülmektedir ki çeşitleme derecesi 2 olmuştur.  $m = 0.5$  için çeşitlemesiz durumun çeşitleme derecesi 0.5 olduğundan çeşitleme derecesinin 4 kat arttığını

söyleyebiliriz. Diğer  $m$  değerleri için de asimptotik olarak çeşitleme dereceleri çeşitlemesiz sistemlere göre 4 kat artmaktadır. Başka bir deyişle sistemin çeşitleme derecesi toplamda kullanılan verici ve alıcı anten sayılarının toplamı kadar katlanmaktadır.



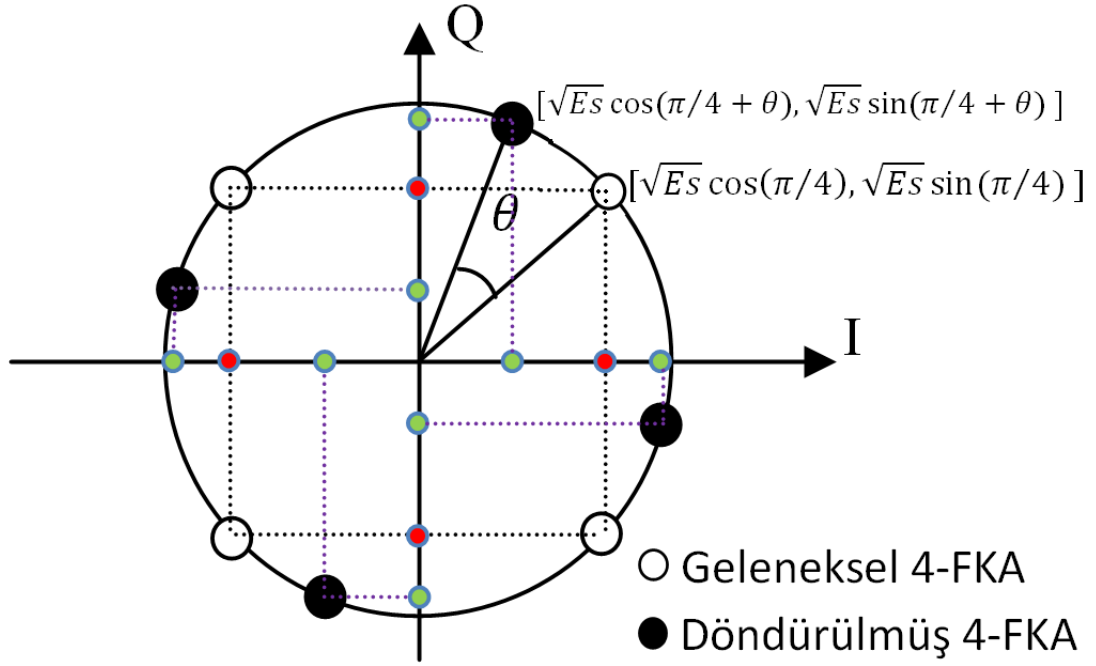
Şekil 4.15 VAS/EBOB (2;1,2) sistemin performans eğrileri

## 5. DÖNDÜRÜLMÜŞ FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA VE HATA PERFORMANSI

Sönümlleme etkisi daha önce de bahsedildiği gibi telsiz haberleşme sistemlerinde sistemin hata performansını olumsuz yönde etkileyen bir faktördür. Sönümlleme etkisini azaltmanın yolu haberleşme sistemi üzerinde çeşitleme uygulamaktır. Bu bölümde sönümlleme etkisini azaltma yollarından biri olan Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemesi (DBSÇ)'nin *M*-FKA modülasyonu üzerinde uygulanmasından bahsedilecek ve sistemin performans analizi yapılacaktır.

### 5.1. Döndürme Bileşen Serpiştirme Çeşitlemesi

İki boyutlu işaret uzayına sahip modülasyon türlerine ait işaretler için işaretin reel ve imajiner bileşenleri vardır. Eğer reel ve imajiner bileşenlerin farklı sönümllemelere maruz kalmaları sağlanırsa birçok iki boyutlu işaret kümesi için bir performans artışı elde edilebilir [9]-[16]. Bileşen Serpiştirme (BS) tekniği olarak bilinen bu teknikle işarete ait reel ve imajiner bileşenlerin farklı sönümllemelere maruz kalmaları sağlanır. Bunun için modülatör çıkışındaki iki boyutlu işaretin iki ayrı boyutuna ait elemanlar kendi aralarında serpiştirilir. Bu sayede bir bileşen çok fazla sönümllemeye maruz kalsa bile diğerinin daha az sönümllemeye maruz kalması durumunda demodülatörün doğru karar verme ihtimali artar. Ancak bu teknik farklı işaretlere ait bileşenlerin değerlerinin birbirlerine yakın olmaları durumunda fazla bir kazanç sağlamaz. Hatta başlangıç fazı  $45^\circ$  derece olan 4-FKA işaret kümesinde her bir işarete ait bileşenler bir diğer işaretin bileşeni ile aynı değere sahip olduğundan sadece BS tekniği hiçbir kazanç sağlamaz [16]. Ancak bileşenlerin değerlerini farklılaştırma yolu ile bir kazanç elde edilebilir. Bunun için işaret diyagramı belli bir açı değeri kadar döndürülür. Bu sayede oluşan yeni işaret kümesinde her bir işaretin diğer işaretlerle aynı değere sahip bileşeni kalmaz ve BS tekniği ile kayda değer bir kazanç elde edilebilir [12],[13],[16],[23]. Döndürme işleminin 4-FKA modülasyonu için işaret uzayı üzerinde gösterimi Şekil 5.1'de verilmiştir.



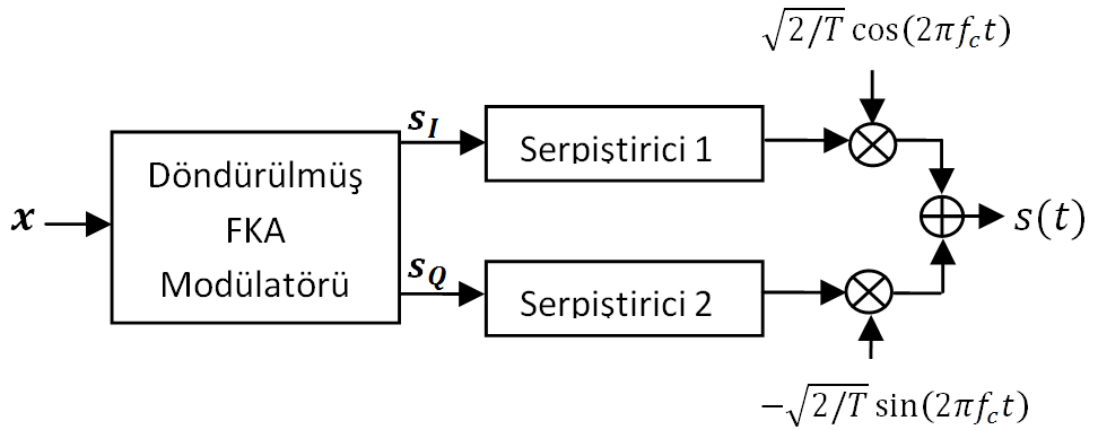
Şekil 5.1 Geleneksel 4-FKA ve işaret diyagramı döndürülmüş 4-FKA modülasyonlarına ait işaret kümeleri

Şekil 5.1’den görüldüğü gibi geleneksel 4-FKA işaret kümesine ait işaretlerin bileşenleri bir başka işaretin bileşeni ile aynı değere sahip iken döndürme işlemi sonucunda aynı değere sahip bileşen kalmamaktadır.

DBSÇ ile işaret diyagramı üzerindeki işaretler arası uzaklık değişmediğinden BEGGEK için DBSÇ ile herhangi bir hata performansı iyileşmesi sağlanamayacağı gibi herhangi bir hata performansı azalması da olmaz. Çünkü BEGGEK’te sistemin hata performansı işaret diyagramı üzerindeki işaretlerin birbirlerine olan Öklid uzaklıklarına bağlıdır [1]. Öklid uzaklığı doğrusal uzaklık olarak da bilinir.

### 5.1.1. Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemeli Sistemin Verici Yapısı

DBSÇ’li sistemin verici yapısı, işaret diyagramının döndürülmesinden ve BS tekniğinin kullanılmasından dolayı geleneksel sistemin verici yapısından farklıdır. DBSÇ’li sistemin verici yapısı Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2 DBSC’li sistemin verici yapısı

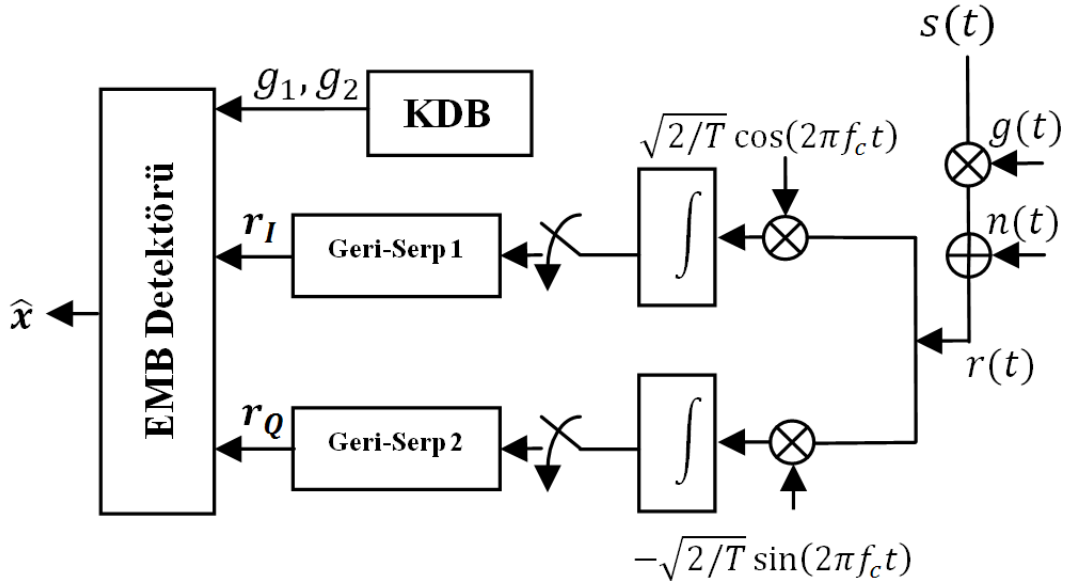
Şekil 5.2’de döndürülmüş FKA modülatörünün girişine gelen  $x$  sayısal bilgisi modüle edilerek  $s_I$  ve  $s_Q$  bileşenlerine dönüştürülür.  $s_I$  ve  $s_Q$  sırasıyla döndürülmüş FKA işaretinin reel ve imajiner bileşenlerini göstermektedir. Daha sonra  $s_I$  ve  $s_Q$  bileşenleri serpiştiriciler vasıtasıyla kendi aralarında belli bir kurala göre serpiştirilirler. Serpiştirme kuralı bileşenlere etki edecek sönümleme katsayılarını ilişkisiz hale getirmelidir. Aksi halde bu sistemden kazanç elde edilemez. Serpiştirici çıkışındaki bileşenler taşıyıcı frekansına yükseltilip birbirlerine eklenmek suretiyle kanaldan gönderilirler. Kanaldan gönderilen  $s(t)$  işaretinin ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$s(t) = \sqrt{E_s} \cos[\theta_i + \theta] \cos 2\pi f_c t - \sqrt{E_s} \sin[\theta_i + \theta] \sin 2\pi f_c t. \quad (5.1)$$

Burada  $\theta_i = 2\pi(i - 1)/M$  olup başlangıç fazıdır.  $\theta$  ise döndürme açısıdır.

### 5.1.2. Döndürme ve Bileşen Serpiştirme Çeşitlemeli Sistemin Alıcı Yapısı

DBSC’de geleneksel FKA modülasyonunda yapılan işlemler dışında farklı işlemler yapıldığından farklı bir alıcı yapısına ihtiyaç duyulur. DBSC’li sistemin alıcı yapısı Şekil 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.3 DBSC’li sistemin alıcı yapısı

Vericiden gönderilen  $s(t)$  işareti alıcıya sönümlemeye maruz kalmış ve gürültü eklenmiş olarak gelir. Alıcı uçta alınan işaretin ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$r(t) = g(t)s(t) + n(t) \quad (5.2)$$

Şekil 5.3’te  $g(t)$  kanalda etki eden sönümlemeyi gösterir ve Nakagami- $m$  dağılımına sahiptir.  $n(t)$  kanalda eklenen beyaz Gauss gürültüsünü işaret etmektedir. Alıcı uca ulaşan  $r(t)$  ilişkilendiricilerden geçerek reel ve imajiner bileşenlerine ayrılır. Ayırıştırılan bileşenler vericide uygulanan serpiştirme kuralının tersi kuralla geri serpiştirilirler. Burada  $r_I$  ve  $r_Q$ ,  $r(t)$  işaretinin vektör gösterimi olan  $\mathbf{r}$ ’nin reel ve imajiner bileşenlerini temsil etmektedir.  $\mathbf{r}$  vektörünün ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathbf{r} = (r_I, r_Q) = (g_1 s_I + n_I, g_2 s_Q + n_Q) \quad (5.3)$$

İlişkilendirici çıkışındaki  $r_I$  ve  $r_Q$  bileşenleri yine kanaldan tahmin edilen  $g_1$  ve  $g_2$  ile birlikte En Muhtemel Bulma (EMB) detektörüne uygulanır. Burada  $g_1$  ve  $g_2$ ’nin mükemmel tahmin edildiği varsayılmaktadır. Hatalı tahmin yapılması durumunda sistemin performansı bir miktar azalır [22]. EMB detektörü

hesaplayacağı bir ölçütle gönderilmesi muhtemel sembollerden biri lehine karar verir [12]-[16]. EMB detektörünün hesaplayacağı ölçüt aşağıdaki gibi tanımlıdır:

$$C(s_i|r, g) = ||r - g \odot s_i||^2, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (5.4)$$

Burada  $s_i$  gönderilmesi muhtemel işaret vektörlerini,  $\odot$  bileşen bazında (noktasal) çarpımı ve  $|| \cdot ||^2$  karesel Öklid uzaklığını temsil etmektedir. EMB detektörü bu ölçütü en küçük yapan  $s_i$  lehine karar verir.

## 5.2. DBSÇ'li Sistemin Hata Performansı Analizi

Şekil 5.3'te gösterilen EMB detektörü, Denklem (5.4)'le tanımlı ölçütü hesaplar ve hesapladığı ölçütü minimum yapan  $s_i$  lehine karar verir. Herhangi bir anda  $s$  işareti iletilmiş olsun ve EMB detektörü hatalı karar vererek  $\hat{s}$  işaretine karar vermiş olsun. Bu durumun meydana gelmesi olasılığı:

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= P(||r - g \odot \hat{s}||^2 < ||r - g \odot s||^2) \\ &= P(||r - g \odot \hat{s}||^2 < ||n||^2) \\ &= P\left[(g_1 s_I + n_I - g_1 \hat{s}_I)^2 + (g_2 s_Q + n_Q - g_2 \hat{s}_Q)^2 < n_I^2 + n_Q^2\right] \end{aligned} \quad (5.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu ifadede eğer:

$$\begin{aligned} \Delta_I &= s_I - \hat{s}_I, \\ \Delta_Q &= s_Q - \hat{s}_Q \end{aligned} \quad (5.6)$$

gibi tanımlanırsa Denklem (5.5) aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = P[2g_1 \Delta_I n_I + 2g_2 \Delta_Q n_Q < -g_1^2 \Delta_I^2 - g_2^2 \Delta_Q^2]. \quad (5.7)$$

Burada  $n_I$  ve  $n_Q$  sıfır ortalamalı ve  $N_0/2$  varyanslı bağımsız Gauss rastgele değişkenleridir. Kanalda etki eden sönümleme bir sembol boyunca sabit; yani kanal durağan ise  $2g_1\Delta_I n_I + 2g_2\Delta_Q n_Q$  ifadesi de sıfır ortalamalı ve  $\sigma^2 = 2N_0(g_1^2\Delta_I^2 + g_2^2\Delta_Q^2)$  varyanslı Gauss rastgele değişkeni olur. Bu durumda hatalı karar verme olasılığı  $g_1, g_2$  şartı altında aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}} | g_1, g_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-x^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-t^2/2}}{\sqrt{2\pi}} dt \\
 &= Q\left(\sqrt{\frac{g_1^2\Delta_I^2 + g_2^2\Delta_Q^2}{2N_0}}\right).
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Denklem (5.8)'de  $Q(\cdot)$  notasyonu Gauss  $Q$  fonksiyonunu temsil etmektedir. Denklem (5.8)'de  $y_1 = g_1^2$  ve  $y_2 = g_2^2$  dönüşümü yaparsak hata olasılığı ifadesi aşağıdaki şekli alır:

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) = Q\left(\sqrt{\frac{y_1\Delta_I^2 + y_2\Delta_Q^2}{2N_0}}\right). \tag{5.9}$$

$g_1$  ve  $g_2$  Nakagami- $m$  dağılımına sahip olduğundan  $y_1$  ve  $y_2$  Gama dağılımlı olur [3].  $y_1$  ve  $y_2$  değişkenlerine ait olasılık yoğunluk fonksiyonu ise

$$f_y(y) = \frac{m^m y^{m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{my}{\Omega}\right), \quad y \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \tag{5.10}$$

gibi ifade edilir. Denklem (5.10)'da  $m$  Nakagami- $m$  kanala ait kanal parametresini göstermektedir.  $\Omega$  kanalın gücü olup  $E[g_1^2] = E[g_2^2] = \Omega$  şeklinde tanımlıdır. Kanalın birim güçlü olması durumunda  $\Omega = 1$  olur. Denklem (5.9) için Gauss  $Q(x)$

fonksiyonu yerine Craig [8] tarafından önerilen  $Q(x)$  fonksiyonu yazılabilir. Craig tarafından önerilen  $Q(x)$  fonksiyonunun ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(\frac{-x^2}{2 \sin^2 \phi}\right) d\phi \quad (5.11)$$

Denklem (5.11), Denklem (5.9) ile birleştirilirse aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}} | y_1, y_2) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{y_1 \Delta_I^2 + y_2 \Delta_Q^2}{4N_0 \sin^2 \phi}\right) d\phi \quad (5.12)$$

(5.12) ifadesinin  $y_1$  ve  $y_2$  üzerinden ortalaması alınırsa hatalı karar verme olasılığı hesap edilebilir [16].

$$\begin{aligned} P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{y_1 \Delta_I^2 + y_2 \Delta_Q^2}{4N_0 \sin^2 \phi}\right) \times \frac{m^m y_1^{m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp(-m y_1) \\ &\quad \times \frac{m^m y_2^{m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp(-m y_2) d\phi dy_1 dy_2 \\ &= \frac{m^{2m}}{\pi (\Gamma(m))^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ \int_0^{\infty} \exp\left(-y_1 \left(\frac{\Delta_I^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)\right) y_1^{m-1} dy_1 \right] \\ &\quad \times \left[ \int_0^{\infty} \exp\left(-y_2 \left(\frac{\Delta_Q^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)\right) y_2^{m-1} dy_2 \right] d\phi \end{aligned} \quad (5.13)$$

Köşeli parantez içindeki integral ifadelerinin çözümü için Laplace dönüşümü kullanılabilir. Bu durumda Denklem (5.13)'te köşeli parantez içindeki integraller

$$\int_0^{\infty} \exp\left(-y\left(\frac{\Delta^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)\right) y^{m-1} dy = \frac{\Gamma(m)}{\left(\frac{\Delta^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)^m} \quad (5.14)$$

şeklinde elde edilir. Denklem (5.14), Denklem (5.13)'te yerine konursa

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) = \frac{m^{2m}}{\pi(\Gamma(m))^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\Gamma(m)}{\left(\frac{\Delta_I^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)^m} \frac{\Gamma(m)}{\left(\frac{\Delta_Q^2}{4N_0 \sin^2 \phi} + m\right)^m} d\phi \quad (5.15)$$

ifadesi elde edilir. Gerekli sadeleştirmeler yapılarak

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\Delta_I^2}{4N_0 m}, \\ c_2 &= \frac{\Delta_Q^2}{4N_0 m} \end{aligned} \quad (5.16)$$

dönüşümleri yapılırsa (5.15) ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \phi}{\sin^2 \phi + c_1}\right)^m \left(\frac{\sin^2 \phi}{\sin^2 \phi + c_2}\right)^m d\phi \quad (5.17)$$

Bu integralin çözümü için [8]'deki, EK 5'de bulunan integral tablosundan tamsayı  $m$  değerleri için aşağıdaki çözüm elde edilebilir:

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{\left(\frac{c_1}{c_2}\right)^{m-1}}{2 \left(1 - \frac{c_1}{c_2}\right)^{2m-1}} \left\{ \sum_{k=0}^{m-1} \left(\frac{c_2}{c_1} - 1\right)^k B_k I_k(c_2) - \frac{c_1}{c_2} \sum_{k=0}^{m-1} \left(1 - \frac{c_1}{c_2}\right)^k C_k I_k(c_1) \right\} \quad (5.18)$$

Burada,

$$B_k = \frac{A_k}{\binom{2m-1}{k}}, \quad (5.19)$$

$$C_k \triangleq \sum_{n=0}^{m-1} \frac{\binom{k}{n}}{\binom{2m-1}{n}} A_n, \quad (5.20)$$

$$I_k(c) = 1 - \sqrt{\frac{c}{1+c}} \left[ 1 + \sum_{n=1}^k \frac{(2n-1)!!}{n! 2^n (1+c)^n} \right], \quad (5.21)$$

$$A_k = (-1)^{m-1+k} \frac{\binom{m-1}{k}}{(m-1)!} \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq k+1}}^m (2m-n) \quad (5.22)$$

bağıntılarıyla tanımlanmıştır. Ayrıca aşağıdaki şartlar yukarıdaki ifadeler için geçerlidir.

- (5.20) Denkleminde  $n > k$  için  $\binom{k}{n} = 0$ 'dır.
- Ayrıca (5.22)'de  $\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq k+1}}^m (2m-n)$  çarpımı bire eşittir.
- Son olarak (5.21) Denklemindeki  $!!$  notasyonu yalnızca 1'den  $2k-1$ 'e kadar olan tek sayıların çarpımını ifade etmektedir.

Ancak (5.17)'nin çözümü için  $x = \cos^2 \phi$  dönüşümü yapılırsa:

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^1 (1-x)^{2m-0.5} \sqrt{x} (c_1 + 1 - x)^{-m} (c_2 + 1 - x)^{-m} dx \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^1 (1-x)^{2m-0.5} \sqrt{x} \frac{\left(1 - \frac{x}{c_1+1}\right)^{-m} \left(1 - \frac{x}{c_2+1}\right)^{-m}}{(c_1+1)^m (c_2+1)^m} dx. \quad (5.23)
\end{aligned}$$

Denklem (5.23) için [24]'teki Denklem 3.211 kullanılarak aşağıdaki sonuç bulunabilir:

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \hat{\mathbf{s}}) = \frac{\beta\left(2m + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi(c_1+1)^m(c_2+1)^m} F_1\left(\frac{1}{2}, m, m, 2m+1, \frac{1}{c_1+1}, \frac{1}{c_2+1}\right). \quad (5.24)$$

Burada  $\beta(.,.)$  Beta fonksiyonu olup

$$\beta(x, y) = \int_0^1 t^{x-1} (1-t)^{y-1} dt \quad (5.25)$$

biçiminde tanımlıdır [24]. Ayrıca  $F_1(.,.,.,.,.)$  Appell hipergeometrik fonksiyonu olup aşağıdaki gibi tanımlıdır [24]:

$$F_1(a, b, b', t, x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_{k+n} (b)_k (b')_n}{k! n! (t)_{k+n}} x^k y^n. \quad (5.26)$$

Denklem (5.26)'da  $(a)_k$  ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlıdır:

$$(a)_k = \frac{\Gamma(a+k)}{\Gamma(a)}. \quad (5.27)$$

Eğer  $\mathbf{s}_i$  sembolleri eşit olasılıklı iseler  $M$ -FKA modülasyonuna ait SHO için üst sınır aşağıdaki gibi ifade edilebilir [1].

$$P_s \leq \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M P(s_i \rightarrow s_j) \quad (5.28)$$

Bu ifadede (5.18) veya (5.24) ifadesi yerine konulduğunda  $P_s$ 'i en küçük yapan  $\theta$  döndürme açısı optimum döndürme açısı olur. (5.18) veya (5.24) ifadelerinde  $c_i$ 'ler  $i = 1, 2$   $\Delta_I$  veya  $\Delta_Q$ 'ya bağlı,  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  ise döndürme açısı  $\theta$ 'ya bağlıdır. Böylece hata olasılığı ifadesinin döndürme açısı  $\theta$ 'ya bağlı olduğu görülebilir.

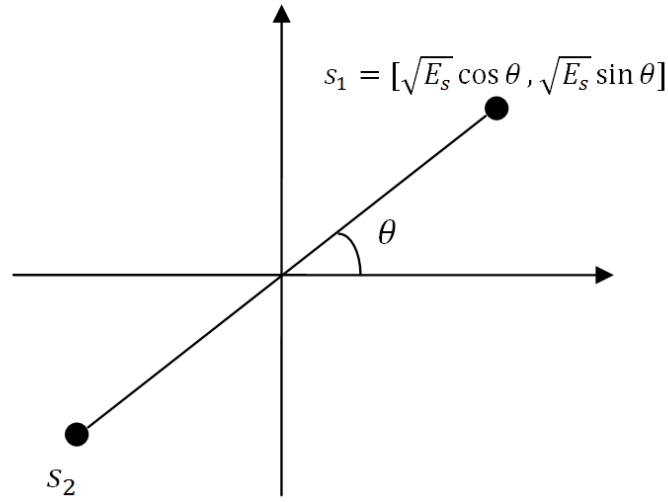
### 5.3. Döndürülmüş FKA'nın Hata Performansı

$M$ -FKA modülasyonu için optimum döndürme açısı bulunurken işaret diyagramları üzerinden hesaplanan  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerleri (5.18) veya (5.24)'te yerlerine konur. Daha sonra elde edilen sonucun (5.28)'de yerine konmasıyla  $\theta$ 'ya bağlı bir ifade elde edilir. Ancak elde edilen ifadenin karmaşıklığı yüzünden analitik olarak optimum açının bulunması zor olduğundan bunun yerine elde edilen ifade  $\theta$ 'yı birer derece arttırarak SHO çeşitli İGO değerlerinde çizdirilmiştir. Hata olasılığının minimum olduğu nokta optimum döndürme açısı olacaktır. Diğer taraftan optimum döndürme açısını bulmanın bir diğer yolu da hesaplanan  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerlerinin (5.24)'te yerlerine konulmasından sonra elde edilen ifadeyi belli bir İGO değeri için MATHEMATICA programının hazır bir komutu olan "Minimize" komutunu kullanarak incelemektir. Bu komut sayesinde istenilen İGO değeri için SHO'yu minimum yapan döndürme açısı başka bir deyişle optimum döndürme açısı bulunmaktadır.

Matematiksel analiz yolu ile elde edilen SHO performanslarının simülasyon yolu ile desteklenmesi amacıyla DBSC'li sisteme ait bilgisayar simülasyonları yapılmıştır. Simülasyonlar  $M$ -FKA modülasyonunda  $M = 2, 4, 8$  seviyeleri, Nakagami- $m$  kanalda  $m = 0.5, 1, 2, 4, 8, 16$  sönümlleme parametreleri için yapılmıştır. Döndürme açısı 2-FKA ve 4-FKA için  $[0, 90]$  derece, 8-FKA için  $[0, 45]$  derece aralığında ve  $BHO, SHO \geq 10^{-6}$  olacak şekilde tüm İGO değerleri için incelenmiştir. Serpiştirme kuralı olarak mükemmel / rastgele serpiştirme kullanılmıştır. Ayrıca alıcıda mükemmel KDB tahmini yapıldığı varsayılmıştır.

### 5.3.1. 2-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı

2-FKA modülasyonu için döndürme yapılmaksızın BS yapılması mümkün değildir. Çünkü 2-FKA modülasyonu Bölüm 3'te gösterildiği gibi tek boyutlu bir işaret uzayına sahiptir. 2-FKA modülasyonunun BS ile bir kazanç sağlayabilmesi için 2-FKA modülasyonuna ait işaret uzayı döndürülür ve işaret uzayı iki boyutlu hale getirilir. Döndürme işlemi neticesinde 2-FKA modülasyonuna ait işaret uzayı Şekil 5.4'teki gibi olur.



Şekil 5.4 Döndürülmüş 2-FKA işaret kümesi

Döndürülmüş 2-FKA modülasyonunun taban fonksiyonları Bölüm 3'te verilen  $M$ -FKA ( $M > 2$ ) modülasyonunun temel fonksiyonları ile aynıdır. Diğer taraftan geleneksel 2-FKA işaretlerini vektörel olarak göstermek için tek boyutlu vektörler kullanılırken döndürülmüş 2-FKA işaretlerinin gösterimi için 2 boyutlu vektörler kullanılmalıdır. Döndürülmüş 2-FKA işaretlerinin vektörel gösterimi

$$\mathbf{s}_i = [\sqrt{E_s} \cos(\theta + (i - 1)\pi), \sqrt{E_s} \sin(\theta + (i - 1)\pi)], \quad i = 1, 2 \quad (5.29)$$

biçiminde olur.

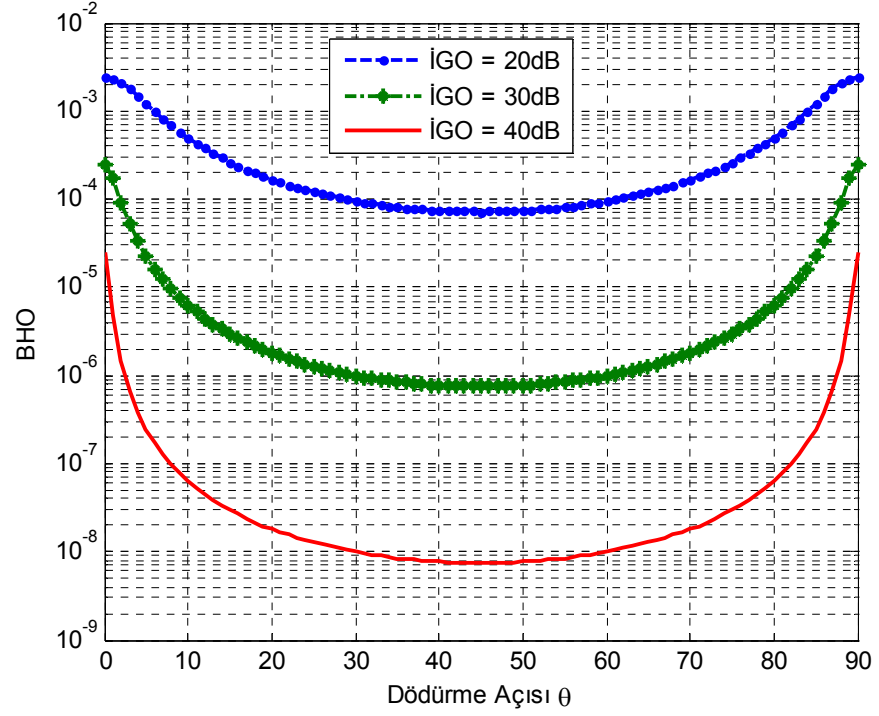
Döndürülmüş 2-FKA modülasyonun hata performansının hesaplanabilmesi için  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  hesaplanmalıdır.  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  Şekil 5.4'ten kolaylıkla hesaplanabilir. Şekil 5.4'ten hesaplanan  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerleri aşağıdaki eşitliklerle verilmiştir:

$$\Delta_I = 2\sqrt{E_s} \cos \theta, \Delta_Q = 2\sqrt{E_s} \sin \theta. \quad (5.30)$$

Hesaplanan  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerleri için (5.18) veya (5.24) ifadesi (5.28)'te yerine konulursa döndürülmüş 2-FKA modülasyonu için hata olasılığı hesabı yapılmış olacaktır. Ancak 2-FKA modülasyonunda sadece iki sembol bulunduğundan (5.28) ifadesi (5.18) veya (5.24) ifadesine dönüşecek ve döndürülmüş 2-FKA modülasyonu için hata olasılığı üst sınırı değil kesin hata olasılığı hesabı yapılmış olunacaktır.

Şekil 5.5'te Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m = 1$  ve 2-FKA modülasyonu için BHO döndürme açısı olan  $\theta$ 'ya göre çizdirilmiştir.

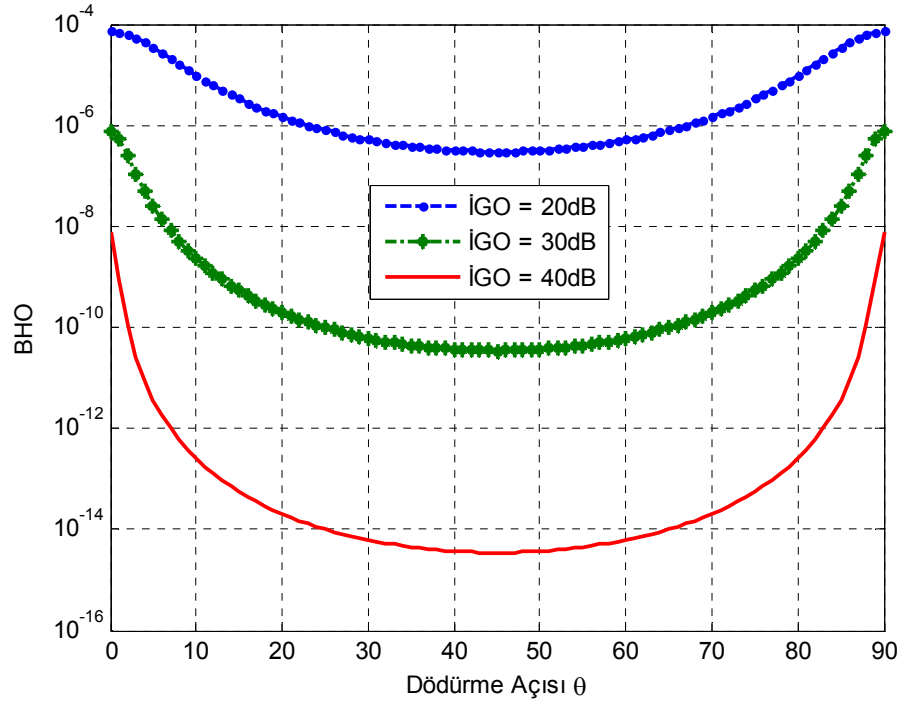
Şekil 5.5'ten görüldüğü gibi  $IGO = 20, 30, 40 \text{ dB}$  değerlerinde BHO,  $45^\circ$  için minimum olmaktadır. Buradan  $m = 1$  kanal parametresi ve 2-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısı  $45^\circ$ 'dir diyebiliriz.



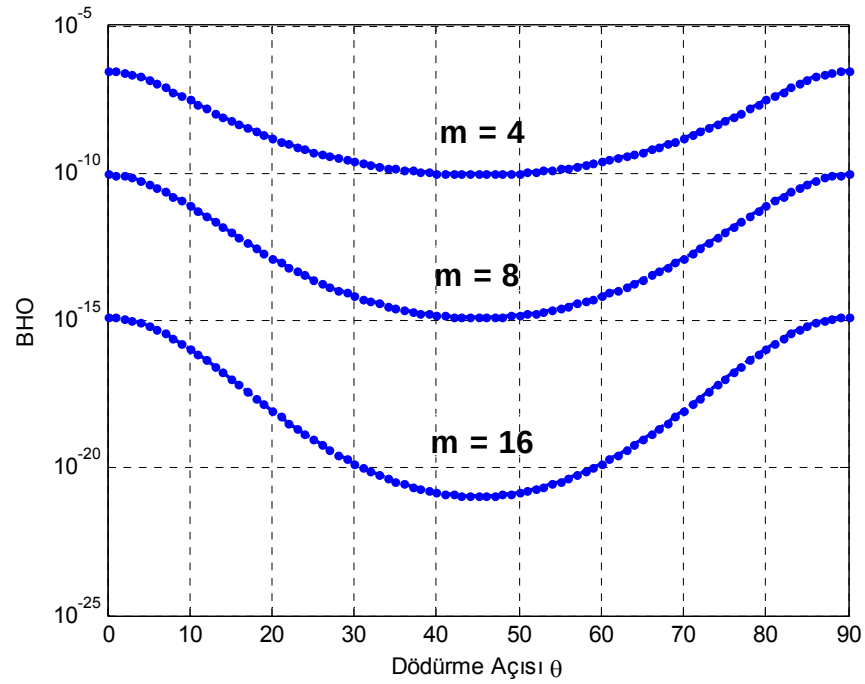
Şekil 5.5 2-FKA modülasyonu için döndürme açısına bağlı olarak BHO değişimi  
(Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m = 1$ )

Şekil 5.6'da kanal parametresi  $m = 2$  ve 2-FKA modülasyonu için BHO döndürme açısı olan  $\theta$ 'ya göre çizdirilmiştir.

Şekil 5.6'dan görüldüğü gibi kanal parametresi  $m = 2$  iken de optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Şekil 5.7'de daha yüksek  $m$  değerleri ve  $IGO = 20dB$  için döndürme açısına bağlı BHO değişimi verilmiştir.



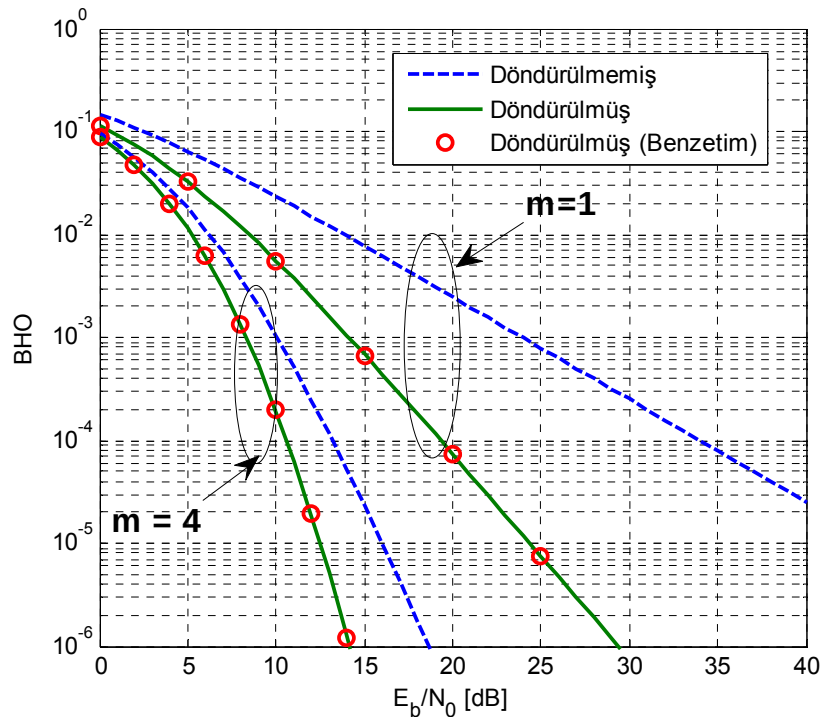
Şekil 5.6 2-FKA modülasyonu için döndürme açısına bağlı olarak BHO değişimi  
(Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m = 2$ )



Şekil 5.7  $\text{İGO} = 20\text{dB}$  için Döndürülmüş 2-FKA modülasyonuna ait Döndürme  
açısı-BHO değişimi

Şekil 5.7'den görüldüğü gibi yüksek  $m$  değerleri içinde optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Ayrıca MATHEMATICA programı aracılığı ile de (5.24) denklemini minimize eden açı değeri  $45^\circ$  olarak bulunmuştur. Bu sonuçlara dayanarak diyebiliriz ki yavaş ve düz sönümlmeli Nakagami- $m$  kanalda 2-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Şimdi de DBSÇ uygulanmış sistem ile hiçbir çeşitleme uygulanmamış sistemlerin performansını karşılaştıralım.

Şekil 5.8'de DBSÇ ile elde edilen hata performansı eğrileri DBSÇ'siz durumlarla karşılaştırılmıştır. Şekil 5.8'den görüldüğü gibi DBSÇ uygulanması durumunda  $BHO = 10^{-3}$  değerinde elde edilen İGO kazancı kanal parametresi  $m = 1$  iken  $10dB$ ,  $m = 4$  iken  $1.7 dB$  civarındadır. Ayrıca DBSÇ  $m = 1$  için çeşitleme derecesinin 2 olduğu söylenebilir. Çeşitleme derecesi BHO-İGO eğrisinin eğimidir.  $m = 1$  durumunda çeşitlemesiz sisteme ait eğrinin eğimi 1 iken DBSÇ ile elde edilen eğrinin eğimi 2 olduğundan çeşitleme derecesi 2'dir.



Şekil 5.8 2-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen performans eğrileri

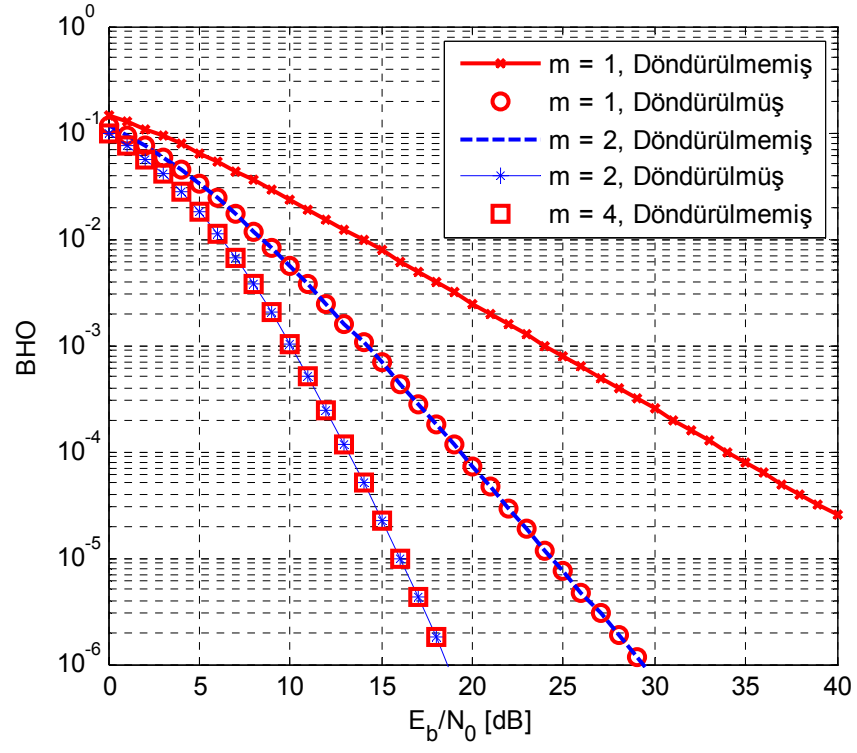
Bazı  $m$  değerleri için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları  $BHO = 10^{-3}$  için Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1 2-FKA için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ | $m = 8$ | $m = 16$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|---------|---------|----------|
| İGO Kazancı<br>( $BHO = 10^{-3}$ ) | 23dB      | 10dB    | 4dB     | 1.7dB   | 1dB     | 0.7dB    |

Tablo 5.1’de verilen değerlere göre kanal parametresi  $m$  arttıkça elde edilen İGO kazancı azalmaktadır. Bunun sebebi  $m$  değeri arttıkça Nakagami- $m$  sönümlemeli kanal BEGGEK gibi davranmaktadır. Sönümlemesiz kanalda DBSÇ herhangi bir performans artışı sağlamaz. 2-FKA modülasyonu için elde edilen ilginç bir sonuç da Şekil 5.9’da verilmiştir.

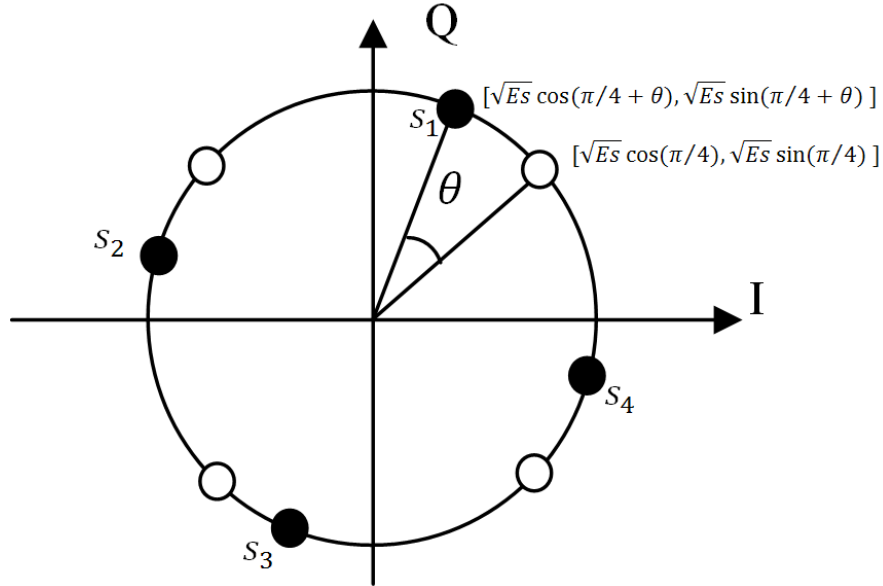
Şekil 5.9 ile verilen eğrilere göre kanal parametresi  $m = 1$  iken 2-FKA modülasyonu üzerinde DBSÇ uygulanması durumunda  $m = 2$  için DBSÇ’siz durumla aynı performansı sağlamaktadır. Benzer şekilde  $m = 2$  iken DBSÇ uygulanması durumunda  $m = 4$  için DBSÇ’siz durumla aynı performansı sağlamaktadır. Bu sonuca göre 2-FKA modülasyonu üzerinde DBSÇ uygulanması durumunda Nakagami- $m$  sönümlemeli kanalın parametresini iki katına çıkarmaktadır. Bir nevi sönümleme şiddetini yarıya indirmektedir. Literatürde kesin olarak belli bir kaynaktan geçmese de Nakagami- $m$  kanala ait  $m$  parametresi çeşitleme derecesine eşdeğer bir değişkendir. Bunu Denklem (4.3)’ten anlamak mümkündür. Denklem (4.3)’e göre Nakagami- $m$  sönümleme parametresi ile EBOB tekniğinde kullanılan anten sayısı olan  $L$  integralin sonucuna yani SHO’ya eşit derecede etki etmektedir. EBOB tekniğinde kullanılan anten sayısı bize çeşitleme derecesinin verdiğinden ve Denklem (4.3)’te  $L$  ile  $m$ ’nin etkilerinin aynı olmasından dolayı Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m$ ’nin kanalın çeşitleme derecesine eşit olduğunu söyleyebiliriz. O halde Şekil 5.9’daki sonuca göre DBSÇ’nin çeşitleme derecesinin 2 olduğunu söyleyebiliriz.



Şekil 5.9 DBSÇ'nin sönmüleme parametresi üzerine etkisi

### 5.3.2. 4-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı

Döndürülmüş 4-FKA işaret kümesi Şekil 5.10 ile verilmiştir.



Şekil 5.10 Geleneksel 4-FKA ve döndürülmüş 4-FKA işaret kümelerine ait işaret diyagramı

4-FKA işaret kümesinde 4 adet işaret olduğundan hesaplanacak  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerleri birer tane değil üçer tane olacaktır.  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  Şekil 5.10 yardımıyla hesaplanırsa

$$\Delta_1 = \sqrt{E_s}(\sin(\theta + \pi/4) + \sin(\theta - \pi/4))$$

$$\Delta_2 = \sqrt{E_s}(\sin(\theta + \frac{\pi}{4}) - \sin(\theta - \pi/4))$$

$$\Delta_3 = 2\sqrt{E_s} \sin(\theta - \pi/4)$$

$$\Delta_4 = 2\sqrt{E_s} \sin(\theta + \pi/4) \quad (5.31)$$

olmak üzere ve  $\Delta_K$  matrisi aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\Delta_K = \begin{bmatrix} \Delta_{K11} & \Delta_{K12} & \Delta_{K13} & \Delta_{K14} \\ \Delta_{K21} & \Delta_{K22} & \Delta_{K23} & \Delta_{K24} \\ \Delta_{K31} & \Delta_{K32} & \Delta_{K33} & \Delta_{K34} \\ \Delta_{K41} & \Delta_{K42} & \Delta_{K43} & \Delta_{K44} \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

Burada  $K$ ,  $I$  veya  $Q$  harflerinden biridir. Matrisin elemanları  $\Delta_{Kij}$ , ise  $i$ . işaret ile  $j$ . işaret için tanımlı  $\Delta_K$  değeridir.  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  matrislerini şu şekilde yazmak mümkündür.

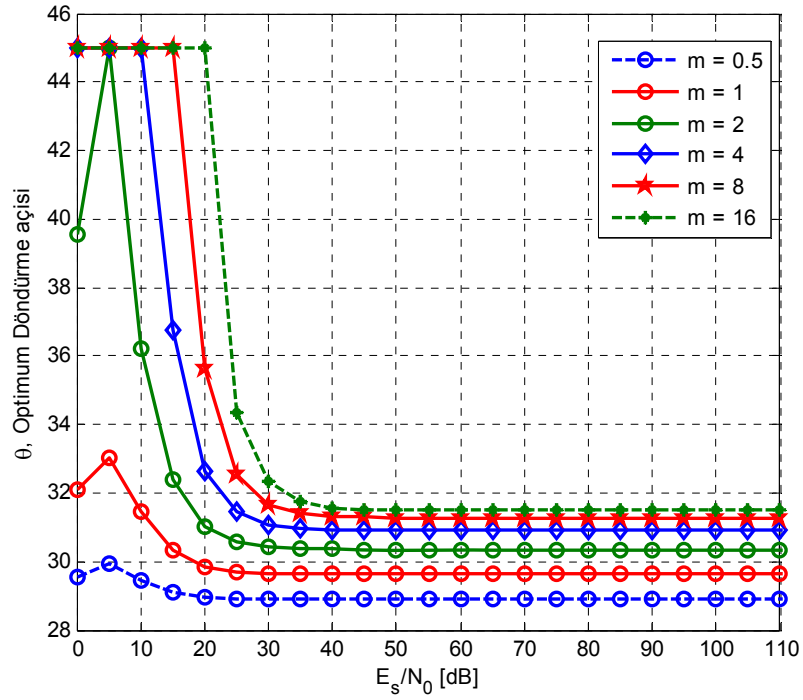
$$\Delta_I = \begin{bmatrix} 0 & \Delta_1 & \Delta_3 & \Delta_2 \\ \Delta_1 & 0 & \Delta_2 & \Delta_4 \\ \Delta_3 & \Delta_2 & 0 & \Delta_1 \\ \Delta_2 & \Delta_4 & \Delta_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

$$\Delta_Q = \begin{bmatrix} 0 & \Delta_2 & \Delta_4 & \Delta_1 \\ \Delta_2 & 0 & \Delta_1 & \Delta_3 \\ \Delta_4 & \Delta_1 & 0 & \Delta_2 \\ \Delta_1 & \Delta_3 & \Delta_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

(5.28) denklemi ile hata olasılığına ait üst sınır hesaplanırken hangi  $i$  ve  $j$  değeri için hesap yapılıyorsa  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  matrislerinin  $\Delta_{Iij}$  ve  $\Delta_{Qij}$  elemanları ile işlem yapılır.

(5.24) ve (5.28) denklemleri ile hesaplanan SHO ifadesini minimize eden  $\theta$  döndürme açısının başka bir deyişle optimum döndürme açısının  $m$  değerlerine bağlı olarak küçük değişimler gösterdiği gözlemlenmektedir. Ayrıca optimum döndürme açısı İGO değerine bağlı olarak da değişmektedir. Döndürülmüş 4-FKA modülasyonu için elde edilen optimum döndürme açılarının farklı  $m$  değerleri için İGO'ya bağlı olarak değişimi Şekil 5.11 ile verilmiştir.

Şekil 5.11 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere optimum döndürme açısı  $m$  değerine ve İGO'ya bağlı olarak değişmektedir. Yüksek İGO oranları için elde edilen optimum döndürme açıları Tablo 5.2 ile verilmiştir.



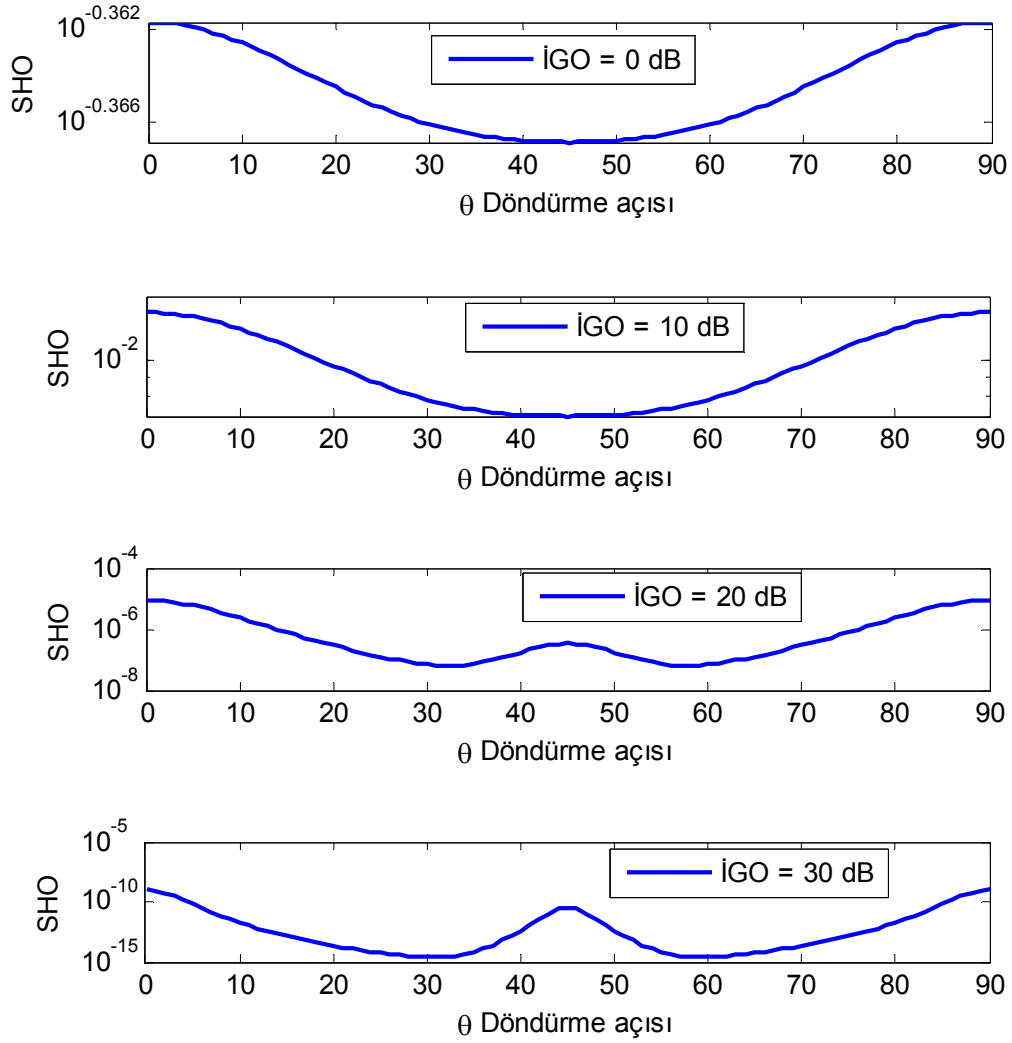
Şekil 5.11 Döndürülmüş 4-FKA modülasyonu için İGO-Optimum Döndürme Açısı değişimi

Tablo 5.2 4-FKA'nın farklı  $m$  değerleri için elde edilen Optimum açı değerleri (Yüksek İGO)

| $m$ değeri             | $m = 0.5$    | $m = 1$       | $m = 2$       | $m = 4$       | $m = 8$       | $m = 16$     |
|------------------------|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------------|
| Optimum Döndürme Açısı | $28.9^\circ$ | $29.63^\circ$ | $30.35^\circ$ | $30.91^\circ$ | $31.27^\circ$ | $31.5^\circ$ |

Şekil 5.12'de Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m = 4$  için SHO, döndürme açısı olan  $\theta$ 'ya göre İGO = 0, 10, 20, 30 dB değerleri için çizdirilmiştir.

Şekil 5.12'den görüldüğü gibi İGO = 0dB için optimum açı değeri  $45^\circ$  civarında iken İGO değeri arttırıldıkça optimum döndürme açısı  $31^\circ$  civarına doğru değişmektedir.

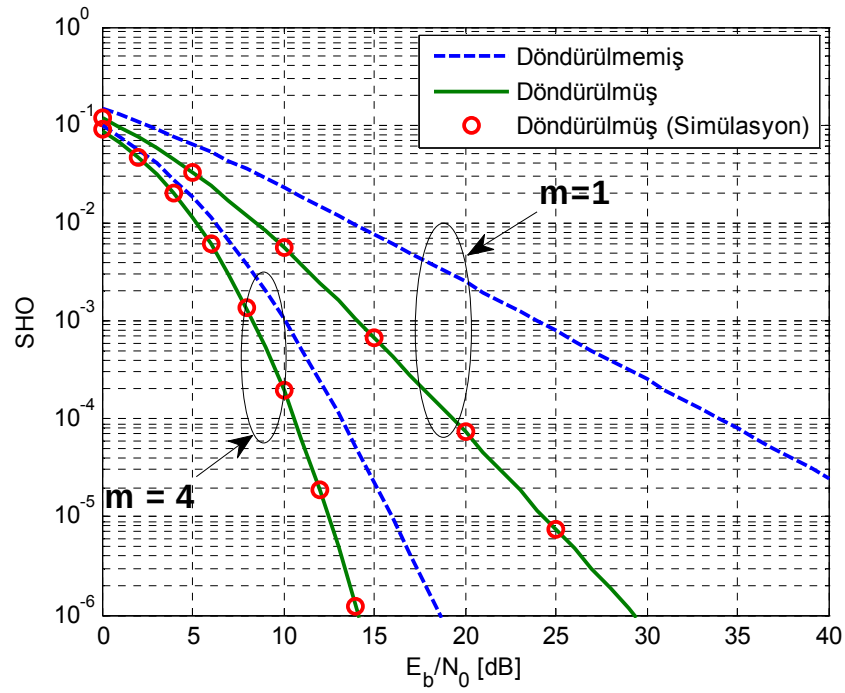


Şekil 5.12 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonunun  $m = 4$  için Döndürme açısı-SHO eğrileri

4-FKA modülasyonu için bir ilginç sonuç da Şekil 5.12'den görüldüğü gibi başlangıç fazı  $0^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonunun başlangıç fazı  $45^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonuna göre daha iyi performans sağlamasıdır. Şekil 5.12'de döndürme açısının  $0^\circ$  olduğu nokta başlangıç fazının  $45^\circ$  olduğu 4-FKA modülasyonunu işaret ederken, yatay ekseninde  $45^\circ$ 'yi işaret eden nokta başlangıç fazının  $0^\circ$  olduğu 4-FKA modülasyonunu işaret etmektedir. Buradan başlangıç fazı  $0^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonu bileşen serpiştirme ile kazanç sağlarken, başlangıç fazı  $45^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonu bileşen serpiştirme ile kazanç sağlamaz sonucunu çıkarabiliriz. Bunun nedeni başlangıç fazı  $45^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonunun işaretlerine ait bileşenler işaret diyagramı üzerinde bir başka

işaretin bileşenleri ile aynı değere sahip iken başlangıç fazı  $0^\circ$  derece olan 4-FKA modülasyonunda ortak bileşenlerin sayısının daha az olmasındandır.

4-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısı ile elde edilen SHO-İGO eğrileri Şekil 5.13 ile verilmektedir.



Şekil 5.13 4-FKA modülasyonu için DBSC ile elde edilen performans eğrileri

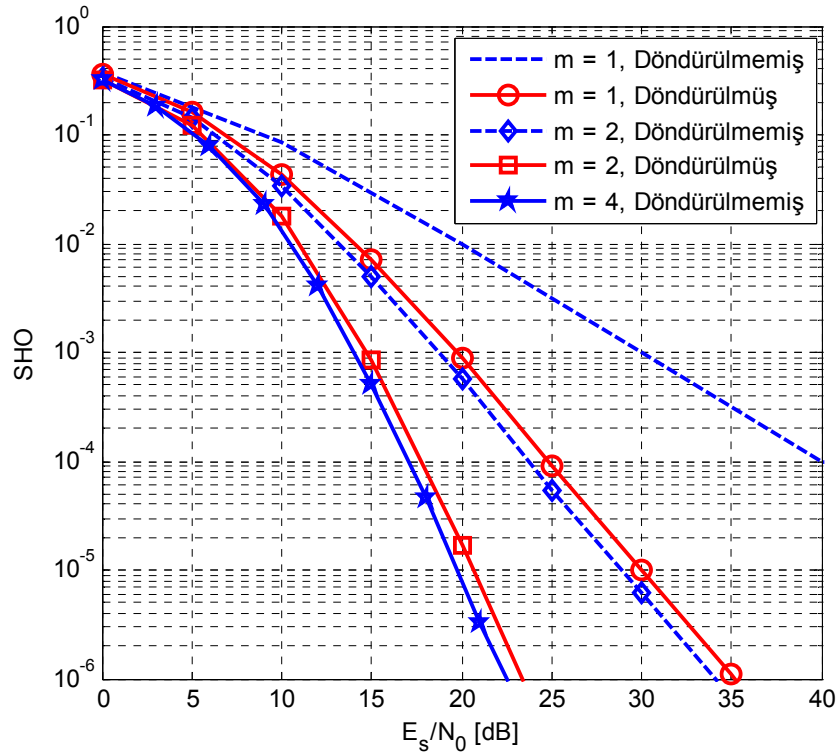
Bazı  $m$  değerleri için DBSC ile elde edilen İGO kazançları Tablo 5.3’de verilmiştir.

Tablo 5.3 4-FKA için DBSC ile elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$           | $m = 8$ | $m = 16$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|-------------------|---------|----------|
| İGO Kazancı<br>( $SHO = 10^{-3}$ ) | 24dB      | 10dB    | 4dB     | 1.6dB<br>(1.75dB) | 0.95dB  | 0.7dB    |
| Döndürme<br>Açısı                  | 28.9°     | 29.63°  | 30.35   | 30.91°<br>(45°)   | 45°     | 45°      |

Tablo 5.3’teki sonuçlarda görüldüğü gibi kanal parametresi  $m$  arttıkça elde edilen İGO kazancı azalmaktadır. Bu beklenen bir sonuçtur. Kanal parametresi  $m$

arttıkça sönümlmeli kanal BEGGEK modeline yaklaşmaktadır.  $m \geq 4$  için elde edilen kazançları incelemek üzere seçilen SHO değerinde  $45^\circ$ 'nin hata performansı daha iyi olduğu gözlemlendiğinden döndürme açısı olarak  $45^\circ$  seçilmiş ve kazançlar ona göre yazılmıştır. Şekil 5.14'te DBSÇ ile elde edilmiş birkaç performans eğrisi verilmiştir.

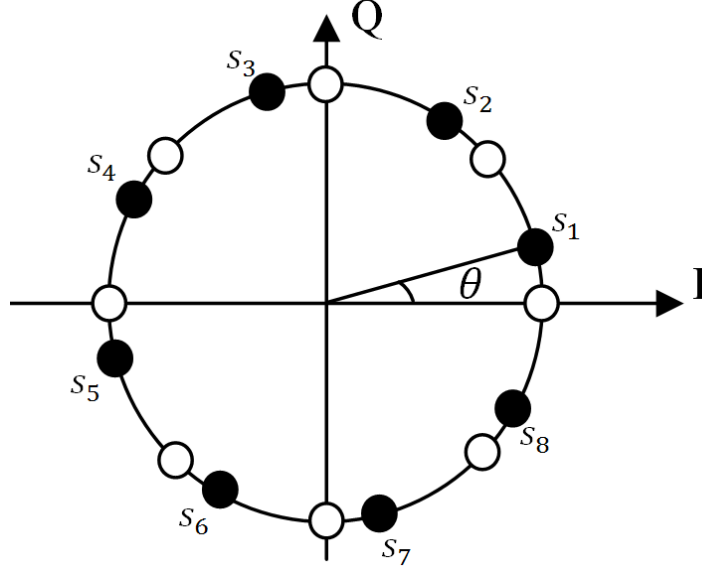


Şekil 5.14 DBSÇ'nin sönümlleme parametresi üzerine etkisi

Şekil 5.14'te gösterildiği gibi kanal parametresi  $m = 1$  iken DBSÇ uygulanmasıyla kanal parametresi  $m = 2$  durumunda DBSÇ uygulanmamış duruma çok yaklaşmaktadır. Benzer durum kanal parametresinin  $m = 2$  olması hali için de geçerlidir. Buradan anlaşılabileceği üzere aynı hata performansını sağlamamasına rağmen aynı eğimde hata eğrileri elde edildiği için 4-FKA modülasyonu için de DBSÇ'nin çeşitleme derecesinin 2 olduğunu söyleyebiliriz.

### 5.3.3. 8-FKA Modülasyonu İçin Optimum Döndürme Açısı ve Hata Performansı

8-FKA ve döndürülmüş 8-FKA işaret kümeleri aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 5.15 Geleneksel 8-FKA ve döndürülmüş 8-FKA işaret kümelerine ait işaret diyagramı

8-FKA işaret kümesinde 8 adet işaret olduğundan hesaplanacak  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  değerleri birer tane değil yedişer tane olacaktır.  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  Şekil 5.15 yardımıyla hesaplanırsa,

$$\Delta_1 = \sqrt{E_s} \left( \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) - \sin \left( \frac{\pi}{4} - \theta \right) \right)$$

$$\Delta_2 = \sqrt{E_s} \left( \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) + \sin \theta \right)$$

$$\Delta_3 = \sqrt{E_s} \left( \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) + \sin \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) \right)$$

$$\Delta_4 = 2\sqrt{E_s} \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right)$$

$$\Delta_5 = \sqrt{E_s} \left( \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) + \sin \left( \frac{\pi}{4} - \theta \right) \right)$$

$$\Delta_6 = \sqrt{E_s} \left( \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) - \sin \theta \right)$$

$$\begin{aligned}
\Delta_7 &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right) \right) \\
\Delta_8 &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) + \sin\theta \right) \\
\Delta_9 &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) + \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right) \right) \\
\Delta_{10} &= 2\sqrt{E_s} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) \\
\Delta_{11} &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) - \sin\theta \right) \\
\Delta_{12} &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right) \right) \\
\Delta_{13} &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right) - \sin\theta \right) \\
\Delta_{14} &= 2\sqrt{E_s} \sin\theta \\
\Delta_{15} &= \sqrt{E_s} \left( \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right) + \sin\theta \right) \\
\Delta_{16} &= 2\sqrt{E_s} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right)
\end{aligned} \tag{5.35}$$

olmak üzere ve  $\Delta_K$  matrisi aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\Delta_K = \begin{bmatrix} \Delta_{K11} & \Delta_{K12} & \Delta_{K13} & \Delta_{K14} & \Delta_{K15} & \Delta_{K16} & \Delta_{K17} & \Delta_{K18} \\ \Delta_{K21} & \Delta_{K22} & \Delta_{K23} & \Delta_{K24} & \Delta_{K25} & \Delta_{K26} & \Delta_{K27} & \Delta_{K28} \\ \Delta_{K31} & \Delta_{K32} & \Delta_{K33} & \Delta_{K34} & \Delta_{K35} & \Delta_{K36} & \Delta_{K37} & \Delta_{K38} \\ \Delta_{K41} & \Delta_{K42} & \Delta_{K43} & \Delta_{K44} & \Delta_{K45} & \Delta_{K46} & \Delta_{K47} & \Delta_{K48} \\ \Delta_{K51} & \Delta_{K52} & \Delta_{K53} & \Delta_{K54} & \Delta_{K55} & \Delta_{K56} & \Delta_{K57} & \Delta_{K58} \\ \Delta_{K61} & \Delta_{K62} & \Delta_{K63} & \Delta_{K64} & \Delta_{K65} & \Delta_{K66} & \Delta_{K67} & \Delta_{K68} \\ \Delta_{K71} & \Delta_{K72} & \Delta_{K73} & \Delta_{K74} & \Delta_{K75} & \Delta_{K76} & \Delta_{K77} & \Delta_{K78} \\ \Delta_{K81} & \Delta_{K82} & \Delta_{K83} & \Delta_{K84} & \Delta_{K85} & \Delta_{K86} & \Delta_{K87} & \Delta_{K88} \end{bmatrix}. \tag{5.36}$$

Burada  $K$ ,  $I$  veya  $Q$  harflerinden biri olabilir. Matrisin elemanları  $\Delta_{Kij}$ , ise  $i$ . işaret ile  $j$ . işaret için tanımlı  $\Delta_K$  değeridir.  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  matrislerini şu şekilde yazmak mümkündür.

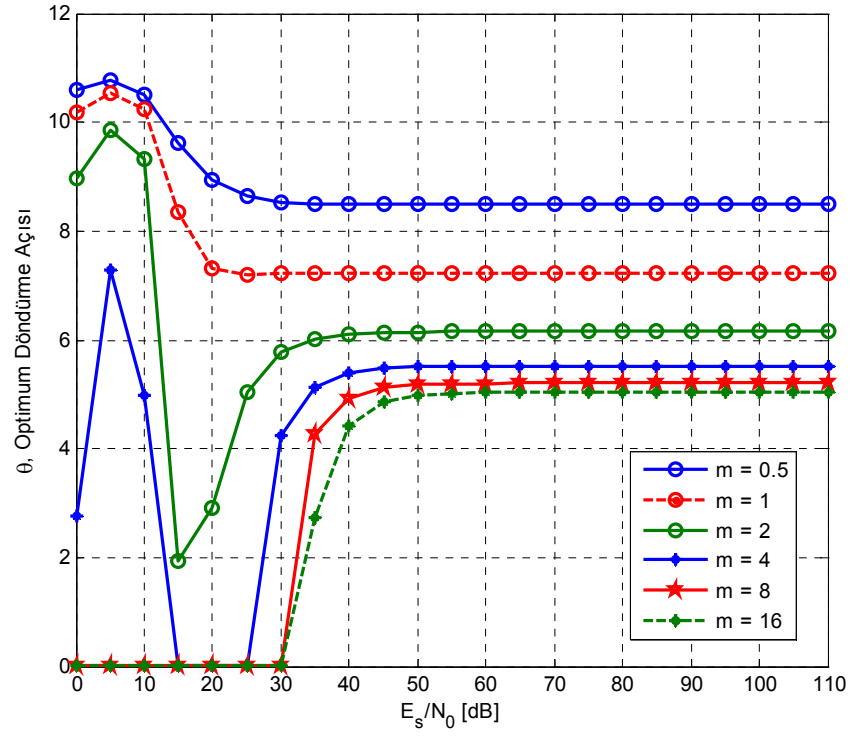
$$\Delta_I = \begin{bmatrix} 0 & \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 & \Delta_4 & \Delta_5 & \Delta_6 & \Delta_7 \\ \Delta_1 & 0 & \Delta_8 & \Delta_9 & \Delta_5 & \Delta_{10} & \Delta_{11} & \Delta_{12} \\ \Delta_2 & \Delta_8 & 0 & \Delta_{13} & \Delta_6 & \Delta_{11} & \Delta_{14} & \Delta_{15} \\ \Delta_3 & \Delta_9 & \Delta_{13} & 0 & \Delta_7 & \Delta_{12} & \Delta_{15} & \Delta_{16} \\ \Delta_4 & \Delta_5 & \Delta_6 & \Delta_7 & 0 & \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 \\ \Delta_5 & \Delta_{10} & \Delta_{11} & \Delta_{12} & \Delta_1 & 0 & \Delta_8 & \Delta_9 \\ \Delta_6 & \Delta_{11} & \Delta_{14} & \Delta_{15} & \Delta_2 & \Delta_8 & 0 & \Delta_{13} \\ \Delta_7 & \Delta_{12} & \Delta_{15} & \Delta_{16} & \Delta_3 & \Delta_9 & \Delta_{13} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

$$\Delta_Q = \begin{bmatrix} 0 & \Delta_{13} & \Delta_6 & \Delta_{11} & \Delta_{14} & \Delta_{15} & \Delta_2 & \Delta_8 \\ \Delta_{13} & 0 & \Delta_7 & \Delta_{12} & \Delta_{15} & \Delta_{16} & \Delta_3 & \Delta_9 \\ \Delta_6 & \Delta_7 & 0 & \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 & \Delta_4 & \Delta_5 \\ \Delta_{11} & \Delta_{12} & \Delta_1 & 0 & \Delta_8 & \Delta_9 & \Delta_5 & \Delta_{10} \\ \Delta_{14} & \Delta_{15} & \Delta_2 & \Delta_8 & 0 & \Delta_{13} & \Delta_6 & \Delta_{11} \\ \Delta_{15} & \Delta_{16} & \Delta_3 & \Delta_9 & \Delta_{13} & 0 & \Delta_7 & \Delta_{12} \\ \Delta_2 & \Delta_3 & \Delta_4 & \Delta_5 & \Delta_6 & \Delta_7 & 0 & \Delta_1 \\ \Delta_8 & \Delta_9 & \Delta_5 & \Delta_{10} & \Delta_{11} & \Delta_{12} & \Delta_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

(5.28) eşitliği ile hata olasılığına ait üst sınır hesaplanırken hangi  $i$  ve  $j$  değeri için hesap yapılıyorsa  $\Delta_I$  ve  $\Delta_Q$  matrislerinin  $\Delta_{Iij}$  ve  $\Delta_{Qij}$  elemanları ile işlem yapılır.

(5.24) ve (5.28) denklemleri ile hesaplanan SHO ifadesini minimize eden  $\theta$  döndürme açısının başka bir deyişle optimum döndürme açısının  $m$  değerlerine bağlı olarak küçük değişimler gösterdiği gözlemlenmektedir. Ayrıca optimum döndürme açısı İGO değerine bağlı olarak da değişmektedir. Döndürülmüş 8-FKA modülasyonu için elde edilen optimum döndürme açılarının farklı  $m$  değerleri için İGO'ya bağlı olarak değişimi Şekil 5.16 ile verilmiştir.

Şekil 5.16 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere optimum döndürme açısı  $m$  değerine ve İGO'ya bağlı olarak değişmektedir. Yüksek İGO oranları için elde edilen optimum döndürme açıları Tablo 5.4 ile verilmiştir.

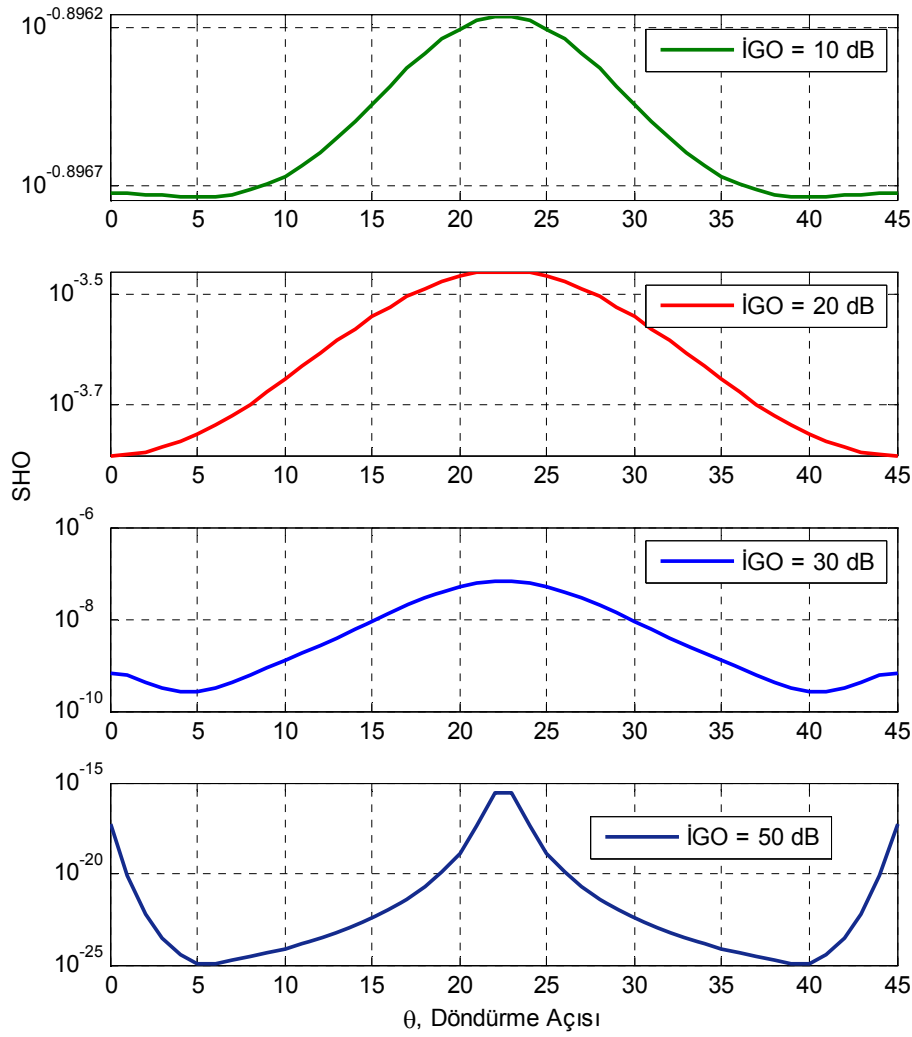


Şekil 5.16 Döndürülmüş 8-FKA modülasyonu için İGO-Optimum Döndürme Açısı değişimi

Tablo 5.4 8-FKA'nın farklı  $m$  değerleri için elde edilen Optimum açı değerleri (Yüksek İGO)

| $m$ değeri             | $m = 0.5$   | $m = 1$      | $m = 2$      | $m = 4$      | $m = 8$     | $m = 16$     |
|------------------------|-------------|--------------|--------------|--------------|-------------|--------------|
| Optimum Döndürme Açısı | $8.5^\circ$ | $7.23^\circ$ | $6.15^\circ$ | $5.52^\circ$ | $5.2^\circ$ | $5.03^\circ$ |

Şekil 5.17'de Nakagami- $m$  kanal parametresi  $m = 4$  için SHO, döndürme açısı  $\theta$ 'ya göre İGO = 10, 20, 30, 50 dB değerleri için çizdirilmiştir.



Şekil 5.17 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonunun  $m = 4$  için Döndürme açısı-SHO eğrileri

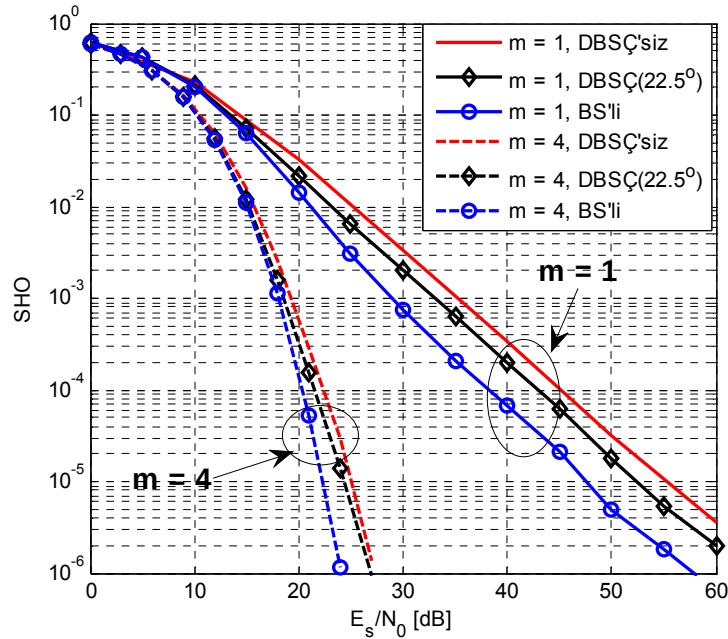
Şekil 5.17’den görüldüğü gibi  $\text{İGO} = 20\text{dB}$  için optimum açı değeri  $0^\circ$  iken (yani sadece BS yapılması durumu) İGO değeri arttırıldıkça optimum döndürme açısı  $6^\circ$  civarına doğru değişmektedir. Ancak optimum döndürme açısı olan  $6^\circ$  civarına geldikten sonra İGO arttırılmasına rağmen optimum döndürme açısı değişmemektedir.

8-FKA modülasyonu için bir ilginç sonuç da şu şekilde gözlemlenmektedir. Başlangıç fazı  $0^\circ$  olan 4-FKA modülasyonunda olduğu gibi 8-FKA modülasyonu da sadece BS ile kazanç sağlamaktadır. Hatta küçük İGO değerlerinde en iyi performansı, döndürülmemiş (sadece BS yapılmış) 8-FKA modülasyonu

vermektedir. Bunun yanında 8-FKA işaretlerine ait bileşenlerin birbirine en yakın olduğu açı değeri olan  $22.5^\circ$  civarında DBSÇ'li sistemin performansı en kötü olmaktadır. Ancak bu durumda bile DBSÇ'siz sistemin hata performansından daha iyi bir sonuç elde edilmektedir.

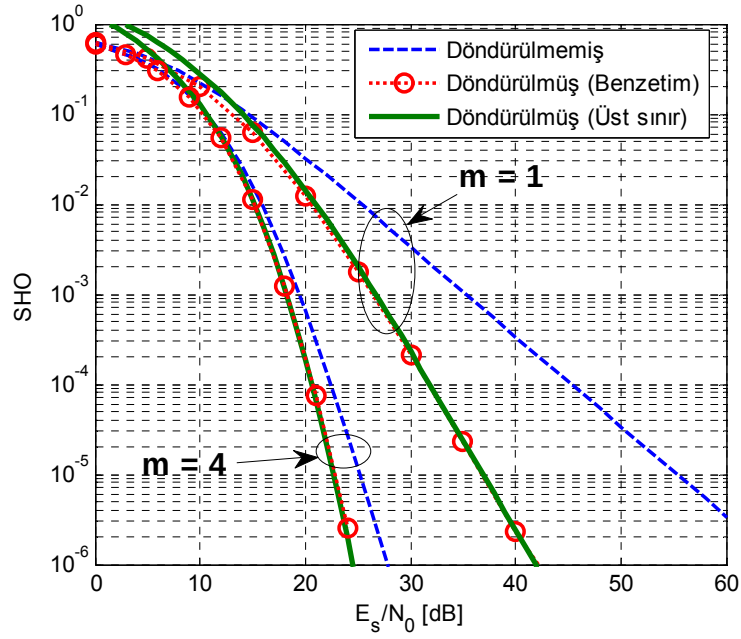
2-FKA modülasyonunda döndürülmemiş durumda DBSÇ yapmak imkânsızken, 4-FKA modülasyonunda başlangıç fazı  $45^\circ$  olması durumunda kazanç sağlamadığından daha önce bahsedildi. Ancak 8-FKA modülasyonunda, başlangıç fazı  $45^\circ$  olan 4-FKA modülasyonunda olduğu gibi, bir işarete ait bileşenlerin diğer işaretlere ait bileşenlerle ortak olduğu bir durum olmadığından 8-FKA işaret kümesindeki tüm işaret yerleşimleri (tüm döndürülmüş durumlar ve döndürülmemiş durum) BS ile kazanç sağlamaya elverişlidir. Ancak en iyi kazancı veren açı değerleri yani optimum açı değerleri yukarıda verilen açı değerleridir.

Öncelikle 8-FKA modülasyonunun sadece BS ile ne kadar kazanç sağladığını görelim. Şekil 5.18'de DBSÇ'siz, DBSÇ'li ( $\theta = 25^\circ$ ) ve sadece BS yapılmış 8-FKA modülasyonlarına ait simülasyonlar ile elde edilen hata performansı eğrileri verilmiştir.



Şekil 5.18 DBSÇ'siz, DBSÇ'li ( $\theta = 25^\circ$ ) ve sadece BS 8-FKA modülasyonlarının performans eğrileri

Şekil 5.18'den görüldüğü gibi  $m = 1$  ve  $m = 4$ 'de sadece BS yapılmış durumun bir kazanç sağladığı görülmektedir. Ayrıca bu kazanç  $m = 1$  için  $SHO = 10^{-3}$  değerinde  $6.3 \text{ dB}$  iken  $m = 4$  değerinde yine  $SHO = 10^{-3}$  değerinde  $1.3 \text{ dB}$ 'dir. Optimum döndürme açıları elde edilen hata performansı eğrileri ise Şekil 5.19 ile verilmektedir.



Şekil 5.19 8-FKA modülasyonu için DBSÇ ile elde edilen performans eğrileri

Bazı  $m$  değerleri için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları Tablo 5.5'te verilmiştir.

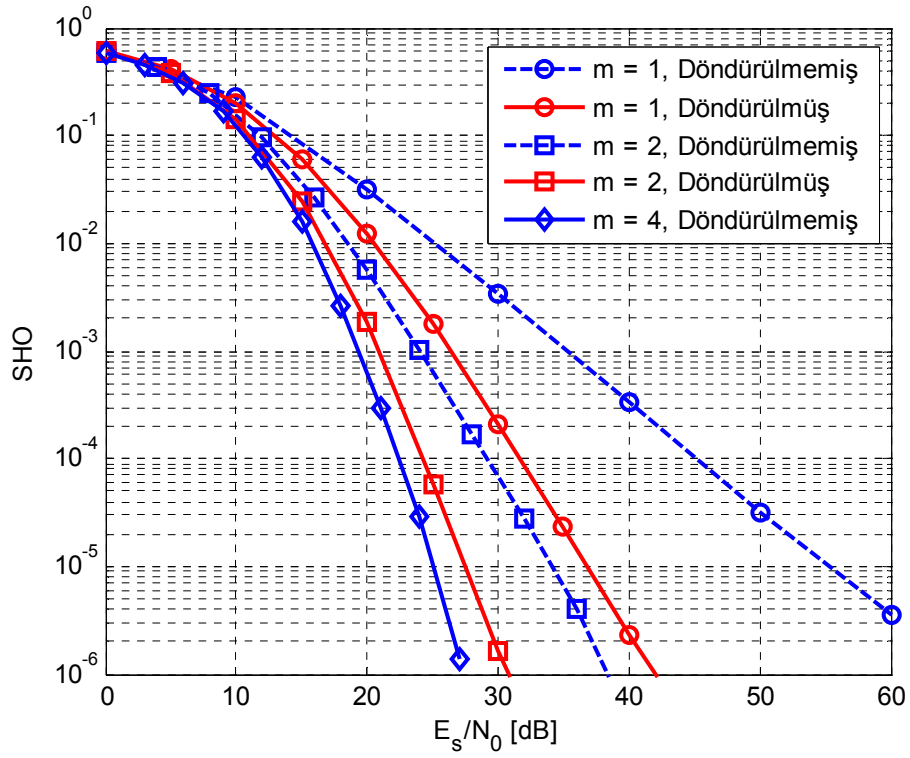
Tablo 5.5 8- FKA için DBSÇ ile elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                         | $m = 0.5$       | $m = 1$        | $m = 2$          | $m = 4$          | $m = 8$          | $m = 16$         |
|------------------------------------|-----------------|----------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| İGO Kazancı<br>( $SHO = 10^{-3}$ ) | $23 \text{ dB}$ | $9 \text{ dB}$ | $3.8 \text{ dB}$ | $1.2 \text{ dB}$ | $0.6 \text{ dB}$ | $0.4 \text{ dB}$ |
| Döndürme<br>Açısı                  | $8.5^\circ$     | $7.23^\circ$   | $6.15^\circ$     | $5.52^\circ$     | $5.2^\circ$      | $5.03^\circ$     |

Tablo 5.5'teki sonuçlardan görüldüğü gibi  $m$  değeri arttırıldıkça DBSÇ ile elde edilen kazançlar azalmaktadır. Daha önce de açıklandığı gibi  $m$  arttıkça kanal sönümlemesiz kanal gibi davrandığından DBSÇ ile elde edilen kazancın azalması

normaldir. Şekil 5.20’de 8-FKA modülasyonunun farklı  $m$  değerlerinde simülasyonlar ile elde edilen hata performansı eğrileri verilmiştir.

Şekil 5.20’den görüldüğü üzere DBSC’li sisteme ait performans eğrileri kanal parametresinin iki katına eşit olduğu duruma ait performans eğrileri ile aynı eğime sahip olmaktadır. Buradan anlaşılabacağı üzere sistemin çeşitleme derecesi 2 olmaktadır.



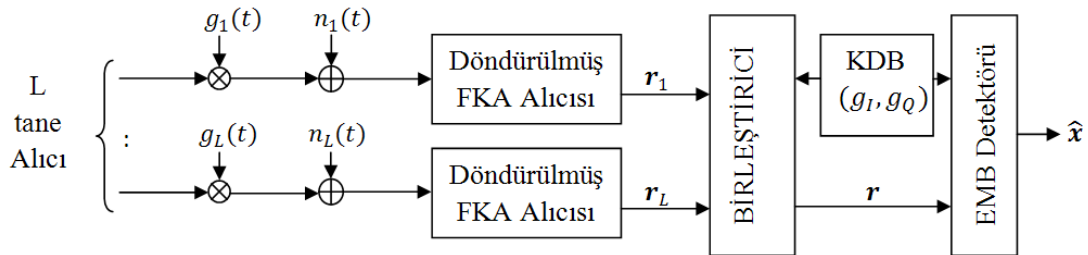
Şekil 5.20 8-FKA modülasyonu için DBSC ile elde edilen hata performansı eğrileri

## 6. DÖNDÜRME ÇEŞİTLEMESİNİN ÇOK ANTENLİ YAPILAR ÜZERİNDE UYGULANMASI

Bu bölümde 4. Bölümde anlatılan anten çeşitleme teknikleri üzerinde 5. Bölümde üzerinde durulan DBSÇ'nin uygulanması anlatılacaktır. Sonuçlar, sadece anten çeşitlemeli teknikler ve çeşitlemesiz tekniklerle karşılaştırmalı olarak verilecektir. Bu bölümde elde edilen tüm sonuçlar bilgisayar benzetimleri aracılığı ile elde edilmiştir. Bu bölümün temel amacı anten çeşitlemeli teknikler için optimum döndürme açısının bulunması ve döndürme çeşitlemesinin anten çeşitlemesi ile elde edilen kazancı ne kadar arttırdığıdır. Başka bir deyişle “Döndürme çeşitlemesinin anten çeşitlemeli sistem üzerinde uygulanması ile elde edilen çeşitleme derecesini veya İGO kazancını sisteme kaç verici veya alıcı anten ekleyerek elde edebildik?” sorusunun cevabı aranmıştır.

### 6.1. Alıcı Anten Çeşitlemesi Üzerinde Uygulanması

Alıcı anten çeşitlemesi üzerine DBSÇ uygulaması yapılırken alıcı anten çeşitlemesinde kullanılan klasik alıcı yapılarından biraz farklı bir alıcı yapısı kullanılacaktır. Bunun sebebi sistem üzerinde DBSÇ uygulanmasıdır. Alıcı anten çeşitlemesi üzerinde DBSÇ uygulanması durumunda kullanılan alıcı yapısı Şekil 6.1 ile verilmiştir.



Şekil 6.1 DBSÇ'li alıcı anten çeşitleme tekniğinde kullanılan alıcı yapısı

Burada “Döndürülmüş FKA Alıcısı” bloğu ilişkilendirici ve geri serpiştirici birimleri içermekte iken, “Birleştirici” bloğu Bölüm 4.2’de anlatılan birleştirici bloklarından biridir. KDB bloğu kanaldan tahmin edilen sönümleme katsayılarını antenlerden alınan işaretleri ağırlıklandırmak üzere birleştiriciye ve karar verme işleminde kullanılmak üzere EMB detektörüne iletir. Birleştirici blok EKB ile birleştirme yapıyorsa bu durumda ağırlıklandırma yapılmayacak; ama kanalda elde edilen faz bozulmasına ait bilgi birleştiricilerde kullanılacaktır. EMB detektörü farklı antenlerden alınarak birleştirilmiş, temel fonksiyonlar ile ilişkilendirilmiş ve geri serpiştirilmiş işaretin gönderilmesi muhtemel işaretlere olan uzaklıklarını hesaplayarak karar verir. EMB detektörünün hesaplayacağı ölçüt aşağıdaki gibidir [15].

$$C(s_i|r, g) = ||r - g \odot s_i||^2, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (6.1)$$

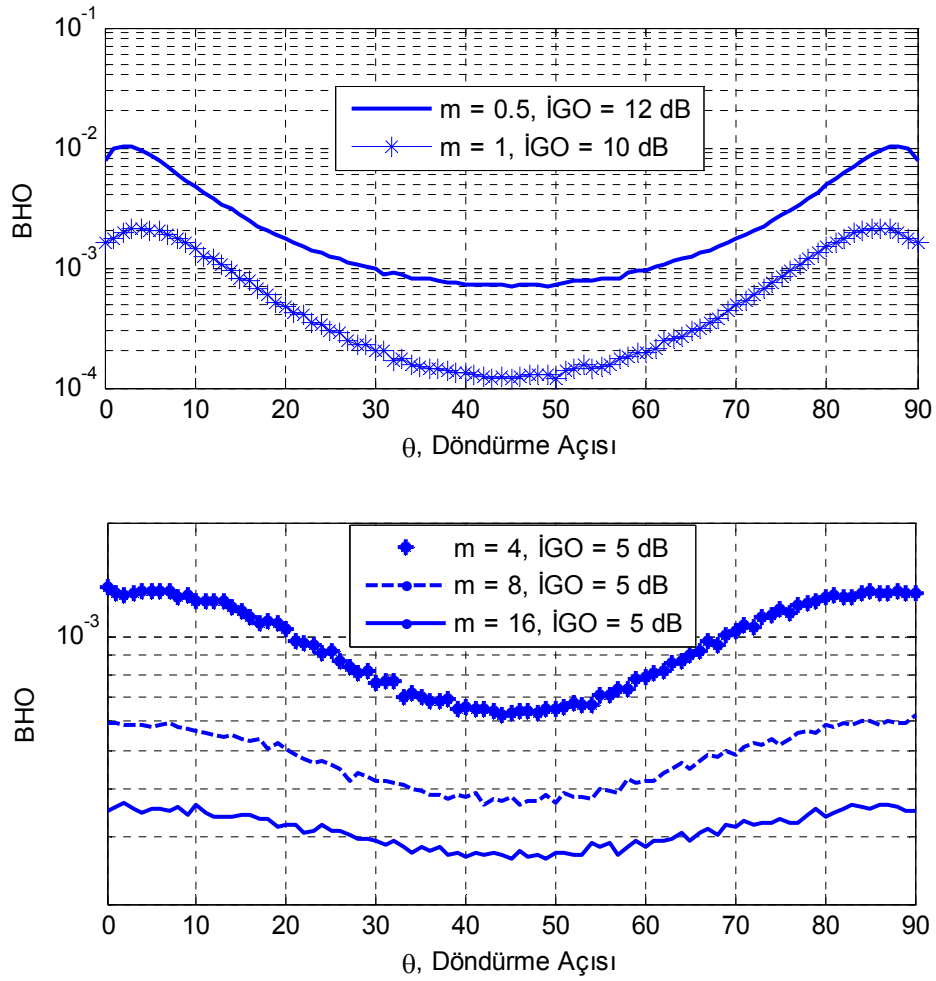
Bu bölümde elde edilen tüm sonuçlar simülasyonlar aracılığıyla üretilmiştir. Simülasyonlar  $M$ -FKA modülasyonunda  $M = 2, 4, 8$  seviyeleri, Nakagami- $m$  kanalda  $m = 0.5, 1, 2, 4, 8, 16$  sönümleme parametreleri için yapılmıştır. Döndürme açısı 2-FKA ve 4-FKA için  $[0, 90]$  derece, 8-FKA için  $[0, 45]$  derece aralığında ve  $BHO, SHO \geq 10^{-6}$  olacak şekilde tüm İGO değerleri için incelenmiş ve optimum döndürme açıları bulunmuştur. Serpiştirme tekniği olarak mükemmel / rastgele serpiştirme kullanılmıştır. Yapılan simülasyonlarda alıcıda mükemmel KDB tahmini yapıldığı kabul edilmiştir.

### 6.1.1. EBOB Tekniği Üzerine Uygulamalar

EBOB tekniği üzerinde DBSC uygulanması halinde Şekil 6.1’deki birleştirici blok Şekil 4.1’de verilen ve EBOB tekniğine ait birleştirici olacaktır.

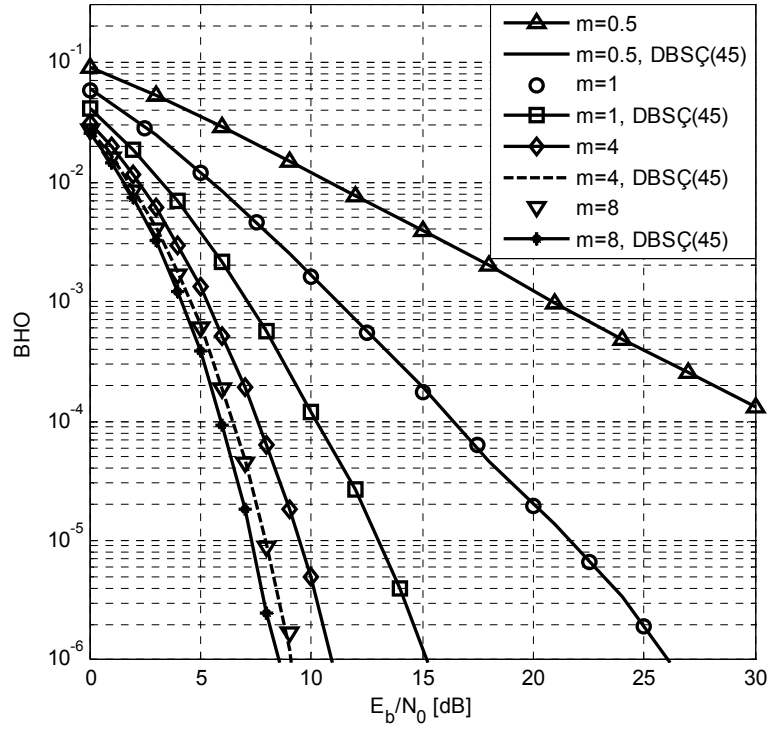
### 6.1.1.1 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

2- FKA modülasyonu ve EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması ile elde edilen BHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.2 ile verilmiştir.



Şekil 6.2 DBSC’li 2-FKA EBOB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 2$ )

Şekil 6.2 ile verilen sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EBOB tekniği için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Optimum döndürme açısı ile elde edilen performans eğrileri Şekil 6.3’te verilmiştir.



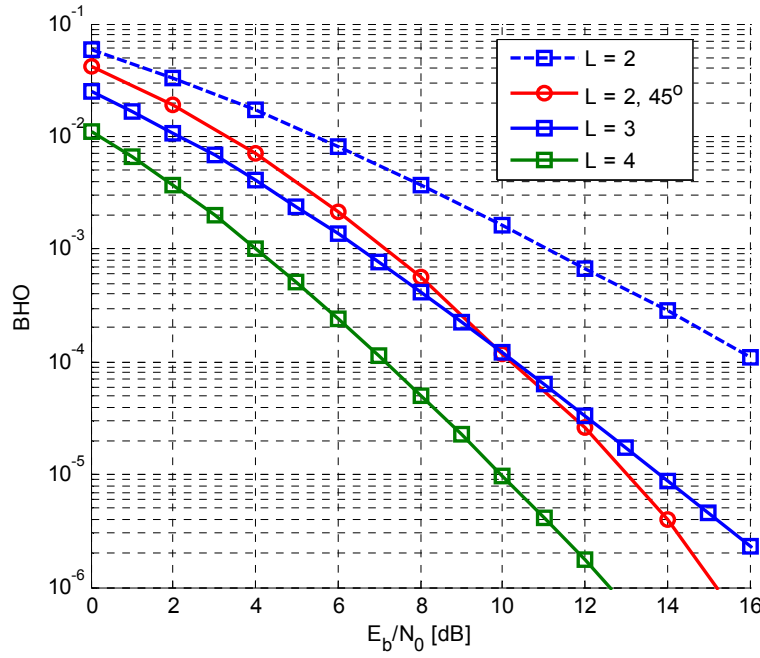
Şekil 6.3 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EBOB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.3'teki sonuçlara göre DBSC, EBOB  $L = 2$  için sönmüleme şiddetini  $m$  parametresi cinsinden yarıya indirmektedir. Mesela  $m = 0.5$  iken DBSC,  $m = 1$  DBSC'siz durumda elde edilen hata performansı ile aynı sonucu vermektedir. DBSC uygulanmış iki alıcı antenli EBOB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.1'de verilmiştir.

Tablo 6.1 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ | $m = 8$ | $m = 16$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|---------|---------|----------|
| İGO kazancı<br>( $BHO = 10^{-4}$ ) | 14 dB     | 6 dB    | 2.8 dB  | 1.1 dB  | 0.5 dB  | 0.2 dB   |

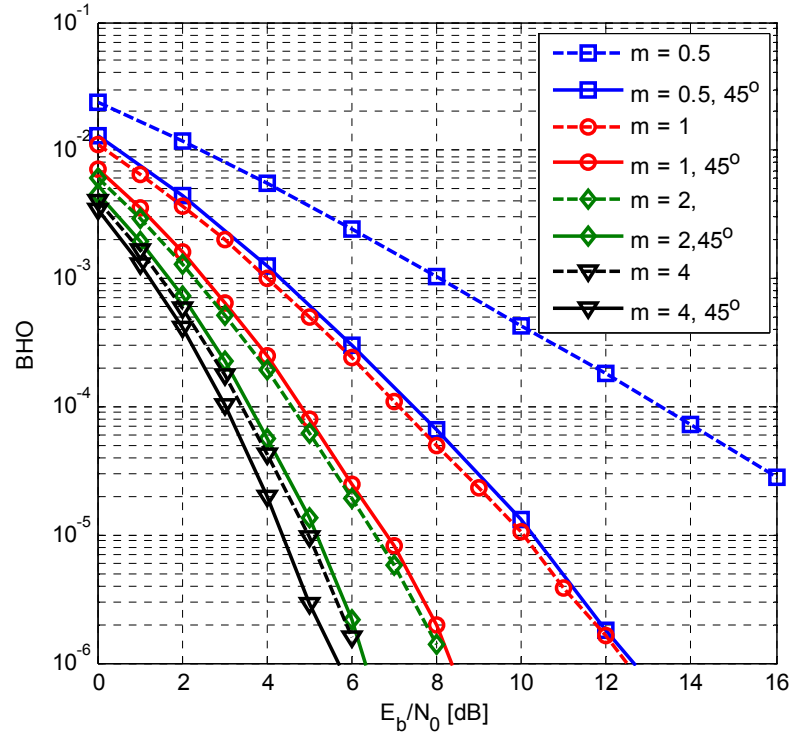
$L = 2$  antenli EBOB yöntemi üzerinde DBSC uygulanması ile elde edilen hata performansının  $m = 1$  kanal parametresi için daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.4'te verilmiştir.



Şekil 6.4 DBSÇ'li  $L = 2$  durumlu EBOB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.4'ten görüldüğü gibi  $L = 2$  durumlu EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumunda elde edilen performans daha iyi iken İGO değeri arttıkça DBSÇ'li  $L = 2$  durumu daha iyi hata performansı vermektedir. Bunun yanında DBSÇ'li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSÇ'li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak 3dB'lik bir fark olmaktadır. Bunun nedeni  $L = 2$  durumlu DBSÇ'li sistemde alıcıya ulaşan işaret gücünün  $L = 4$  durumlu DBSÇ'siz durumdakinin yarısı kadar olmasıdır.

Daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda 2-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının değişmediği ve  $45^\circ$  olduğu gözlemlenmiştir. Daha fazla antenli yapıda çeşitleme ile elde edilebilecek kazancın çoğunun anten çeşitleme ile elde edilmesinden dolayı DBSÇ ile elde edilen kazanç azalmaktadır.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.5 ile verilmiştir. DBSÇ uygulanmış dört alıcı antenli EBOB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.5 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 4$  durumlu EBOB için hata performansı eğrileri

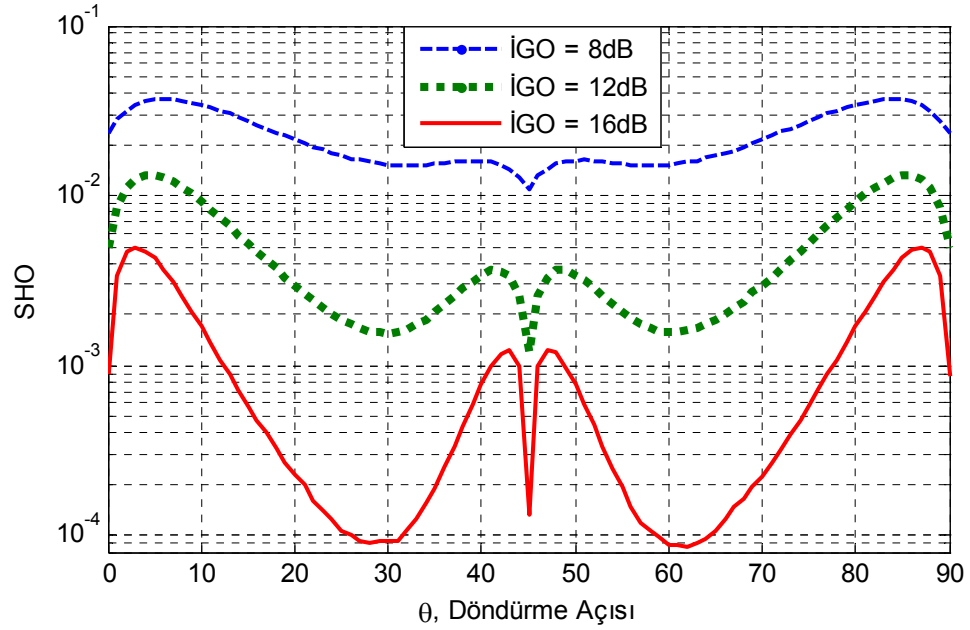
Tablo 6.2 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ | $m = 8$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|---------|---------|
| İGO kazancı<br>( $BHO = 10^{-4}$ ) | 6 dB      | 2.3 dB  | 1 dB    | 0.3 dB  | 0.22 dB |

Tablo 6.2 ve Tablo 6.1'den görüldüğü gibi  $L = 4$  için elde edilen İGO kazançları azalmıştır. Ancak Şekil 6.5'ten kolaylıkla görüleceği üzere çeşitleme derecesi 2 kat artmaktadır.

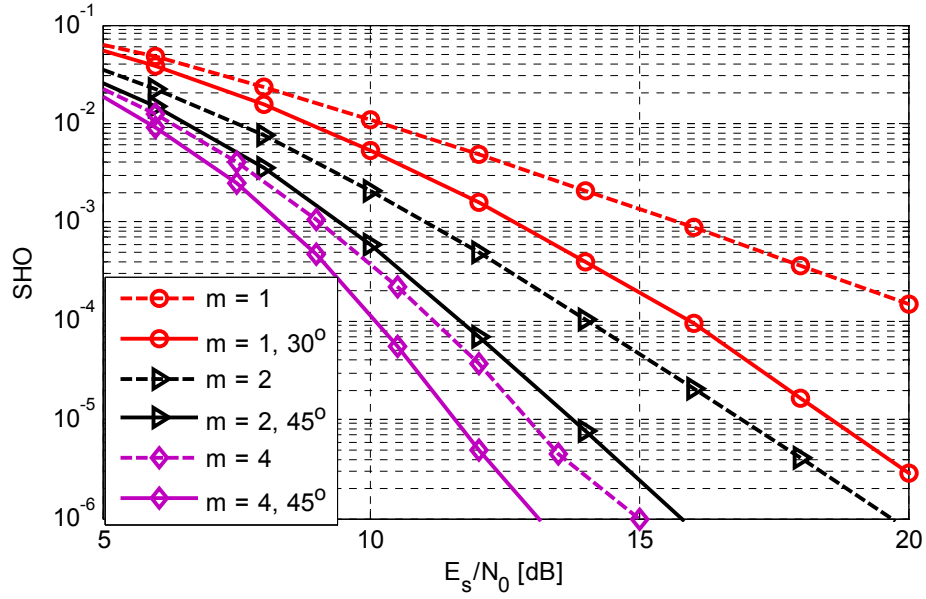
### 6.1.1.2 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

4-FKA modülasyonu, EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması ve kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.6 ile verilmiştir.



Şekil 6.6 DBSÇ'li 4-FKA ve EBOB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 2, m = 1$ )

Şekil 6.6'dan görüldüğü üzere  $m = 1$  ve  $L = 2$  için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $45^\circ$  iken İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $30^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim  $L = 2$  ve  $m = 0.5$  için de gözlemlenebilirken,  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $45^\circ$ 'dir diyebiliriz. Ancak SHO'nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5$  ve  $m = 1$ 'deki davranışlardan gözlemlendiği üzere  $m \geq 2$  için de  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.7 ile verilmiştir.



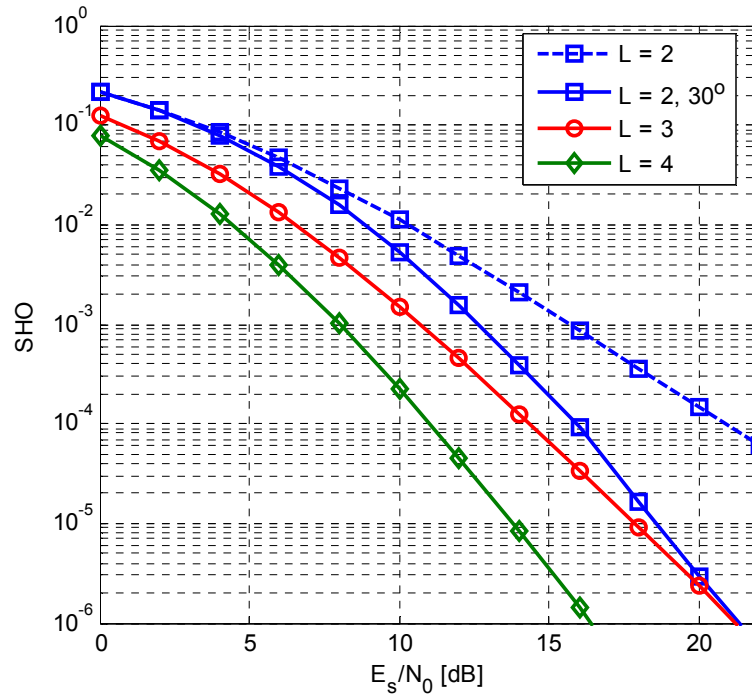
Şekil 6.7 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EBOB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.7 ile verilen sonuçlara göre ve daha yüksek  $m$  değerlerinde elde edilen İGO kazançları Tablo 6.3’de verilmiştir.

Tablo 6.3 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri<br>(Döndürme Açısı)     | $m = 0.5$<br>(30°) | $m = 1$<br>(30°) | $m = 2$<br>(45°) | $m = 4$<br>(45°) | $m = 8$<br>(45°) | $m = 16$<br>(45°) |
|------------------------------------|--------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-------------------|
| İGO kazancı<br>( $SHO = 10^{-4}$ ) | 14 dB              | 5 dB             | 2.4 dB           | 1 dB             | 0.5 dB           | 0.2 dB            |

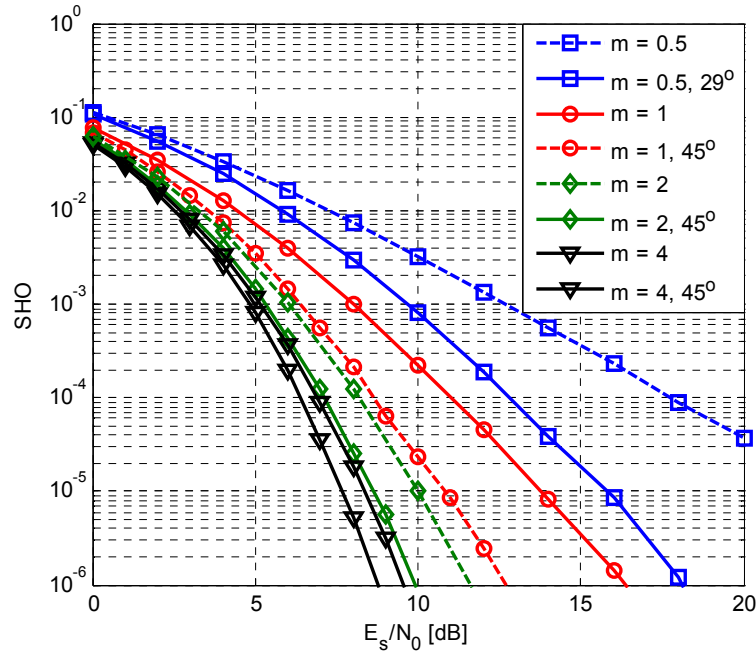
$L = 2$  antenli EBOB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB yöntemleri ile karşılaştırılması Şekil 6.8’de verilmiştir.



Şekil 6.8 DBSÇ’li 4-FKA ve  $L = 2$  EBOB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.8’den görüldüğü gibi  $L = 2$  antenli EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda, düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumuna göre daha kötü performansa sahipken İGO değeri arttıkça DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumuna yaklaşmaktadır. Bunun yanında DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSÇ’li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak 5 dB’lik bir fark olmaktadır.

Daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda 4-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) sadece  $m = 0.5$  için  $29^\circ$  olarak elde edilebilirken diğer tüm  $m$  değerleri için  $45^\circ$  olarak gözlemlenmiştir. Bunun yanında  $L = 4$  için elde edilen İGO kazançları  $L = 2$ ’deki duruma göre daha küçük değerlerdir.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.9 ile verilmiştir. DBSÇ uygulanmış dört alıcı antenli EBOB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ ’te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.4’de verilmiştir.



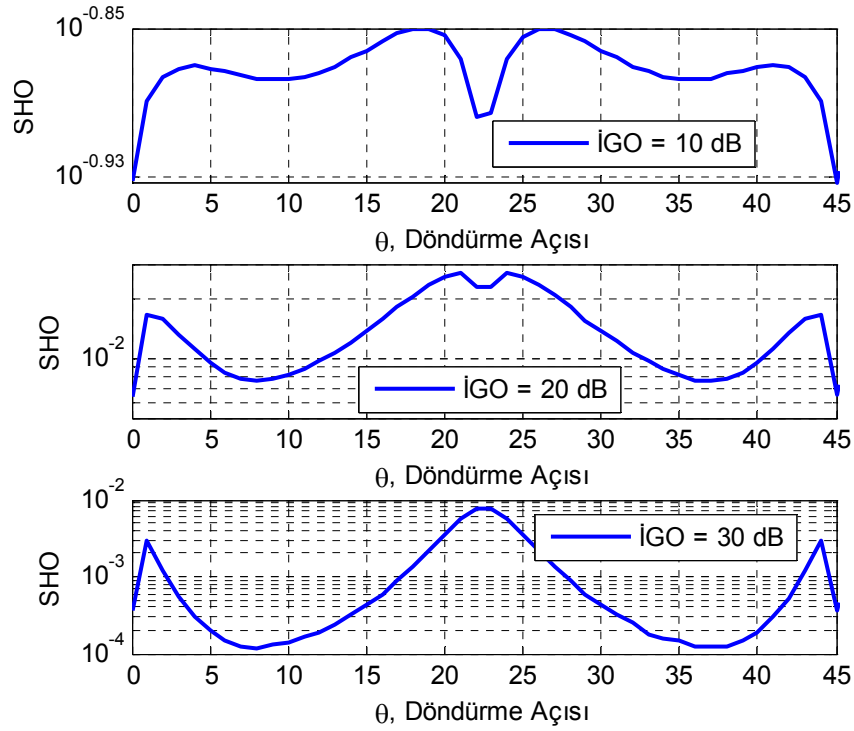
Şekil 6.9 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve  $L = 4$  antenli EBOB için hata performansı eğrileri

Tablo 6.4 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri<br>(Döndürme Açısı)     | $m = 0.5$<br>(29°) | $m = 1$<br>(45°) | $m = 2$<br>(45°) | $m = 4$<br>(45°) |
|------------------------------------|--------------------|------------------|------------------|------------------|
| İGO kazancı<br>( $SHO = 10^{-4}$ ) | 5 dB               | 2.35 dB          | 1 dB             | 0.6 dB           |

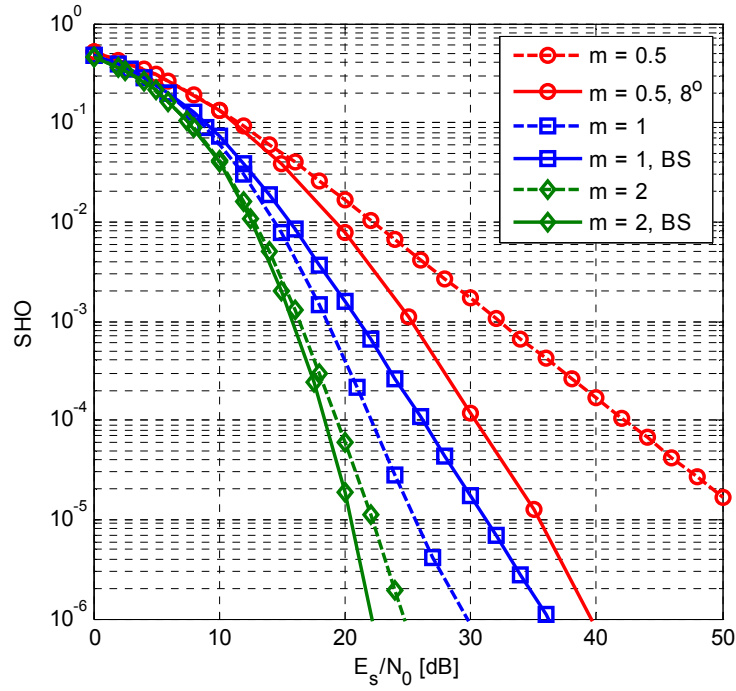
### 6.1.1.3 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

8-FKA modülasyonu, EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması durumu ve kanal parametresi  $m = 0.5$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.10 ile verilmiştir.



Şekil 6.10 DBSC’li 8-FKA ve EBOB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 2$ ,  $m = 0.5$ )

Şekil 6.10’dan görüldüğü üzere  $m = 0.5$  ve  $L = 2$  için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $0^\circ$  iken (yani sadece BS yapılması durumu) İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $8^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim simülasyon yapılan aralıkta sadece  $m = 0.5$  için gözlemlenebilirken,  $m \geq 1$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 1$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $0^\circ$ ’dir (yani sadece BS yapılmalı) diyebiliriz. Ancak SHO’nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5$ ’teki davranışından gözlemlendiği üzere  $m \geq 1$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $8^\circ$  civarında olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.11 ile verilmiştir.



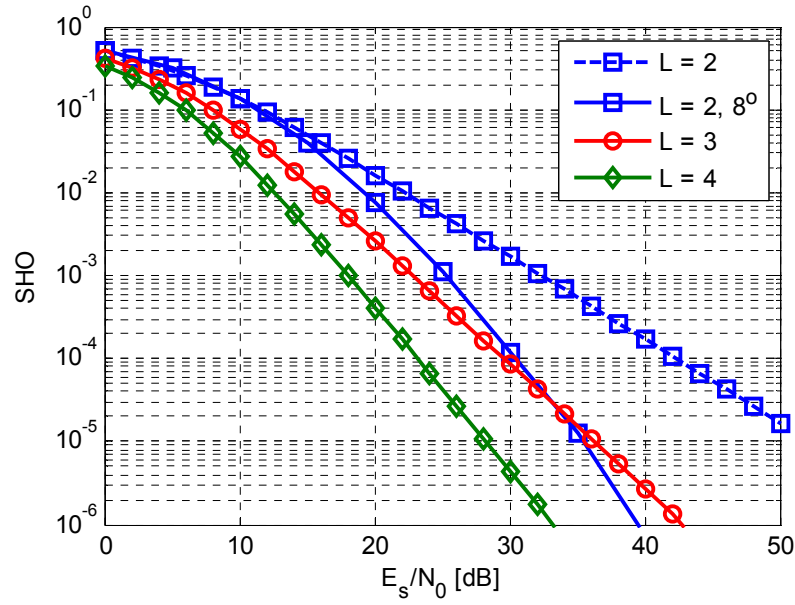
Şekil 6.11 DBSÇ'li 8-FKA ve  $L = 2$  antenli EBOB tekniğinin hata performans eğrileri

Şekil 6.11 ile verilen sonuçlara göre ve  $SHO = 10^{-4}$  değerinde elde edilen İGO kazançları Tablo 6.5'de verilmiştir.

Tablo 6.5 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri<br>(Döndürme Açısı)  | $m = 0.5$<br>( $8^\circ$ ) | $m = 1$<br>(BS) | $m = 2$<br>(BS) |
|---------------------------------|----------------------------|-----------------|-----------------|
| İGO kazancı ( $SHO = 10^{-4}$ ) | 12 dB                      | 4 dB            | 1 dB            |

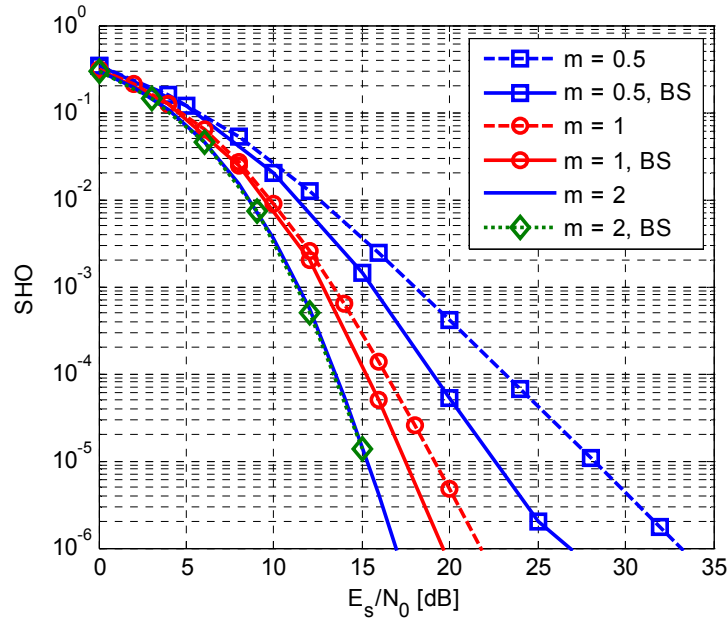
$L = 2$  antenli EBOB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB yöntemleri ile karşılaştırılması kanal parametresi  $m = 0.5$  için Şekil 6.12 ile verilmiştir.



Şekil 6.12 DBSÇ’li 8-FKA ve  $L = 2$  durumlu EBOB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 0.5$ )

Şekil 6.12’den görüldüğü gibi  $L = 2$  durumlu EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda, düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumunda elde edilen performans daha iyi iken İGO değeri arttıkça DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumundan daha iyi olmaktadır. Bunun yanında DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSÇ’li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak 7 dB’lik bir fark olmaktadır.

Daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda 8-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ )  $0^\circ$  (yani sadece BS yapılması durumu) olarak elde edilmiştir. Bunun yanında  $L = 4$  için elde edilen İGO kazançları  $L = 2$ ’deki duruma göre daha küçük değerlerdir.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.13 ile verilmiştir. DBSÇ uygulanmış dört alıcı antenli EBOB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ ’te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.6’da verilmiştir.



Şekil 6.13 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve  $L = 4$  antenli EBOB için hata performansı eğrileri

Tablo 6.6 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EBOB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

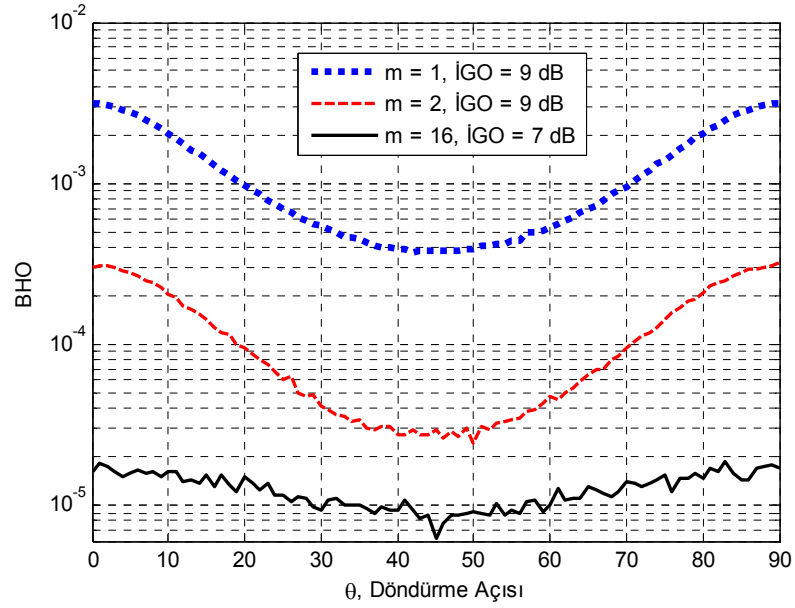
| $m$ değeri                       | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ |
|----------------------------------|-----------|---------|---------|
| İGO kazancı, ( $SHO = 10^{-4}$ ) | 4.1 dB    | 1.1 dB  | 0.12 dB |

### 6.1.2. EKB Tekniği Üzerine Uygulamalar

EKB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması halinde Şekil 6.1'deki birleştirici blok Şekil 4.4'de verilen ve EKB tekniğine ait birleştirici olacaktır.

#### 6.1.2.1 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

2- FKA modülasyonu ve EKB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması ile elde edilen BHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.14 ile verilmiştir.



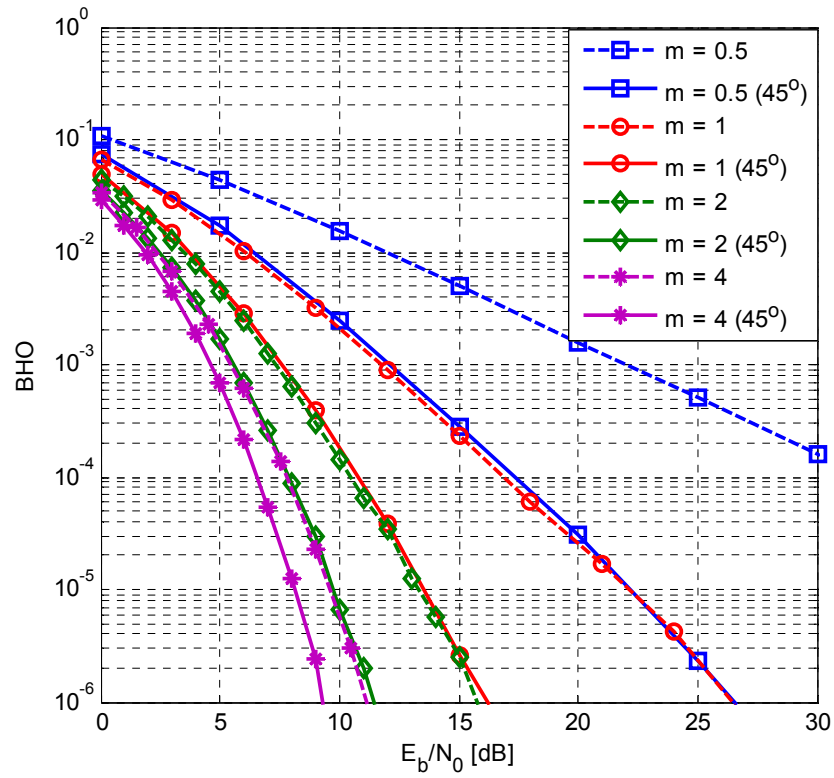
Şekil 6.14 DBSÇ'li 2-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi  
( $L = 2$ )

Şekil 6.14 ile verilen sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  durumlu EKB tekniği için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Optimum döndürme açısı ile elde edilen performans eğrileri Şekil 6.15'te verilmiştir.

Şekil 6.15 ile verilen sonuçlara göre DBSÇ, EBOB  $L = 2$  için sönümleme şiddetini  $m$  parametresi cinsinden yaklaşık yarıya indirmektedir. Mesela  $m = 0.5$  iken DBSÇ uygulanması durumunda,  $m = 1$  DBSÇ'siz durumda elde edilen hata performansı ile yaklaşık sonucu vermektedir. EBOB iki alıcı antenli durumlarında  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.7'de verilmiştir.

Tablo 6.7 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

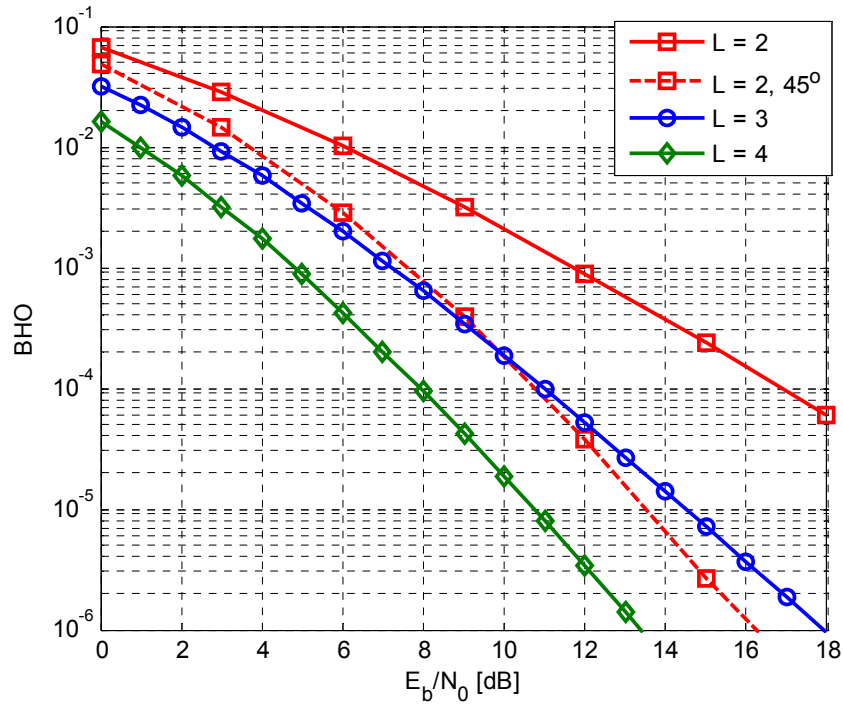
| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ | $m = 8$ | $m = 16$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|---------|---------|----------|
| İGO kazancı<br>( $BHO = 10^{-4}$ ) | 15 dB     | 6 dB    | 2.6 dB  | 1.2 dB  | 0.5 dB  | 0.3 dB   |



Şekil 6.15 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EKB için hata performansı eğrileri

$L = 2$  antenli EKB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.16’da verilmiştir.

Şekil 6.16 ile verilen sonuçlardan görüldüğü gibi düşük İGO değerlerinde DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumundan daha iyi değilken İGO değeri arttıkça DBSÇ’li  $L = 2$  durumu  $L = 3$  durumunda elde edilen hata performansından daha iyi hata performansı vermektedir. Bunun yanında DBSÇ’li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSÇ’li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak  $2.7 \text{ dB}$ ’lik bir fark olmaktadır.

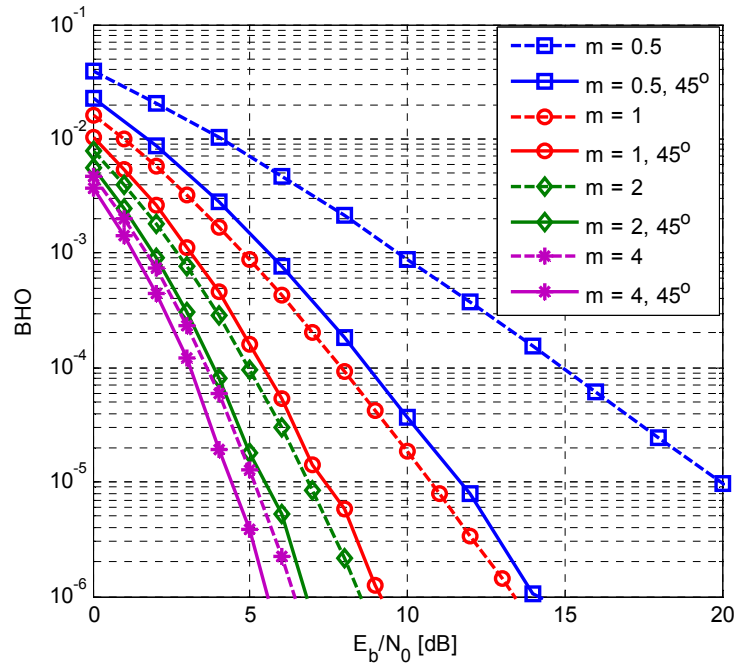


Şekil 6.16 DBSC’li 2-FKA  $L = 2$  antenli EKB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği için yapılan simülasyonlarda 2-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının değişmediği ve  $45^\circ$  olduğu gözlemlenmiştir. Daha fazla antenli yapıda çeşitleme ile elde edilebilecek kazancın çoğunun anten çeşitleme ile elde edilmesinden dolayı DBSC ile elde edilen kazanç azalmaktadır.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.17 ile verilmiştir. DBSC uygulanmış iki alıcı antenli EBOB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ ’te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.8’de verilmiştir.

Tablo 6.8 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

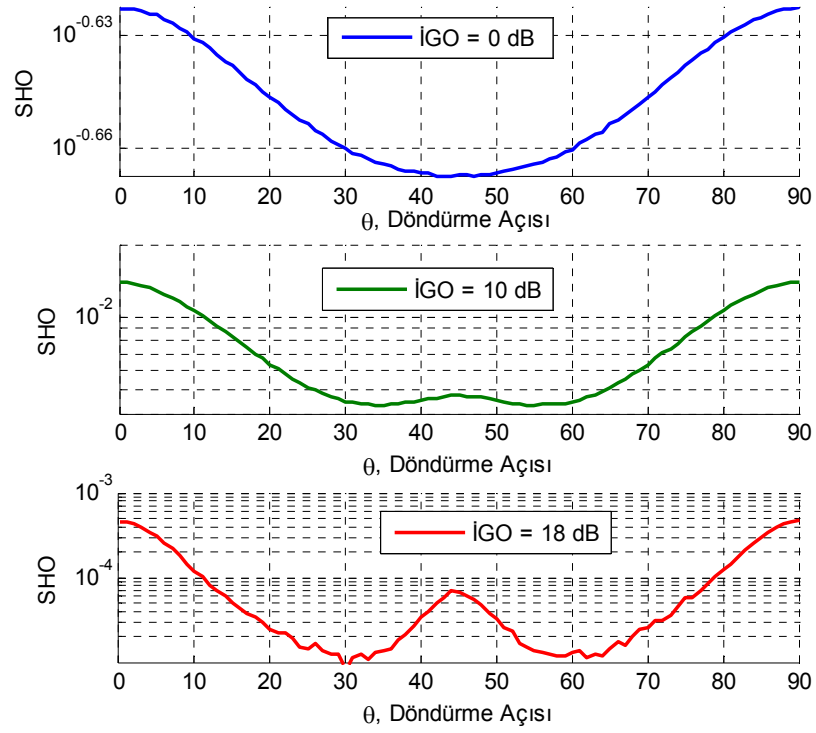
| $m$ değeri                         | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ |
|------------------------------------|-----------|---------|---------|---------|
| İGO kazancı<br>( $BHO = 10^{-4}$ ) | 6.3 dB    | 2.5 dB  | 1.14 dB | 0.6 dB  |



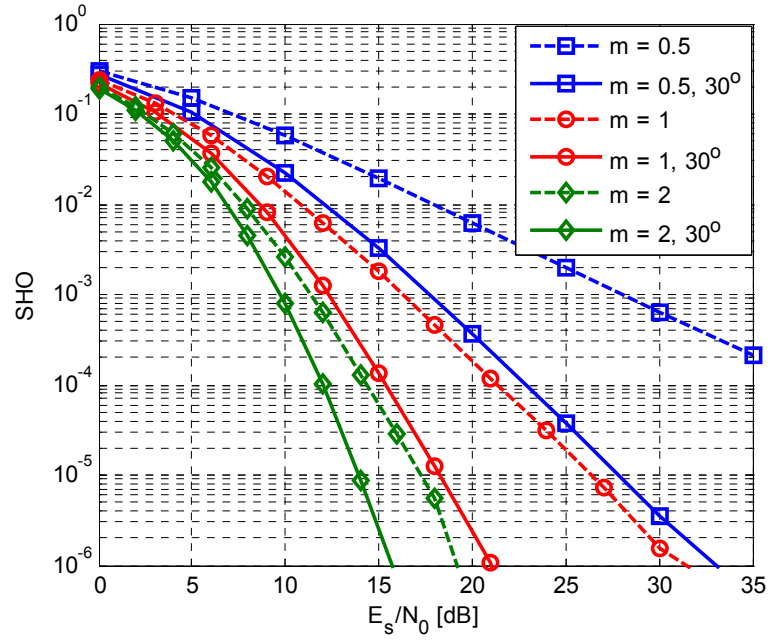
Şekil 6.17 DBSC'li 2-FKA ve  $L = 4$  durumlu EKB için hata performansı eğrileri

#### 6.1.2.2 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

4-FKA modülasyonlu EKB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması durumu ve kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.18 ile verilmiştir. Şekil 6.18'de görüldüğü üzere  $m = 1$  ve  $L = 2$  için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $45^\circ$  iken İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $30^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim  $m = 0.5$  ve  $m = 2$  için de gözlemlenebilirken,  $m \geq 4$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 4$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $45^\circ$ 'dir diyebiliriz. Ancak SHO'nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5$  ve  $m = 1$ 'deki davranışlardan gözlemlendiği üzere  $m \geq 4$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.19 ile verilmiştir.



Şekil 6.18 DBSC'li 4-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 2, m = 1$ )



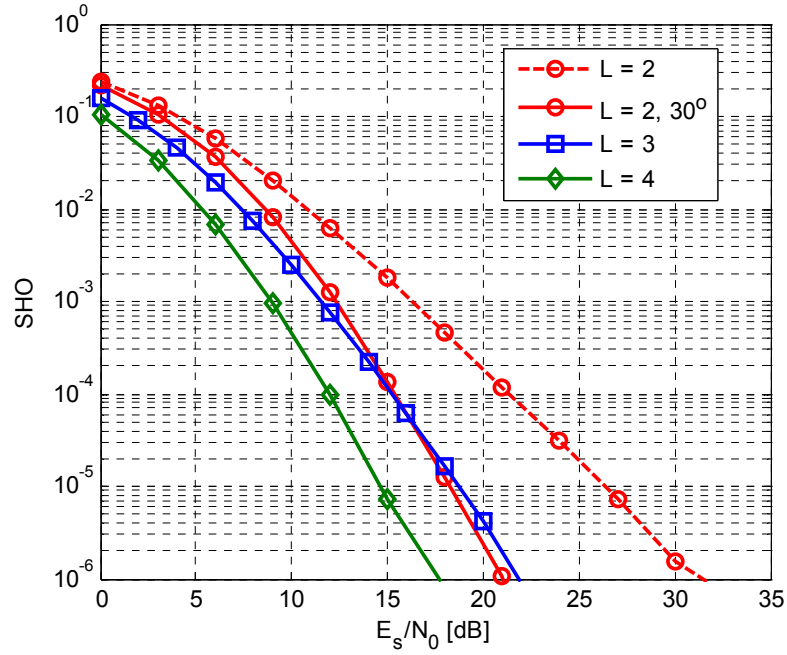
Şekil 6.19 DBSC uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EKB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.19 ile verilen sonuçlara  $SHO = 10^{-4}$ , de elde edilen İGO kazançları Tablo 6.9’da verilmiştir.

Tablo 6.9 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                      | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ |
|---------------------------------|-----------|---------|---------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 15.2 dB   | 6 dB    | 2.4 dB  |

$L = 2$  durumlu EKB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.20 ile verilmiştir.

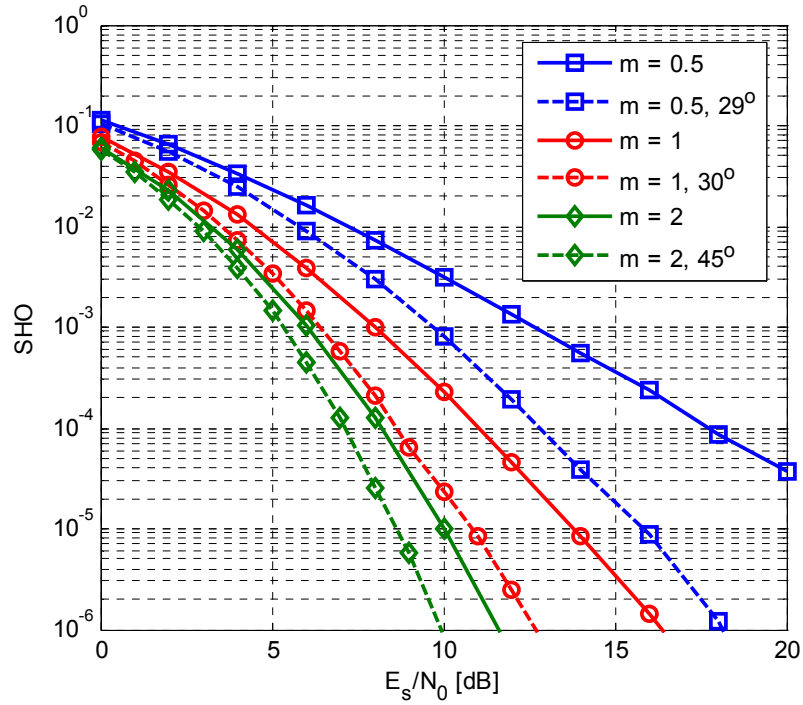


Şekil 6.20 DBSÇ’li 4-FKA ve  $L = 2$  antenli EKB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.20’den görüldüğü gibi 2 alıcı antenli EKB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması ile sistemin performansı artan İGO değerleri ile birlikte  $L = 3$  durumunda elde edilen hata performansı eğrisine yaklaşmakta ve  $IGO = 16dB$  değerinden sonra daha iyi bir hata performansı sergilemektedir. Bununla beraber DBSÇ’li  $L = 2$  sisteminin hata performans eğrisinin eğimi ile  $L = 4$  eğrisinin eğimi

aynı olduğundan bu iki sistemin çeşitleme dereceleri aynıdır diyebiliriz. DBSÇ'li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak 4.5 dB'lik bir fark olmaktadır.

Daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği için yapılan simülasyonlarda 4-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) sadece  $m = 0.5$  için  $29^\circ$  ve  $m = 1$  için  $30^\circ$  olarak elde edilebilirken diğer tüm  $m$  değerleri için  $45^\circ$  olarak gözlemlenmiştir. Bunun yanında  $L = 4$  için elde edilen İGO kazançları  $L = 2$ 'deki duruma göre daha küçük değerlerdir.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.21 ile verilmiştir. DBSÇ uygulanmış dört alıcı antenli EKB tekniğinin  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.10 ile verilmiştir.



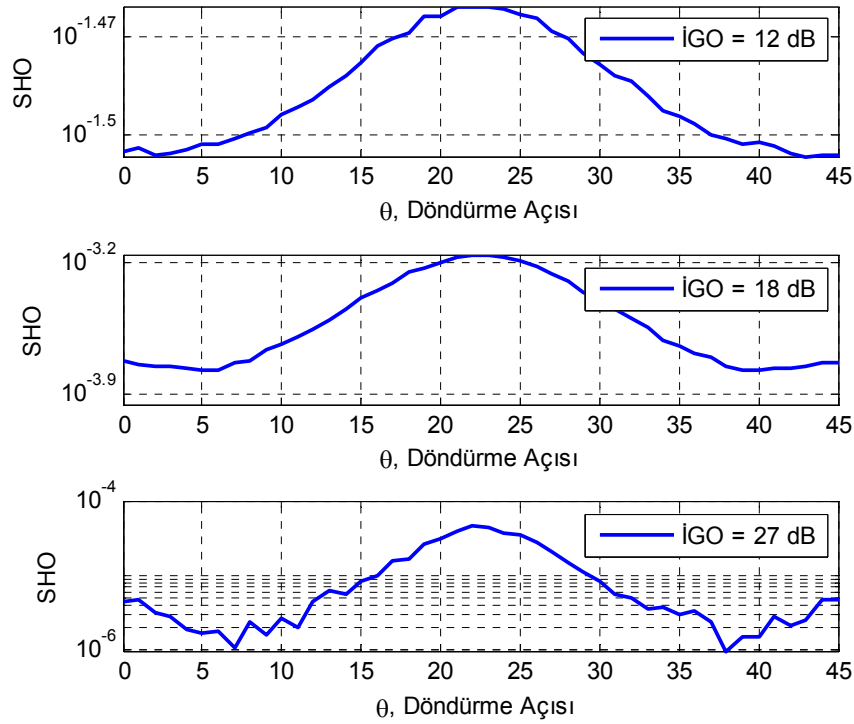
Şekil 6.21 DBSÇ'li 4-FKA ve  $L = 4$  antenli EKB için hata performansı eğrileri

Tablo 6.10 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri, (Döndürme Açısı)    | $m = 0.5, (29^\circ)$ | $m = 1, (30^\circ)$ | $m = 2, (45^\circ)$ |
|---------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 6 dB                  | 2.7 dB              | 1.2 dB              |

### 6.1.2.3 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

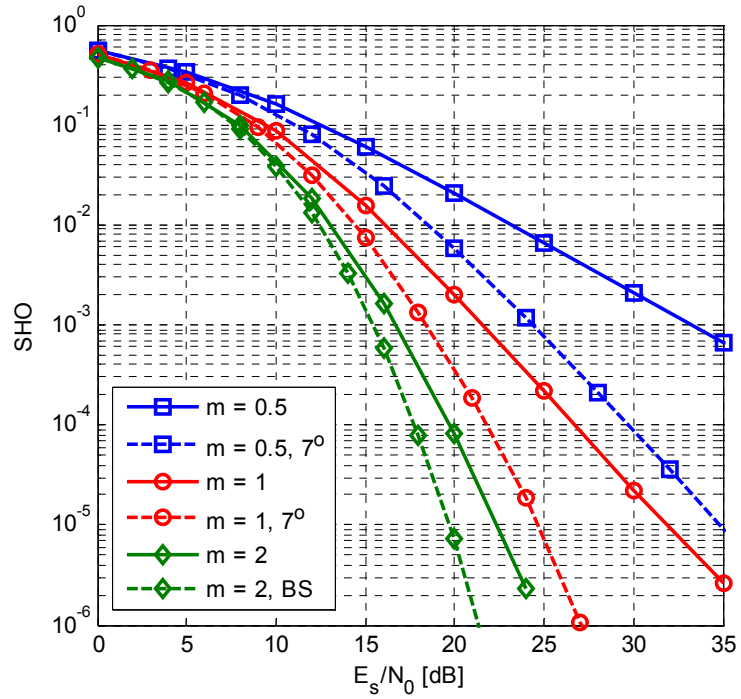
8-FKA modülasyonu için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 alıcı anten kullanan EKB tekniği üzerinde DBSC uygulanması ile kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.22 ile verilmiştir.



Şekil 6.22 DBSC'li 8-FKA ve EKB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 2, m = 1$ )

Şekil 6.22'de görüldüğü üzere  $m = 1$  ve  $L = 2$  için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $0^\circ$  iken (yani sadece BS yapılması durumu) İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri optimum açı değeri  $7^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim simülasyon yapılan aralıkta sadece  $m = 0.5$  için gözlemlenebilirken,  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $0^\circ$ 'dir (yani sadece BS yapılmalı) diyebiliriz. Ancak SHO'nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5$  ve  $m = 1$ 'deki davranışlarından gözlemlendiği üzere  $m \geq 2$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $7^\circ$  civarında

olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.23 ile verilmiştir.



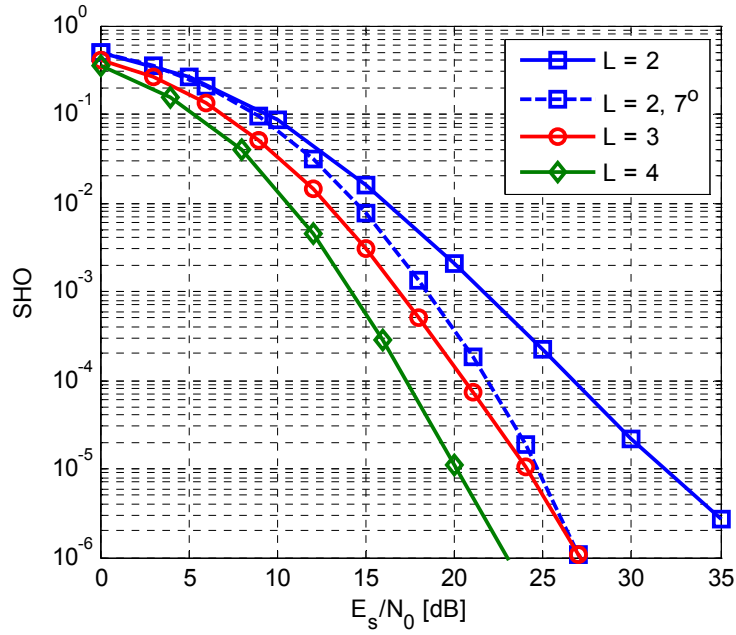
Şekil 6.23 DBSC uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli EKB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.23 ile verilen sonuçlara göre ve daha yüksek  $m$  değerlerinde elde edilen İGO kazançları Tablo 6.11 ile verilmiştir.

Tablo 6.11 DBSC uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri,<br>(Döndürme Açısı) | $m = 0.5$ ,<br>(7°) | $m = 1$ ,<br>(7°) | $m = 2$ ,<br>(BS) | $m = 4$ ,<br>(BS) | $m = 8$ ,<br>(BS) |
|---------------------------------|---------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 14 dB               | 5 dB              | 2 dB              | 0.7 dB            | 0.3 dB            |

$L = 2$  durumlu EKB yöntemi üzerinde DBSC uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.24 ile verilmiştir.



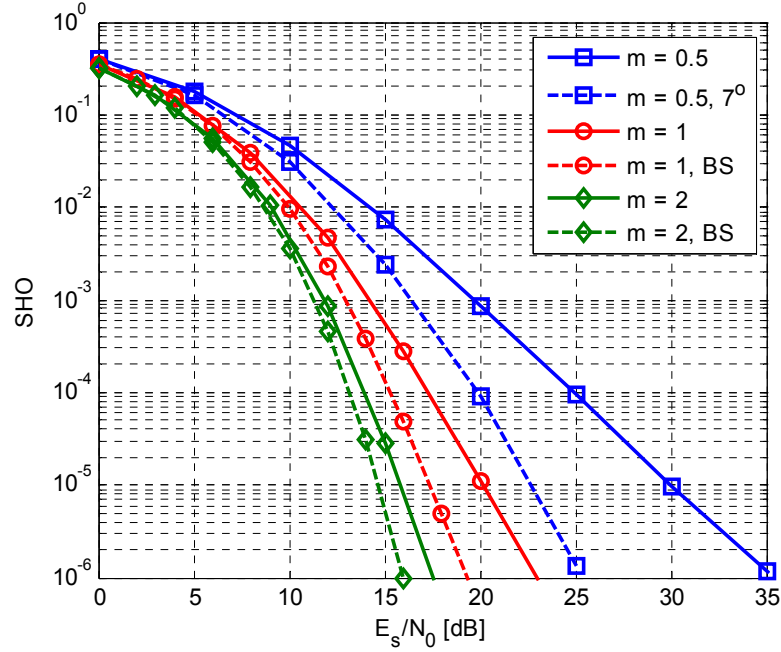
Şekil 6.24 DBSC’li 8-FKA ve  $L = 2$  durumlu EKB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.24’den görüldüğü gibi  $L = 2$  durumlu EKB tekniği üzerinde DBSC uygulanması sonucunda düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumunda elde edilen performans daha iyi iken İGO değeri arttıkça DBSC’li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumunda elde edilen hata performansına yaklaşmaktadır. Bunun yanında DBSC’li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSC’li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli olarak 4.5 dB’lik bir fark olmaktadır.

Daha yüksek sayıda anten kullanan EKB tekniği için yapılan simülasyonlarda 8-FKA modülasyonu için optimum döndürme açısının simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) sadece  $m = 0.5$  için  $7^\circ$  olarak elde edilebilirken diğer tüm  $m$  değerleri için  $0^\circ$  (sadece BS yapılması durumu) olarak gözlemlenmiştir. Bunun yanında  $L = 4$  için elde edilen İGO kazançları  $L = 2$ ’deki duruma göre daha küçük değerlerdir.  $L = 4$  için elde edilen hata performans eğrileri Şekil 6.25 ile verilmiştir. DBSC uygulanmış 8-FKA modülasyonu için dört alıcı antenli EKB tekniğinin  $SHO = 10^{-4}$ ’te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.12 ile verilmiştir.

Tablo 6.12 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için sadece 4 anten kullanan EKB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri, (Döndürme Açısı)     | $m = 0.5, (7^\circ)$ | $m = 1, (\text{BS})$ | $m = 2, (\text{BS})$ |
|----------------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| İGO kazancı, ( $SHO = 10^{-4}$ ) | 5 dB                 | 2 dB                 | 0.7 dB               |



Şekil 6.25 DBSÇ'li 8-FKA ve  $L = 4$  durumlu EKB için hata performansı eğrileri

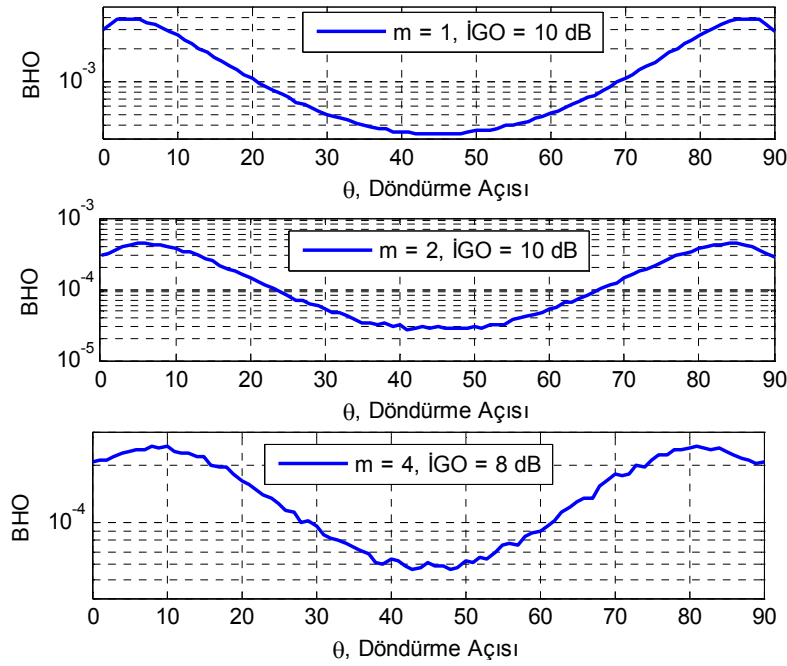
DBSÇ uygulanmış  $M$ -FKA modülasyonlarının EKB tekniği üzerindeki uygulamalarının sonuçlarına bakarak, EBOB tekniği üzerindeki uygulamalarla benzer sonuçların elde edildiğini söyleyebiliriz.

### 6.1.3. SB Tekniği Üzerine Uygulamalar

SB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması halinde Şekil 6.1'deki birleştirici blok Şekil 4.7'de verilen ve SB tekniğine ait birleştirici olacaktır.

### 6.1.3.1 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

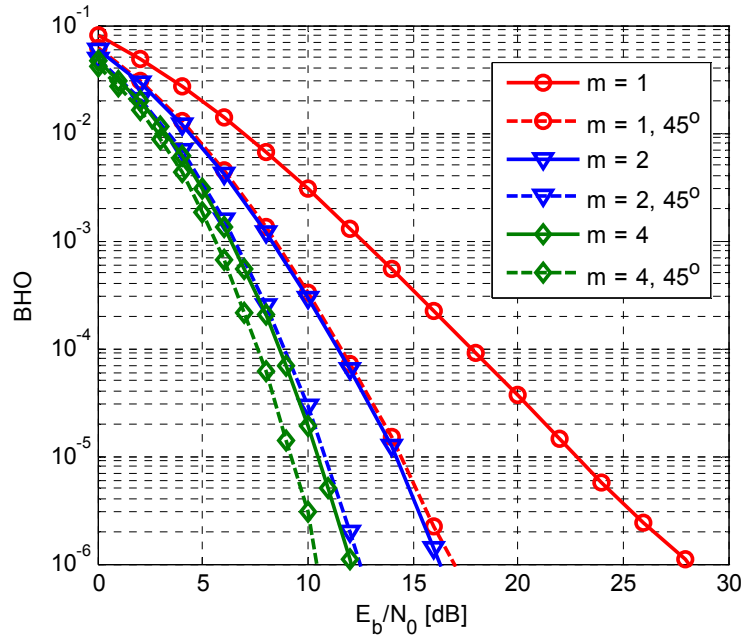
DBSÇ'li 2- FKA modülasyonu ve SB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması ile elde edilen BHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.26 ile verilmiştir.



Şekil 6.26 DBSÇ'li 2-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 2$ )

Şekil 6.26 ile verilen sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli SB tekniği için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Optimum döndürme açısı ile elde edilen performans eğrileri Şekil 6.27'de verilmiştir.

Şekil 6.27'deki sonuçlara göre DBSÇ, SB  $L = 2$  için sönmüleme şiddetini  $m$  parametresi cinsinden yaklaşık yarıya indirmektedir. Mesela  $m = 1$  iken DBSÇ,  $m = 2$  DBSÇ'siz durumda elde edilen hata performansı ile yaklaşık sonucu vermektedir. SB iki alıcı antenli durumlarında  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.13 ile verilmiştir.



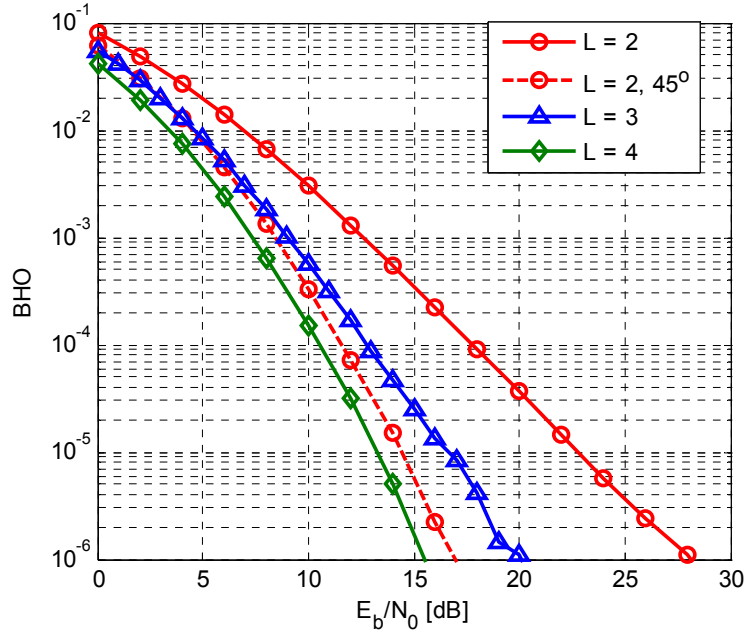
Şekil 6.27 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli SB için hata performansı eğrileri

Tablo 6.13 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan SB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                      | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ |
|---------------------------------|---------|---------|---------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 6.3 dB  | 3.6 dB  | 1 dB    |

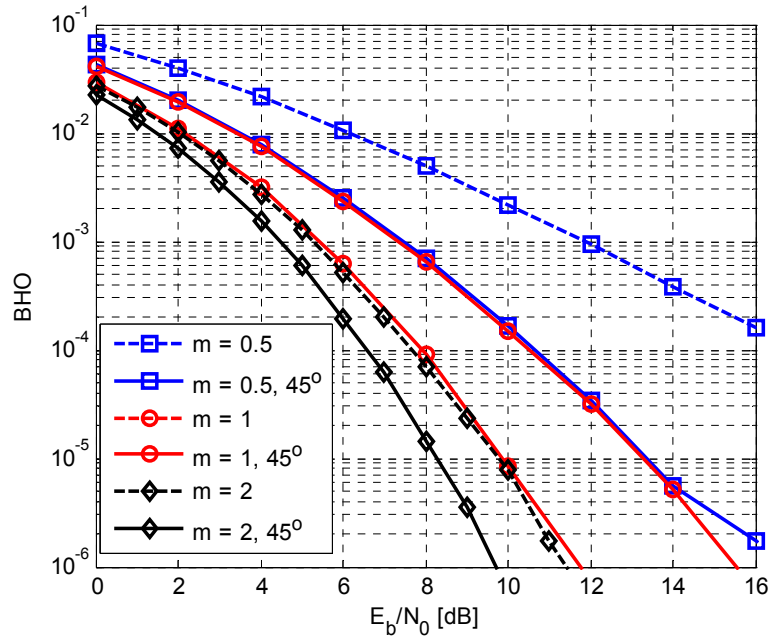
Tablo 6.13 ile verilen sonuçlardan görüldüğü gibi  $m$  arttıkça elde edilen kazanç azalmaktadır. Bunun sebebi  $m$  arttıkça kanalın sönümlenmesiz kanal gibi davranmasıdır.

$L = 2$  antenli SB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan SB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.28 ile verilmiştir. Şekil 6.28'den görüldüğü gibi  $L = 2$  durumlu SB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda çok düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumunda elde edilen performansla aynı iken İGO değeri arttıkça DBSÇ'li  $L = 2$  durumu daha iyi hata performansı vermektedir. Bunun yanında DBSÇ'li  $L = 2$  durumunun çeşitleme derecesi  $L = 4$  durumu ile aynı olup, DBSÇ'li  $L = 2$  durumu ile  $L = 4$  durumu arasında sürekli 1 dB'lik bir fark olmaktadır.



Şekil 6.28 DBSÇ'li 2-FKA  $L = 2$  antenli SB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

SB tekniği  $L = 4$  için yapılan simülasyonlarda görülmüştür ki 2-FKA modülasyonu için elde edilen optimum açı değerleri  $45^\circ$  olmaktadır. Ancak anten sayısının artmasıyla DBSÇ ile elde edilen İGO kazancı azalmaktadır. DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için  $L = 4$  durumunda elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 6.29 ile verilmiştir.

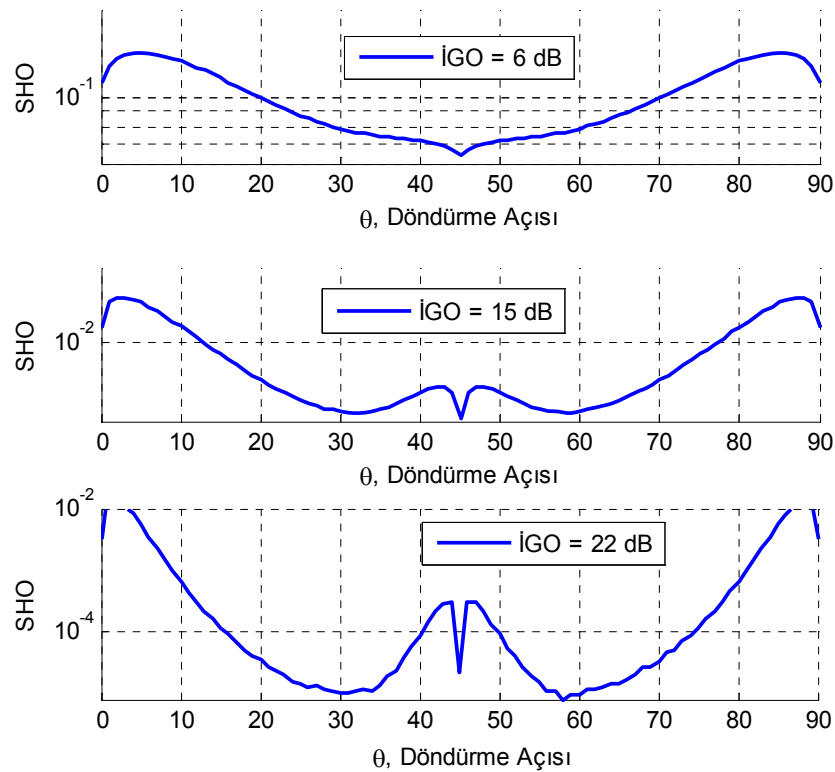


Şekil 6.29 DBSÇ'li 2-FKA ve  $L = 4$  antenli SB için hata performansı eğrileri

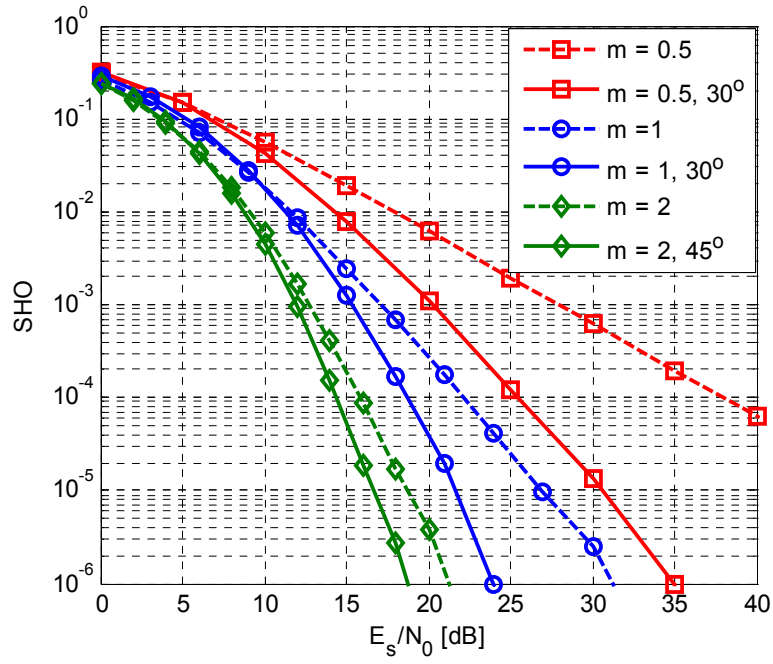
### 6.1.3.2 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

4-FKA modülasyonu, SB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması durumu ve farklı kanal parametreleri için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.30 ile verilmiştir.

Şekil 6.30'da görüldüğü üzere  $m = 1$  ve  $L = 2$  için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $45^\circ$  iken İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $30^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim  $L = 2$  ve  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $45^\circ$ 'dir diyebiliriz. Ancak SHO'nun döndürme açısına bağlı olarak  $m \geq 2$  için de  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  olması beklenmektedir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.31 ile verilmiştir.



Şekil 6.30 DBSC'li 4-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ ,  $m = 1$ )



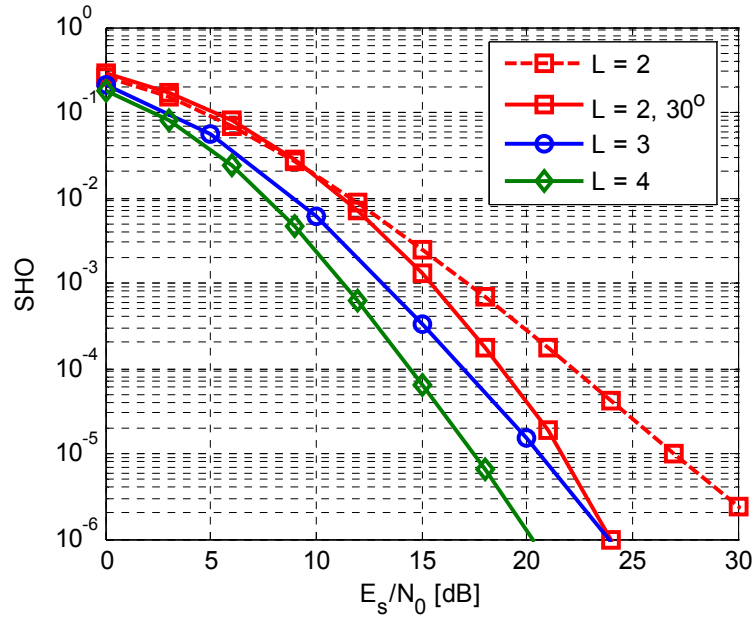
Şekil 6.31 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli SB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.31 ile verilen sonuçlara göre edilen İGO kazançları Tablo 6.14'te verilmiştir.

Tablo 6.14 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece 2 anten kullanan SB tekniğine göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri, (Döndürme Açısı)    | $m = 0.5, (30^\circ)$ | $m = 1, (30^\circ)$ | $m = 2, (30^\circ)$ |
|---------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| İGO kazancı ( $SHO = 10^{-4}$ ) | 13 dB                 | 3.4 dB              | 1.4 dB              |

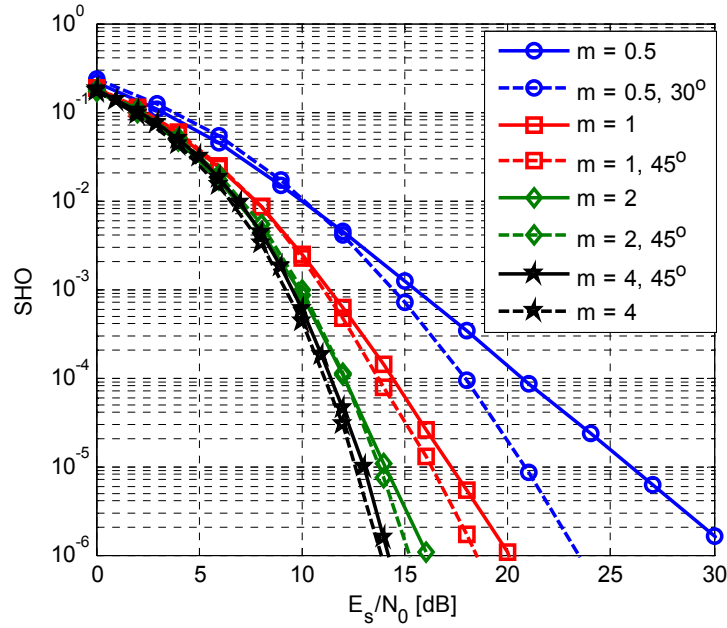
$L = 2$  antenli SB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan SB teknikleri ile  $m = 1$  için karşılaştırılması Şekil 6.32 ile verilmiştir.



Şekil 6.32 DBSÇ'li 4-FKA ve  $L = 2$  antenli SB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.32'den görüldüğü gibi DBSÇ uygulanmış  $L = 2$  durumlu SB sisteminin performansı düşük İGO değerlerinde en kötü hata performansına sahip iken  $\text{İGO} = 10\text{dB}$  değerinden sonra DBSÇ'siz  $L = 2$ 'den daha iyi olmaktadır. Ayrıca İGO değeri arttıkça DBSÇ'li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumuna yaklaşmaktadır. Bununla beraber DBSÇ'li  $L = 2$  durumunun hata performans eğrisinin eğimi  $L = 4$  durumu ile aynı olduğundan bu iki sistemin çeşitleme derecesi aynı olmaktadır.

$L = 4$  için yapılan simülasyonlarda elde edilen optimum açılı değerleri simülasyon yapılan bölge ( $\text{SHO} \geq 10^{-6}$ ) için  $m = 0.5$ 'te  $30^\circ$  iken diğer  $m$  değerlerinde  $45^\circ$  olmaktadır.  $L = 4$  için yapılan simülasyonlarda elde edilen performans eğrileri Şekil 6.33 ile verilmiştir.

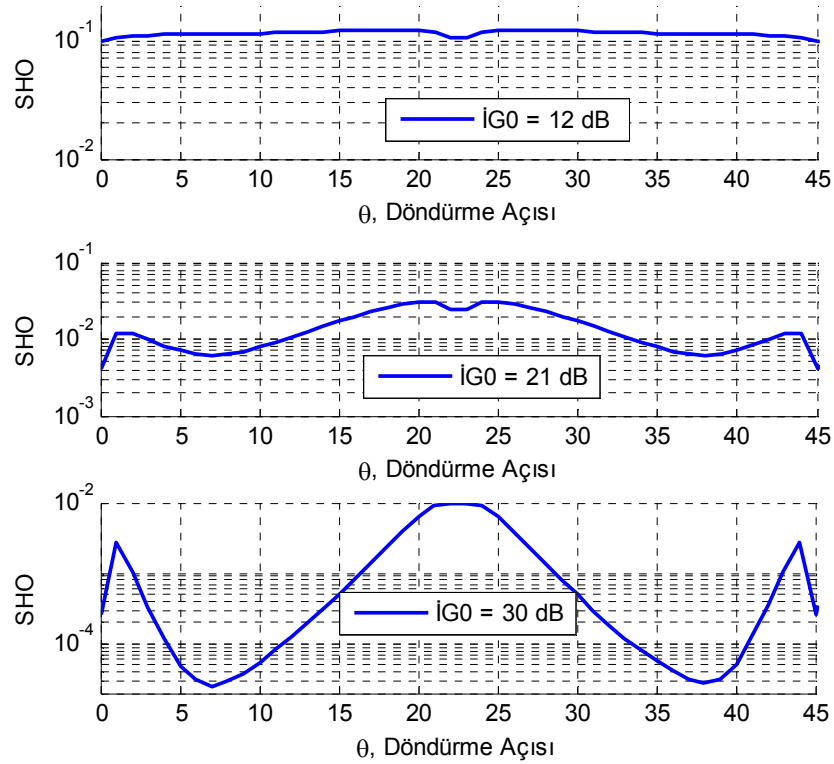


Şekil 6.33 DBSÇ'li 4-FKA ve  $L = 4$  antenli SB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.33 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere DBSÇ  $L = 4$  durumlu SB tekniği üzerinde uygulanması ile  $m = 0.5$  kanal parametresi için  $\dot{I}GO = 12dB$  değerinden sonra kazanç sağlayabilmektedir. Benzer şekilde  $m = 1$  için  $\dot{I}GO = 10dB$ ,  $m = 2$  için  $\dot{I}GO = 12dB$  değerinden sonra kazanç sağlayabilirken,  $m = 4$  değerinde ise simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) kazanç sağladığı gözlemlenememiştir. Ancak  $m = 4$  değeri içinde  $SHO \leq 10^{-6}$  bölgesinde bir  $\dot{I}GO$  değerinden sonra kazanç sağlamaya başlaması beklenmektedir.

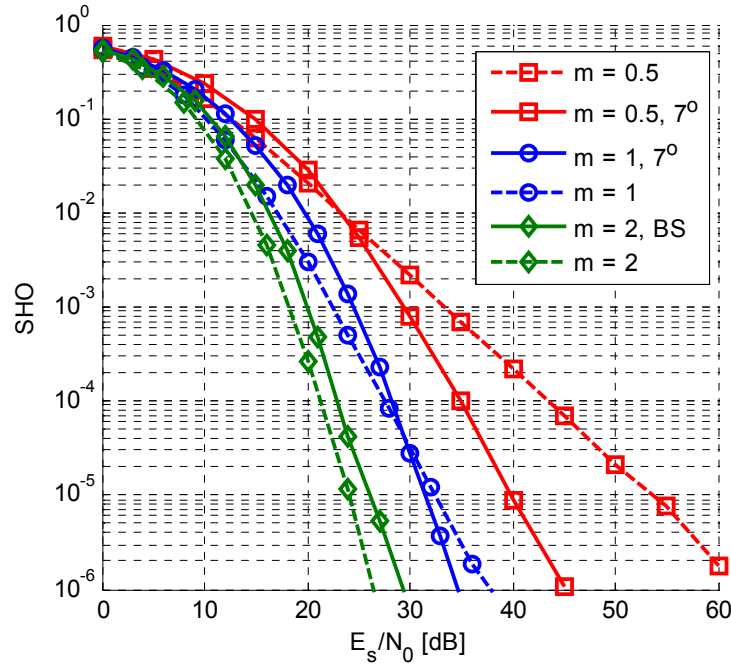
### 6.1.3.3 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

8-FKA modülasyonu, SB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 2 anten kullanılması durumu ve kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.34 ile verilmiştir.



Şekil 6.34 DBSC’li 8-FKA ve SB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $L = 2$ ,  $m = 1$ )

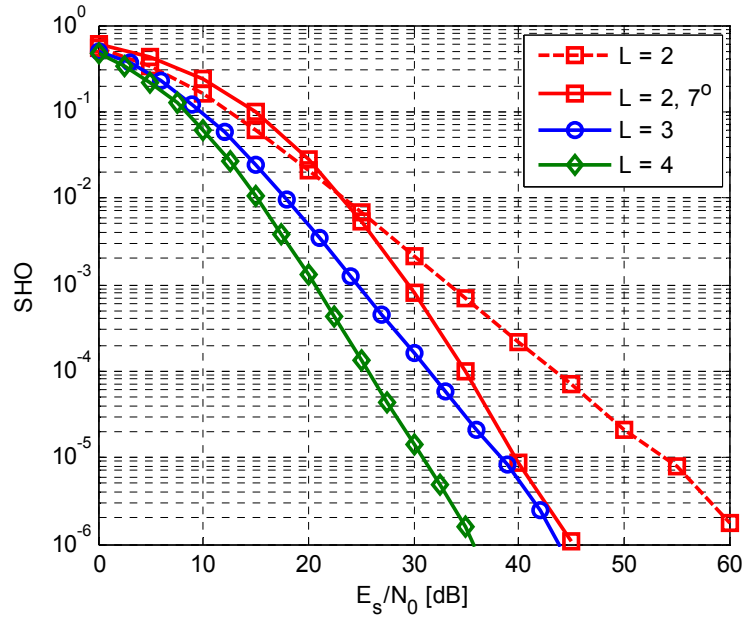
Şekil 6.34’den görüldüğü üzere  $L = 2$  ve  $m = 1$  için optimum döndürme açısı düşük  $\text{İG0}$  değerlerinde  $0^\circ$  iken (yani sadece BS yapılması durumu)  $\text{İG0}$  değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $7^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim simülasyon yapılan aralıkta sadece  $m = 0.5$  için de gözlemlenebilirken,  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Bu sonuçtan yararlanarak  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $0^\circ$ ’dir (yani sadece BS yapılmalı) diyebiliriz. Ancak SHO’nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5$  ve  $m = 1$ ’deki davranışlardan gözlemlendiği üzere  $m \geq 2$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir  $\text{İG0}$  değerinden sonra optimum açının  $7^\circ$  civarında olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İG0 eğrisi Şekil 6.35 ile verilmiştir.



Şekil 6.35 DBSC uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve  $L = 2$  antenli SB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.35 ile verilen sonuçlardan DBSC tekniğinin 8-FKA modülasyonu için SB tekniğinin hata performansını kötüleştirdiği anlaşılmaktadır. Ancak yine de  $m = 0.5$  için  $\dot{I}GO = 25 \text{ dB}$ ,  $m = 1$  için ise  $\dot{I}GO = 30 \text{ dB}$  değerinden sonra daha iyi performans verdiği de gözlemlenmektedir.  $m = 2$  değerinde ise bu kesişim simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \leq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Ayrıca Şekil 6.35'ten gözlemlendiği üzere  $m$  değeri arttıkça daha iyi hata performansının elde edildiği  $\dot{I}GO$  değeri artmaktadır.

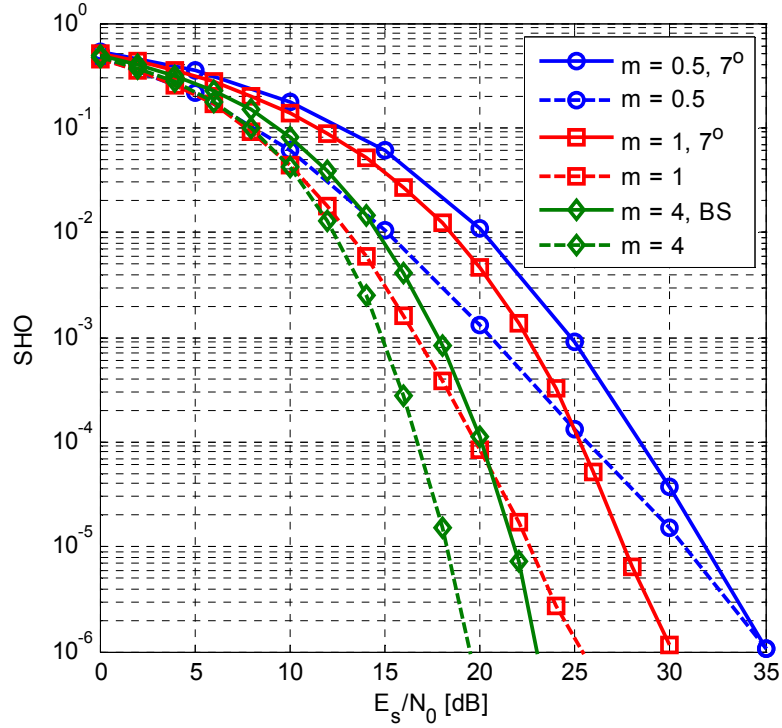
$L = 2$  antenli SB yöntemi üzerinde DBSC uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan SB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.36 ile verilmiştir.



Şekil 6.36 DBSÇ'li 8-FKA ve  $L = 2$  antenli SB tekniğinin  $L = 3$  ve  $L = 4$  ile karşılaştırılması

Şekil 6.36'dan görüldüğü gibi  $L = 2$  durumlu SB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda, düşük İGO değerlerinde  $L = 3$  durumunda elde edilen hata performansı daha iyi iken İGO değeri arttıkça DBSÇ'li  $L = 2$  durumunun hata performansı  $L = 3$  durumunda elde edilen hata performansına yaklaşmaktadır. Bunun yanında DBSÇ'li  $L = 2$  durumunda elde edilen performans eğrisinin eğimi ile  $L = 4$  durumunda elde edilen performans eğrisinin eğimleri aynı olduğundan, DBSÇ'nin; sistemin çeşitleme derecesini 2 katına çıkardığını rahatlıkla söyleyebiliriz.

$L = 4$  durumu için de simülasyonlar yapılmış ve optimum döndürme açıları  $m = 0.5$  ve  $m = 1$  için  $7^\circ$  olarak elde edilirken simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \leq 10^{-6}$ )  $m \geq 2$  için  $0^\circ$  (sadece BS yapılması durumu) olarak elde edilmiştir. DBSÇ uygulanması durumunda  $L = 4$  için elde edilen performans eğrileri Şekil 6.37 ile verilmiştir.



Şekil 6.37 DBSC uygulanmış 8-FKA ve SB tekniği  $L = 4$  için hata performansı eğrileri

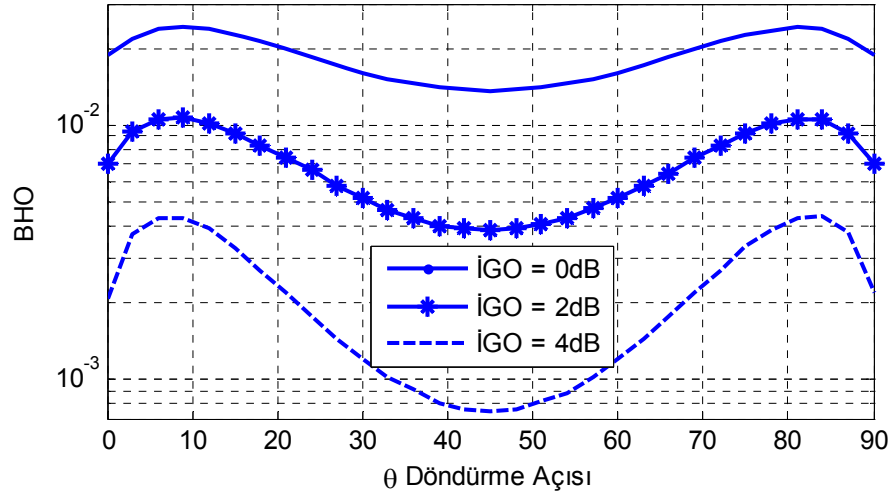
Şekil 6.37 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere DBSC uygulanması durumunda sistemin performansı iyileşmemekte; aksine kötüleşmektedir. Ancak yine de  $m = 0.5$  için DBSC uygulanmış sisteme ait performans eğrisinin DBSC'siz sistemin performans eğrisi ile  $\text{İGO} = 35 \text{ dB}$ 'de kesiştiği gözlemlenmektedir. Eğrilerin eğimi göz önüne alındığında DBSC uygulanmış sistemin  $\text{İGO} = 35 \text{ dB}$ 'den sonra kazanç sağlayabileceğini söyleyebiliriz. Ancak simülasyon yapılan aralık için ( $\text{SHO} \geq 10^{-6}$ ) diğer  $m$  değerlerinde bu durum gözlemlenememiştir.

#### 6.1.4. GSB Tekniği Üzerine Uygulamalar

GSB tekniği üzerinde DBSC uygulanması halinde Şekil 6.1'deki birleştirici blok Şekil 4.10 ile verilen ve GSB tekniğine ait birleştirici olacaktır.

### 6.1.4.1 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

2- FKA modülasyonu ve GSB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda toplamda 4 verici anten kullanan sistemde 2 alıcı antenin seçilmesi durumuna ( $L = 4; 2$ ) ilişkin BHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.38 ile verilmiştir.

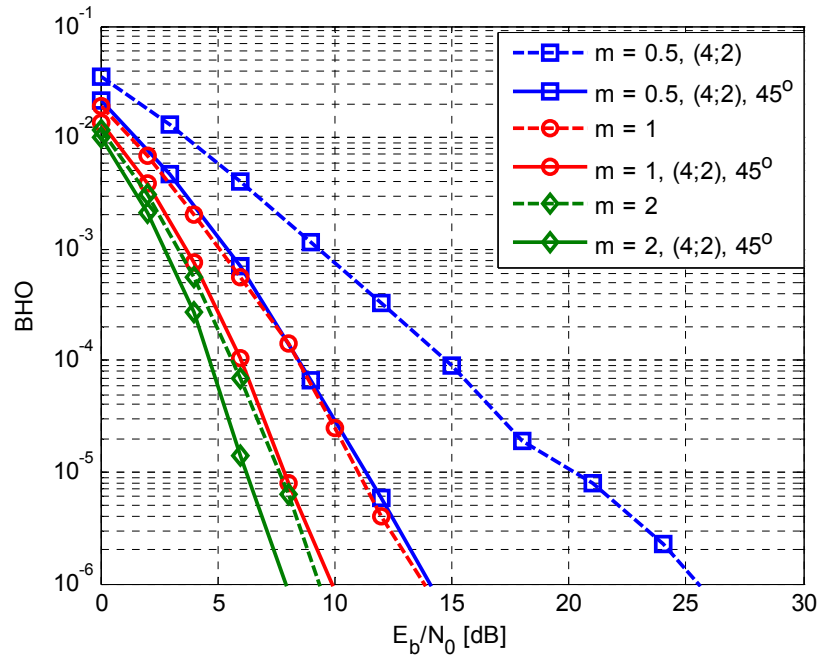


Şekil 6.38 DBSÇ'li 2-FKA GSB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi ( $L = 4; 2$ )

Şekil 6.38 ile verilen sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniği için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Optimum döndürme açısı ile elde edilen performans eğrileri Şekil 6.39'da verilmiştir. Şekil 6.39'daki sonuçlara göre DBSÇ, GSB  $L = 4; 2$  için sönmüleme şiddetini  $m$  parametresi cinsinden yaklaşık yarıya indirmektedir. Mesela  $m = 1$  iken DBSÇ,  $m = 2$  DBSÇ'siz durumda elde edilen hata performansı ile yaklaşık sonucu vermektedir. DBSÇ uygulanmış GSB  $L = 4; 2$  alıcı antenli sistemin  $BHO = 10^{-4}$ 'te sadece anten çeşitlemeli duruma göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.15 ile verilmiştir.

Tablo 6.15 DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniğinin,  $L = 4; 2$  durumuna göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                      | $m = 1$ | $m = 2$ | $m = 4$ |
|---------------------------------|---------|---------|---------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 6.3 dB  | 2.4 dB  | 1 dB    |

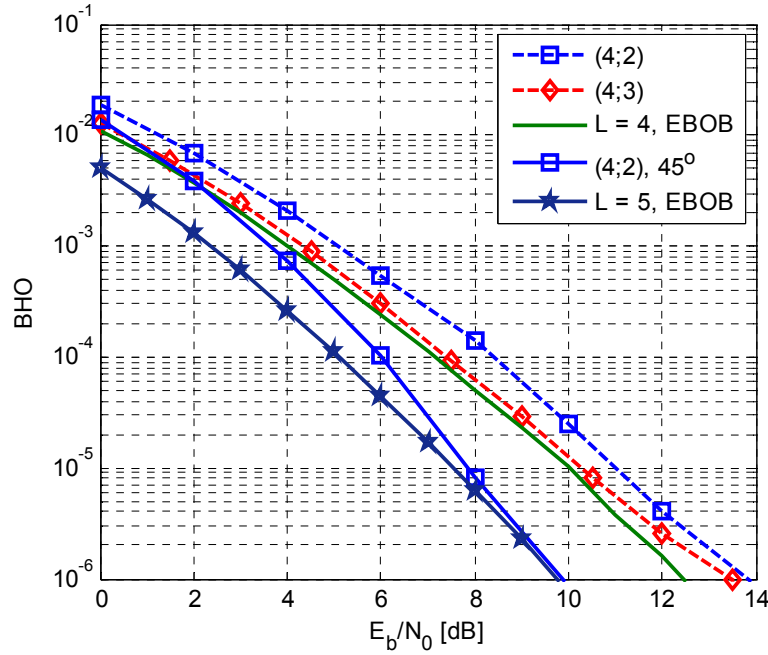


Şekil 6.39 DBSC uygulanmış 2-FKA modülasyonu ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB için hata performansı eğrileri

Tablo 6.15'te verilen sonuçlardan görüldüğü gibi  $m$  arttıkça elde edilen kazanç azalmaktadır. Bunun sebebi  $m$  arttıkça kanalın sönümlemesiz kanal gibi davranmasıdır.

$L = 4; 2$  durumlu GSB yöntemi üzerinde DBSC uygulanması ile elde edilen hata performansının  $L = 4; 3$ ,  $L = 4$  (EBOB) ve  $L = 5$  (EBOB) ile karşılaştırılması Şekil 6.40 ile verilmiştir.

Şekil 6.40'dan görüldüğü gibi  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniği üzerinde DBSC uygulanması daha fazla antenin seçildiği durumlardan ( $L = 4; 3$  ve  $L = 4$  (EBOB)) çok düşük İGO değerlerinden itibaren daha iyi sonuç vermeye başlamakta ve  $\text{İGO} = 10\text{dB}$  değerinde  $L = 5$  (EBOB) ile yaklaşık aynı hata olasılığı değerini sağlamaktadır.

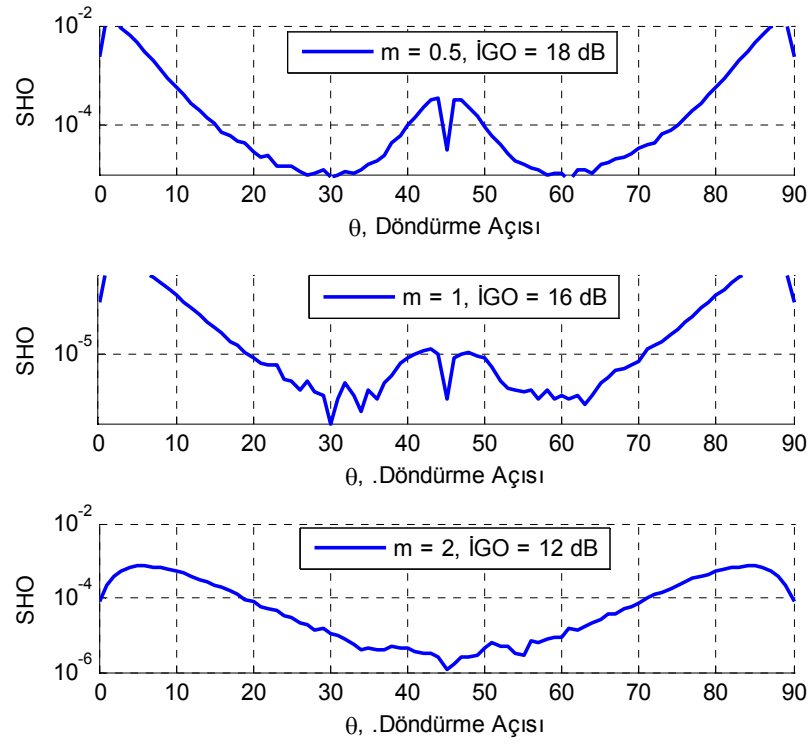


Şekil 6.40 DBSÇ'li 8-FKA ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniğinin  $L = 4; 3$ ,  $L = 4$  (EBOB)  $L = 5$  (EBOB) ve ile karşılaştırılması

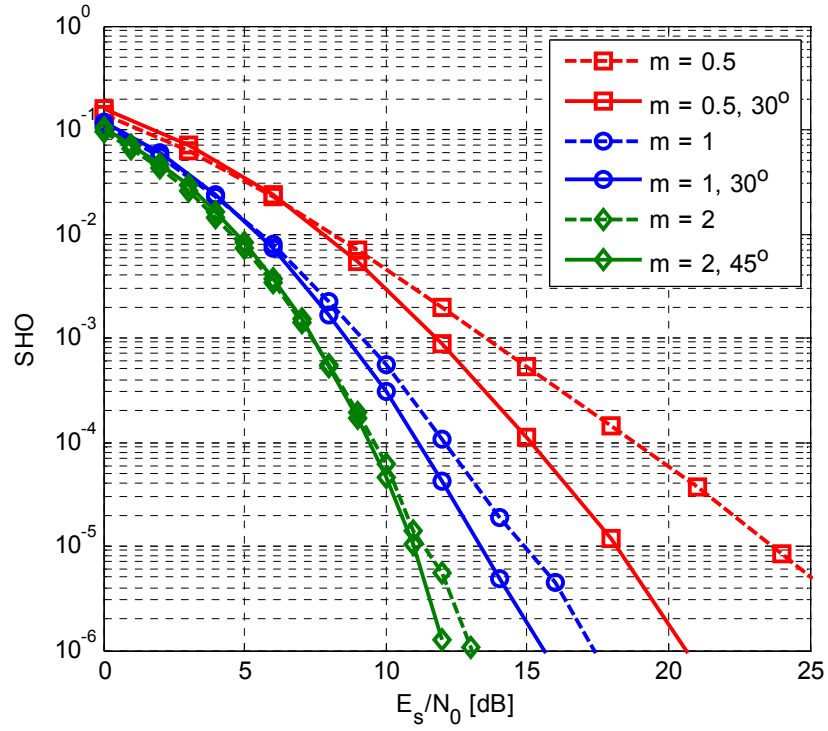
#### 6.1.4.2 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

4-FKA modülasyonu, GSB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 4 alıcı antenden 2 tanesinin seçilmesi durumu ve farklı kanal parametreleri için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.41 ile verilmiştir.

Şekil 6.41'den görüldüğü üzere  $m = 0.5$  ve  $m = 1$  için optimum açı  $30^\circ$  civarında iken  $m = 2$  için  $45^\circ$  olduğu gözlemlenmektedir. Ancak daha önceki bölümlerde anlatıldığı gibi hem  $m = 0.5$  hem de  $m = 1$  için düşük İGO değerlerinde optimum açı değeri  $45^\circ$  iken İGO arttıkça optimum açı değeri  $30^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim,  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $SHO \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Ancak SHO'nun döndürme açısına bağlı olarak  $m \geq 2$  için de  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  civarında olması beklenmektedir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.42 ile verilmiştir.



Şekil 6.41 DBSC'li 4-FKA ve GSB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 4; 2$ )



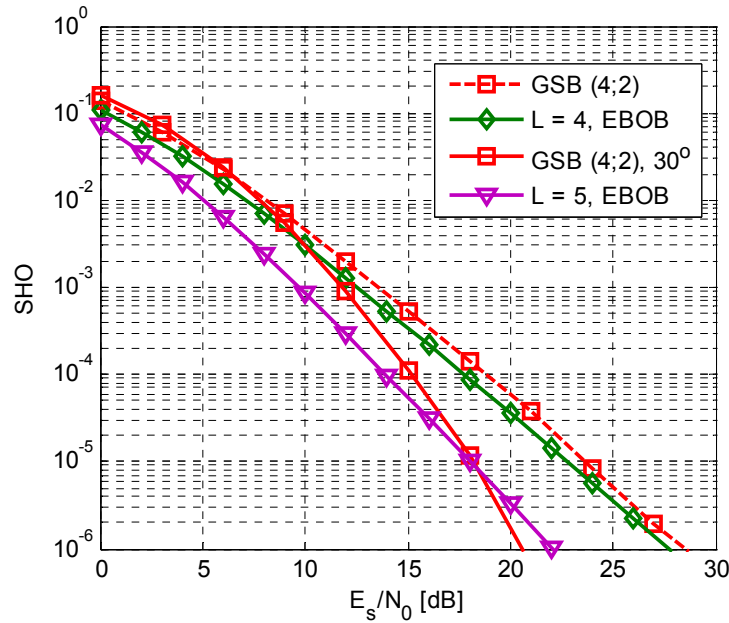
Şekil 6.42 DBSC uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB için  
hata performansı eğrileri

Şekil 6.42 ile verilen sonuçlara göre  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanırsa, küçük İGO değerlerinde sistemin performansı artmadığı gibi birazcık performans kaybı da olmaktadır.  $SHO = 10^{-4}$  değeri için elde edilen İGO kazançları Tablo 6.16’da verilmiştir.

Tablo 6.16 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için sadece GSB(4;2) çeşitlemeli sisteme göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri, (Döndürme Açısı)    | $m = 0.5, (30^\circ)$ | $m = 1, (30^\circ)$ | $m = 2, (45^\circ)$ |
|---------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| İGO kazancı ( $SHO = 10^{-4}$ ) | 3.6 dB                | 1 dB                | 0.15 dB             |

$L = 2$  durumlu GSB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan GSB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.43 ile verilmiştir.



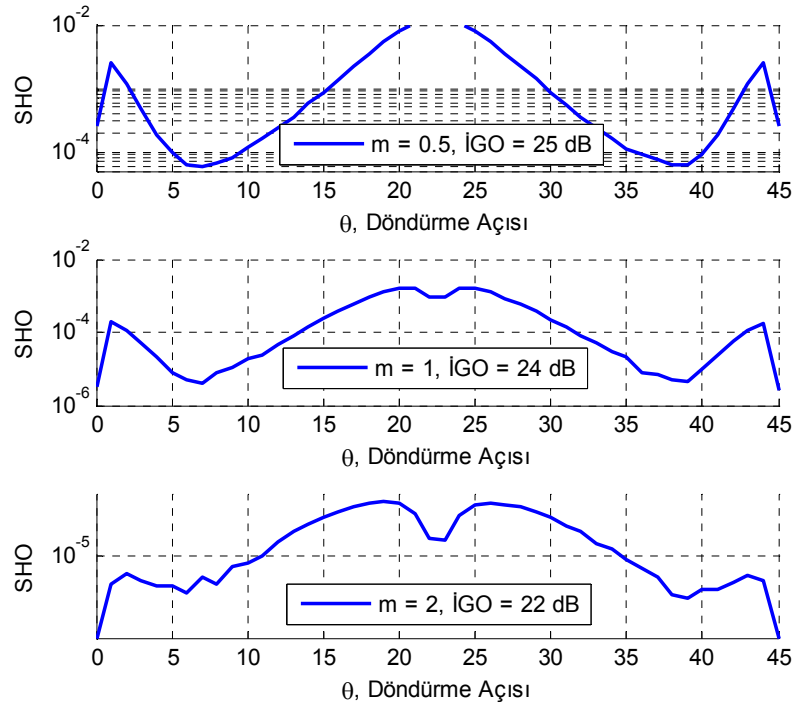
Şekil 6.43 DBSÇ’li 4-FKA ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniğinin,  $L = 4$  ve  $L = 5$  (EBOB) teknikleri ile karşılaştırılması

Şekil 6.43’ten görüldüğü gibi  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda çok düşük İGO değerlerinde sistemin performansı en kötü iken İGO değerinin artırılması ile önce GSB(4;2) sisteminin; daha sonra  $L = 4$

EBOB sisteminin ve  $\dot{I}GO = 18dB$  civarında ise  $L = 5$  EBOB sisteminin performansını da geçmektedir.

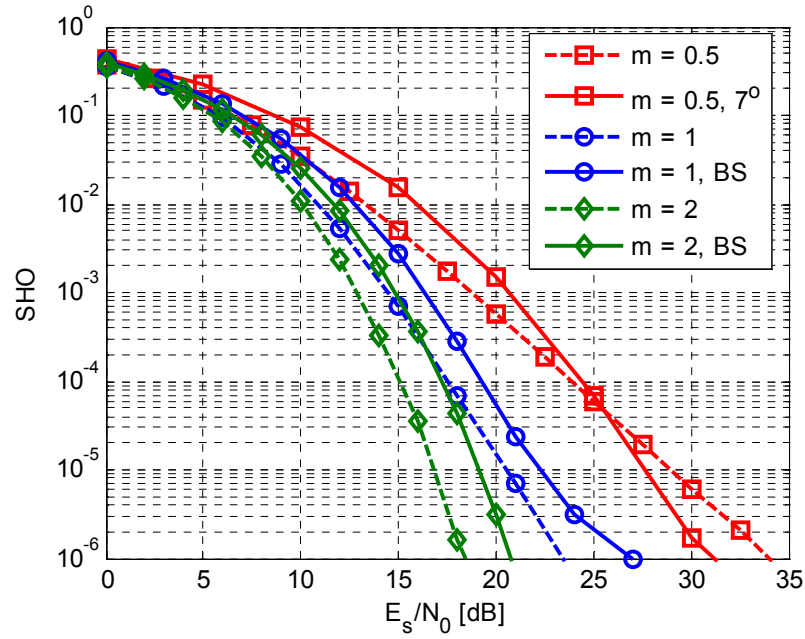
### 6.1.4.3 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu, GSB tekniği için yapılan simülasyonlarda alıcıda 4 antenden 2 tane en iyisinin seçilerek bu antenlerden alınan işaretlerin birleştirilmesi durumu ve kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.44 ile verilmiştir.



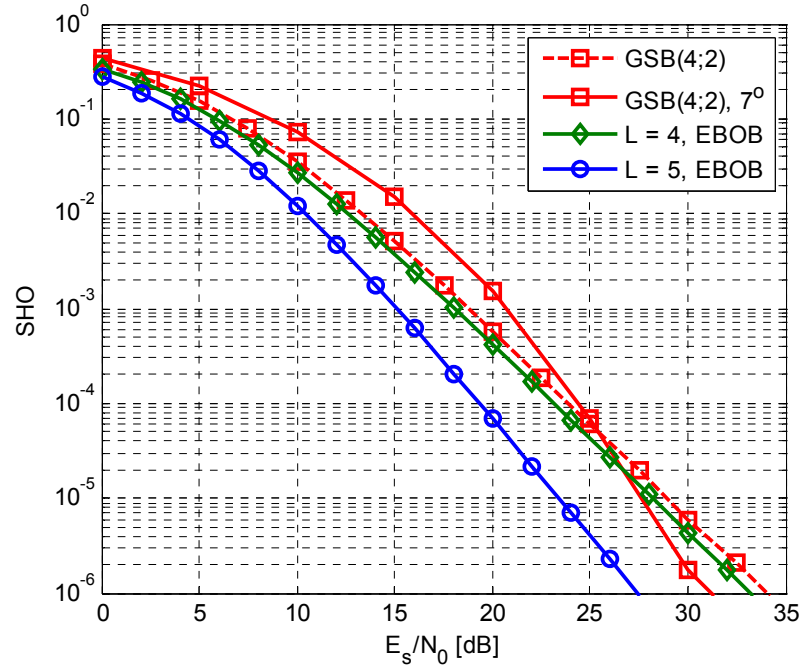
Şekil 6.44 DBSÇ'li 8-FKA ve GSB tekniği için döndürme açısı SHO değişimi  
( $L = 4; 2$ )

Şekil 6.44'ten görüldüğü üzere  $L = 4; 2$  ve  $m = 0.5$  için optimum döndürme açısı  $7^\circ$  iken  $m = 1$  ve  $m = 2$  için ise optimum döndürme açısı  $0^\circ$  (sadece BS) olmaktadır. Ancak  $m \geq 1$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir  $\dot{I}GO$  değerinden sonra optimum açının  $7^\circ$  civarında olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO- $\dot{I}GO$  eğrisi Şekil 6.45 ile verilmiştir.



Şekil 6.45 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.45 ile verilen sonuçlara göre DBSÇ  $m = 0.5$  GSB tekniğinin hata performansını  $\dot{I}GO = 25dB$ 'den sonra arttırabilmektedir. Bundan daha küçük  $\dot{I}GO$  değerlerinde ise sistemin hata performansını kötüleştirdiği gözlemlenmektedir. Bunun yanında  $m = 1$  ve  $m = 2$  içinse simülasyon yapılan aralıkta herhangi bir hata performansı iyileştirmesi gözlemlenememiştir. Eğer  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde inceleme yapılabilseydi ve optimum açı olarak da  $7^\circ$  civarında bir açı elde edilse idi, bu durumda  $m = 1$  ve  $m = 2$  içinde DBSÇ'li sistemin hata performansının daha iyi olarak öne geçtiği bir  $\dot{I}GO$  değeri gözlemlenebilirdi.  $L = 4; 2$  durumlu GSB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan EBOB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.46 ile verilmiştir.



Şekil 6.46 DBSÇ'li 8-FKA ve  $L = 4; 2$  durumlu GSB tekniğinin,  $L = 4$  ve  $L = 5$  (EBOB) teknikleri ile karşılaştırılması

## 6.2. Verici Anten Çeşitlemesi Üzerinde Uygulanması

Verici anten çeşitlemesi üzerine DBSÇ uygulaması yapılırken verici anten çeşitlemesinde kullanılan klasik verici-alıcı yapılarından biraz farklı bir verici alıcı yapısı kullanılacaktır. Bunun sebebi sistem üzerinde DBSÇ uygulanmasıdır. Verici anten çeşitlemeli sistemde her bir verici antenden işaret diyagramı döndürülmüş FKA işaretleri gönderileceğinden verici yapısı DBSÇ tekniğinde kullanılan ve Bölüm 5.1.1'de anlatılan verici yapısının çok antenli hali olacaktır. Bununla beraber veri anten çeşitlemeli sistemin alıcı yapısı eğer alıcı anten çeşitlemesi yapılmamışsa Bölüm 5.1.2'de anlatılan alıcı yapısı gibi olacaktır. Ancak alıcı anten çeşitlemesi yapılması durumunda sistemin alıcı yapısı Bölüm 6.1'de anlatılan alıcı yapısı gibi olacaktır.

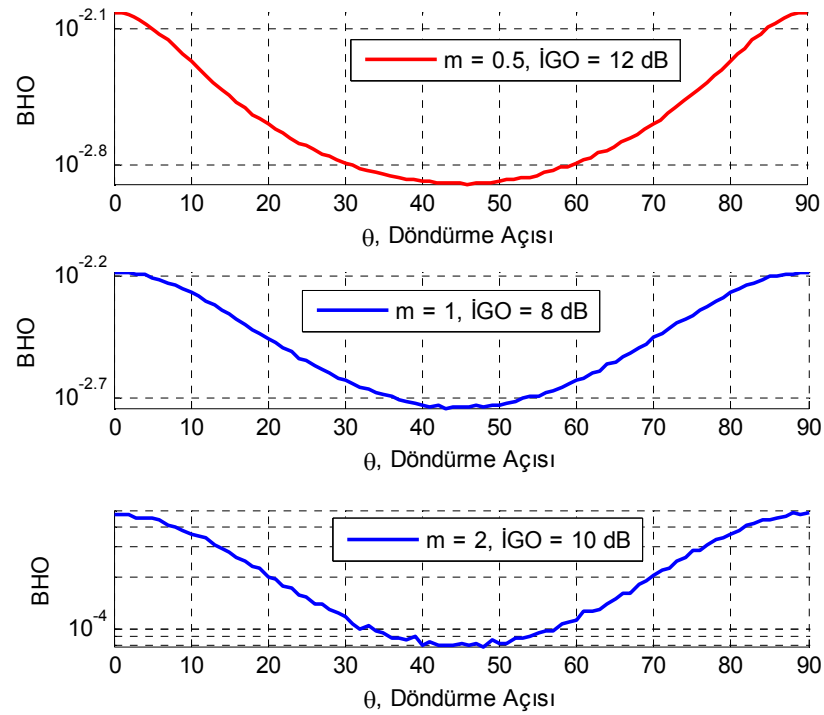
### 6.2.1. VAS/EBOB Tekniği Üzerine Uygulamalar

VAS/EBOB tekniği Bölüm 4.3'te anlatıldığı üzere çoklu verici anten sisteminden sadece bir tanesinin seçilmesi ve alıcıda EBOB tekniğinin

kullanılmasına dayanan bir tekniktir. Sistem için kullanılan notasyon ise  $(L_t, 1; L_r)$  şeklinde olup  $L_t$  verici antenden 1 tanesinin seçilmesi ve  $L_r$  tane alıcı anten kullanılması durumunu göstermektedir. Verici anten seçimine ilişkin kural Bölüm 4.3'te anlatıldığı gibidir.

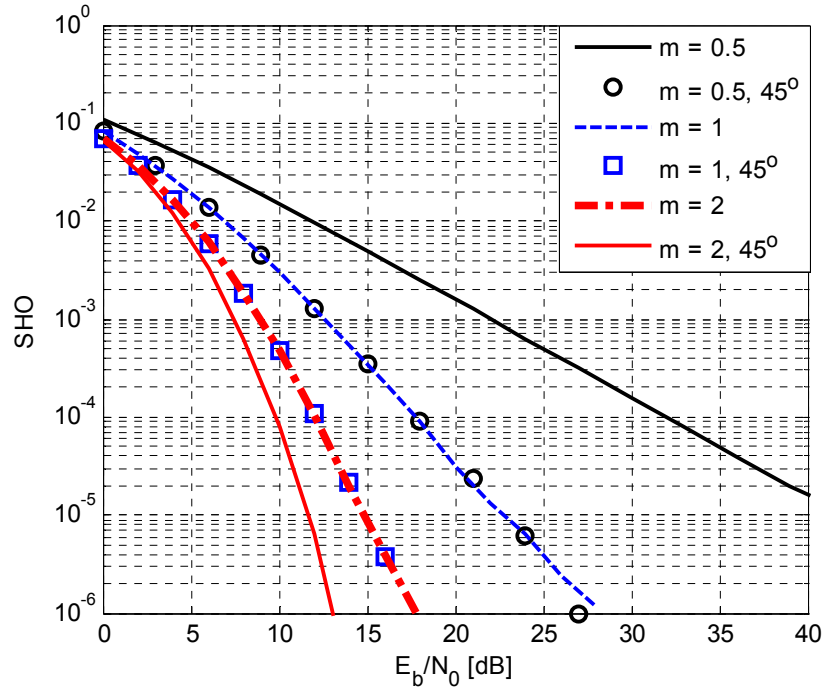
### 6.2.1.1 2-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

2-FKA modülasyonu ve VAS/EBOB tekniği için yapılan simülasyonlarda vericide 2 verici anten ve alıcıda 1 alıcı anten kullanılması  $(2,1; 1)$  durumunda elde edilen BHO-Döndürme açısı eğrileri Şekil 6.47 ile verilmiştir.



Şekil 6.47 DBSC'li 2-FKA ve VAS/EBOB tekniği için döndürme açısı BHO değişimi,  $(2,1; 1)$

Şekil 6.47 ile verilen sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu ve  $(2,1; 1)$  durumlu VAS/EBOB tekniği için optimum döndürme açısı  $45^\circ$  olmaktadır. Optimum döndürme açısı ile elde edilen performans eğrileri Şekil 6.48'de verilmiştir.



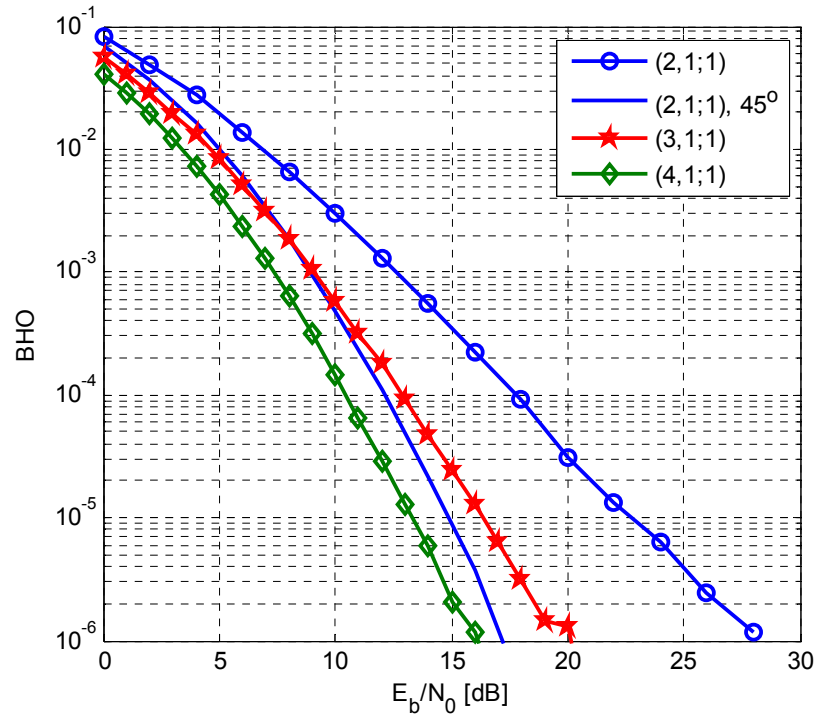
Şekil 6.48 DBSÇ’li 2-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.48’deki sonuçlara göre DBSÇ, VAS/EBOB tekniği ve (2,1; 1) için sönmülemeyi  $m$  parametresi cinsinden yaklaşık yarıya indirmektedir. Mesela  $m = 1$  iken DBSÇ,  $m = 2$  DBSÇ’siz durumda elde edilen hata performansı ile yaklaşık sonucu vermektedir. VAS/EBOB (2,1; 1) sistemi üzerinde DBSÇ uygulanması durumunda  $BHO = 10^{-4}$ ’te DBSÇ’siz VAS/EBOB (2,1; 1) durumuna göre elde edilen İGO kazançları Tablo 6.17 ile verilmiştir.

Tablo 6.17 DBSÇ’li 2-FKA ve VAS/EBOB (2;1,1) tekniğinin sadece VAS/EBOB (2;1,1) çeşitlemeli sisteme göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri                      | $m = 0.5$ | $m = 1$ | $m = 2$ |
|---------------------------------|-----------|---------|---------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 14 dB     | 5.7 dB  | 2.2 dB  |

(2,1; 1) durumlu VAS/EBOB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan VAS/EBOB tekniği ile karşılaştırılması Şekil 6.49 ile verilmiştir.



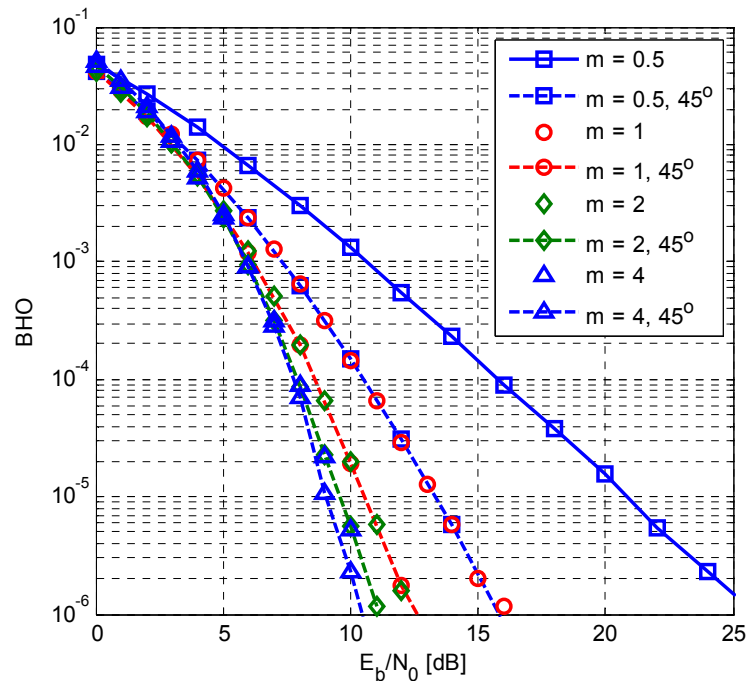
Şekil 6.49 DBSÇ’li 2-FKA ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1; 1) ve (4,1; 1) ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.49’den görüldüğü gibi (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda çok düşük İGO değerlerinde (3,1; 1) durumunda elde edilen performans daha iyi iken İGO değeri arttıkça DBSÇ’li (2,1; 1) durumu daha iyi hata performansı vermektedir. Bunun yanında DBSÇ’li (2,1; 1) sisteminin hata performans eğrisinin eğimi (4,1; 1) durumunda elde edilen hata performans eğrisinin eğimi ile aynı olduğundan bu iki sistemin çeşitleme derecesi birbirine denk olmaktadır.

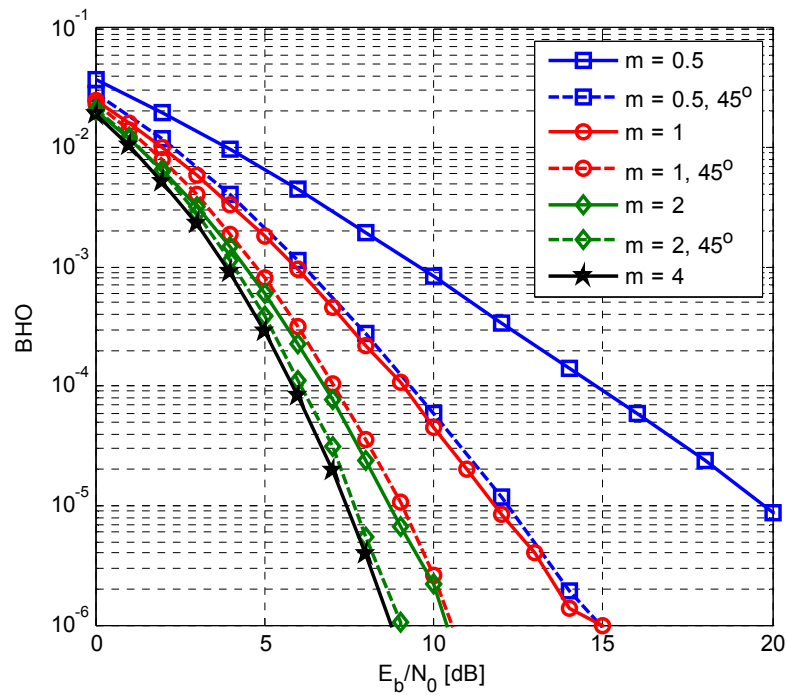
VAS/EBOB tekniği (4,1; 1) için yapılan simülasyonlarda 2-FKA modülasyonu için elde edilen optimum açı değerinin  $45^\circ$  olduğu görülmüştür. Ancak anten sayısının artmasıyla DBSÇ ile elde edilen İGO kazancı azalmaktadır. DBSÇ uygulanmış 2-FKA modülasyonu için (4,1; 1) durumunda elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 6.50 ile verilmiştir.

Verici tarafta 2 verici anten ve alıcı tarafa 2 alıcı anten kullanan (2,1;2) sistemi için yapılan simülasyonlarda da 2-FKA modülasyonu için optimum açı değeri olarak

45° bulunmuştur. DBSÇ uygulanmış (2;1,2) VAS/EBOB sistemine ait performans eğrileri Şekil 6.51 ile verilmiştir.



Şekil 6.50 DBSÇ'li 2-FKA ve (4,1; 1) VAS/EBOB için hata performansı eğrileri

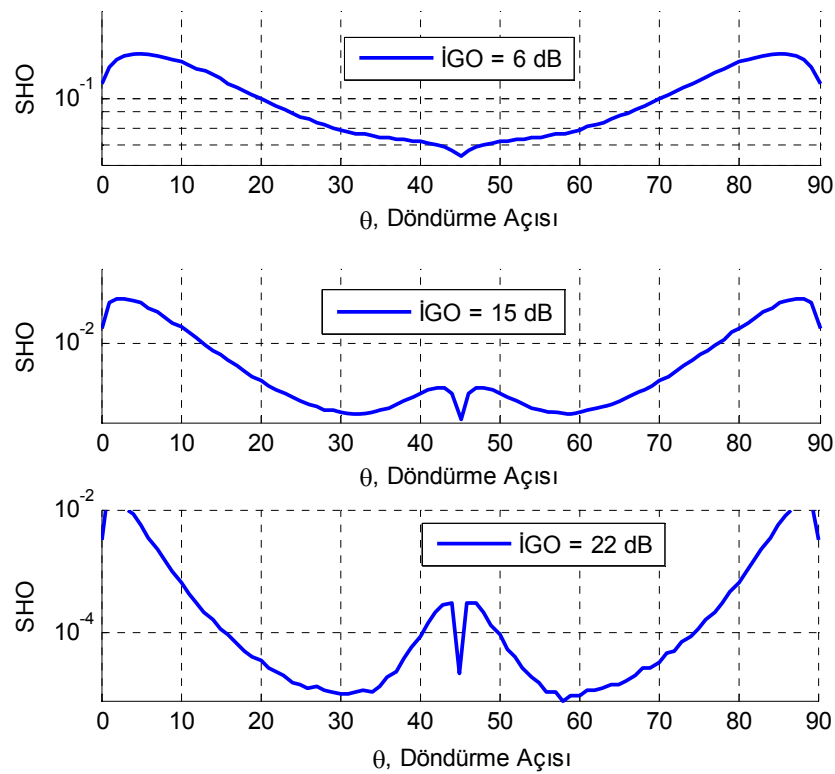


Şekil 6.51 DBSÇ'li 2-FKA ve (2,1; 2) VAS/EBOB sisteminin performans eğrileri

Şekil 6.50 ve Şekil 6.51 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere DBSÇ uygulanması ile sistemlerin çeşitleme dereceleri iki katına çıkmaktadır.

### 6.2.1.2 4-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

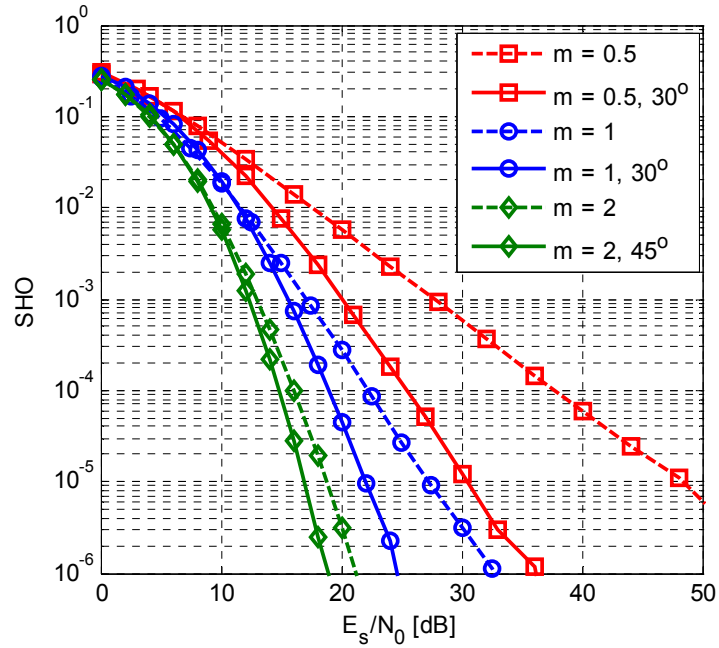
4-FKA modülasyonu, VAS/EBOB (2,1;1) tekniği için yapılan simülasyonlarda farklı kanal parametreleri için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.52 ile verilmiştir.



Şekil 6.52 DBSÇ’li 4-FKA ve VAS/EBOB (2,1;1) tekniği için döndürme açısı SHO değişimi ( $m = 1$ )

Şekil 6.52’den görüldüğü üzere  $m = 1$  ve (2,1;1) için optimum döndürme açısı düşük İGO değerlerinde  $45^\circ$  iken İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $30^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim (2,1;1) ve,  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta ( $\text{SHO} \geq 10^{-6}$ ) gözlemlenememiştir. Başka bir deyişle  $m \geq 2$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $45^\circ$ ’dir diyebiliriz. Ancak SHO’nun döndürme açısına bağlı olarak  $m \geq 2$  içinde  $\text{SHO} < 10^{-6}$  bölgesinde bir

İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  olması beklenmektedir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.53 ile verilmiştir.



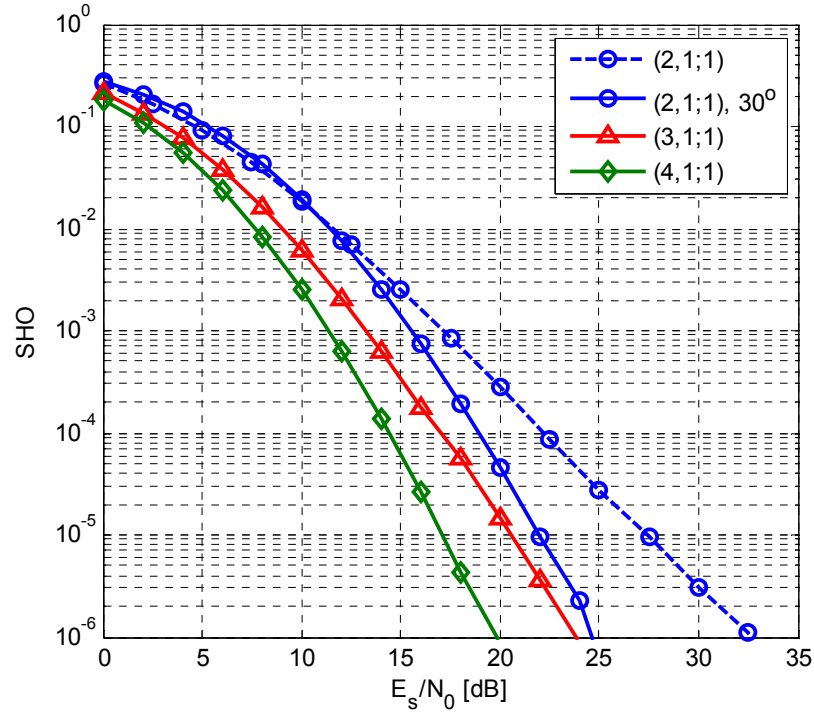
Şekil 6.53 DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.53 ile verilen sonuçlara göre ve daha yüksek  $m$  değerlerinde elde edilen İGO kazançları Tablo 6.18’te verilmiştir.

Tablo 6.18 DBSÇ’li 4-FKA ve VAS/EBOB (2;1,1) tekniğinin sadece VAS/EBOB (2;1,1) çeşitlemeli sisteme göre elde edilen İGO kazançları

| $m$ değeri, (Döndürme Açısı)    | $m = 0.5, (30^\circ)$ | $m = 1, (30^\circ)$ | $m = 2, (45^\circ)$ |
|---------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| İGO kazancı ( $BHO = 10^{-4}$ ) | 12.3 dB               | 3.3 dB              | 1.2 dB              |

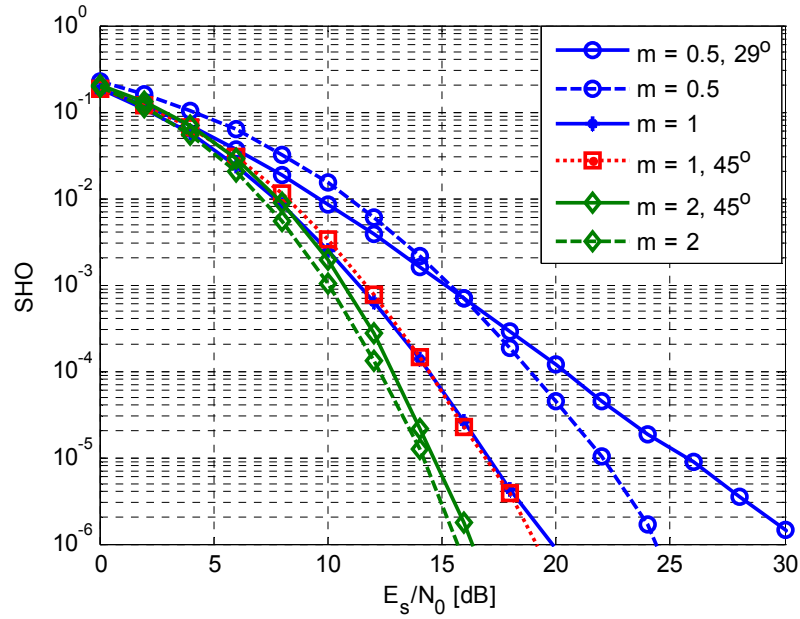
(2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması Şekil 6.54 ile verilmiştir.



Şekil 6.54 DBSÇ’li 4-FKA ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1; 1) ve (4,1; 1) VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.54’ten görüldüğü gibi (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda sistemin performansı düşük İGO değerlerinde en kötü iken  $\text{İGO} = 10\text{dB}$ ’den sonra DBSÇ’siz (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB sistemin performansından daha iyi bir performans sağladığı gözlemlenmektedir. Bununla beraber artan İGO değerleri ile birlikte DBSÇ’li sistemin hata performansı (3,1; 1) durumuna yaklaşmaktadır. Ayrıca DBSÇ’li sistemin hata eğrisinin eğimi (4,1; 1) eğrisinin eğimi ile aynı olduğundan bu iki sistem için eşit çeşitleme dercesine sahip olmaktadır.

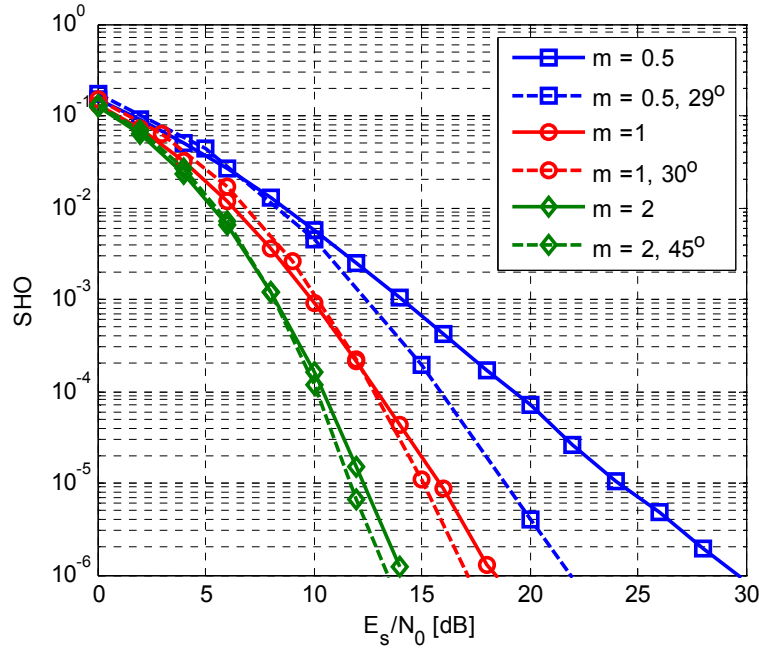
VAS/EBOB tekniği (4,1; 1) için yapılan simülasyonlarda görülmüştür ki 4-FKA modülasyonu için elde edilen optimum açı değerleri  $m = 0.5$  için  $29^\circ$  iken  $m \geq 1$  için ise  $45^\circ$  olmaktadır. Ancak anten sayısının artmasıyla DBSÇ ile elde edilen İGO kazancı azalmaktadır. Hatta kanal parametresi  $m$  arttıkça sistemin performansında azalma olduğu bile gözlemlenmiştir. DBSÇ uygulanmış 4-FKA modülasyonu için (4,1; 1) durumunda elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 6.55 ile verilmiştir.



Şekil 6.55 DBSC uygulanmış 4-FKA modülasyonu ve (4,1; 1) durumlu VAS/EOB için hata performansı eğrileri

(2,1;2) VAS/EOB sistemi için yapılan simülasyonlarda da 4-FKA modülasyonu için optimum açı değerleri  $m = 0.5$  için  $29^\circ$ ,  $m = 1$  için  $30^\circ$  ve  $m \geq 2$  için  $45^\circ$  olarak bulunmuştur. DBSC uygulanmış (2,1,2) VAS/EOB sistemine ait performans eğrileri Şekil 6.56 ile verilmiştir.

Şekil 6.56 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere DBSC uygulanması ile sistemin çeşitleme derecesi iki katına çıkmaktadır. Ayrıca Şekil 6.55 ile Şekil 6.56 birlikte incelendiğinde sistemde toplam 4 anten bulunmasına rağmen antenlerin tamamının verici tarafta olması durumuna ((4,1; 1) durumu) göre (2,1,2) sisteminin performansının daha iyi olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca her iki sistemde de düşük İGO değerlerinde DBSC'li sistemin performansı DBSC'siz sisteme göre daha kötü olmaktadır. Ancak DBSC'li (2,1,2) sistemi DBSC'li (4,1,1) sistemine göre daha küçük İGO değerlerinde kazanç sağlamaya başlamaktadır.

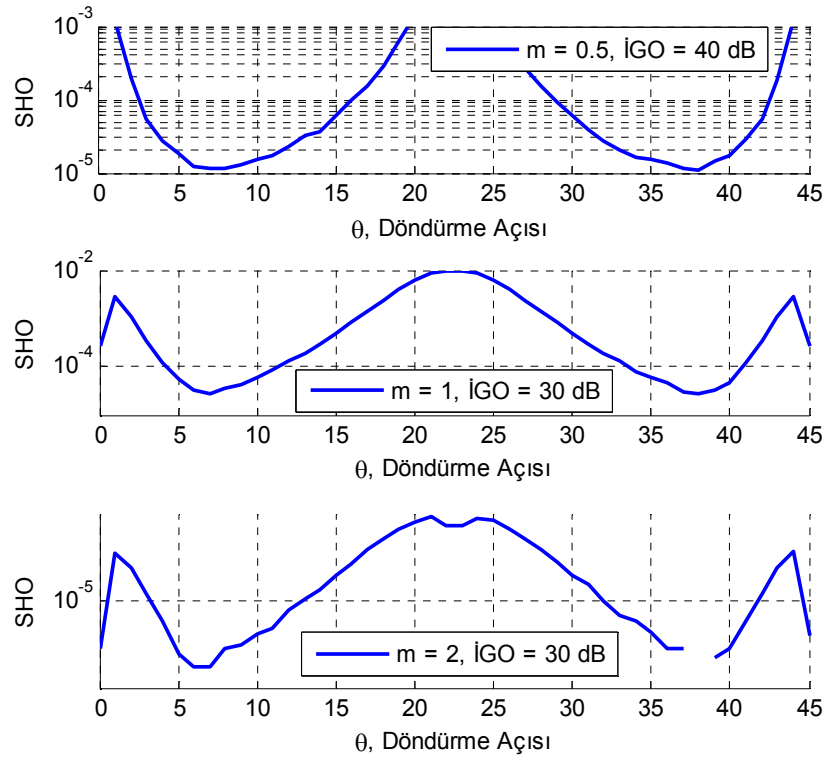


Şekil 6.56 DBSC uygulanmış 4-FKA ve (2;1,2) VAS/EBOB sistemi için hata performansı eğrileri

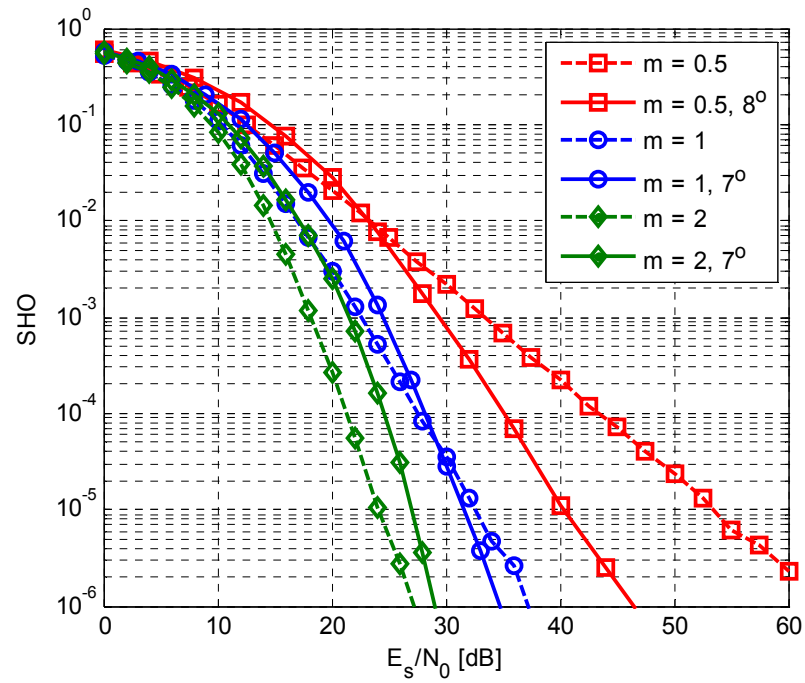
### 6.2.1.3 8-FKA Modülasyonu İçin Simülasyon Sonuçları

8-FKA modülasyonu, VAS/EBOB (2,1;1) tekniği için yapılan simülasyonlarda kanal parametresi  $m = 1$  için elde edilen SHO-Döndürme açısı eğrileri için Şekil 6.57 ile verilmiştir.

Şekil 6.57’de görüldüğü üzere  $m = 0.5$  ve (2,1;1) için optimum döndürme açısı  $8^\circ$   $m = 1$  ve  $m = 2$  (2,1;1) için optimum döndürme açısı  $7^\circ$  civarında olmaktadır. Aslında tüm  $m$  değerleri için düşük İGO değerlerinde optimum döndürme açısı  $0^\circ$  iken (yani sadece BS yapılması durumu) İGO değeri arttırıldıkça optimum açı değeri  $7^\circ$  veya  $8^\circ$  civarında olmaktadır. Bu değişim simülasyon yapılan aralıkta sadece  $m \geq 4$  için gözlemlenememiştir. Bu sonuçtan yola çıkılarak  $m \geq 4$  için simülasyon yapılan aralıkta optimum döndürme açısı  $0^\circ$ ’dir (yani sadece BS yapılmalı) diyebiliriz. Ancak SHO’nun döndürme açısına bağlı olarak  $m = 0.5, 1$  ve  $2$ ’deki davranışlarından gözlemlendiği üzere  $m \geq 4$  içinde  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $7^\circ$  civarında olması beklenebilir. Optimum açılar ile elde edilen SHO-İGO eğrisi Şekil 6.58 ile verilmiştir.



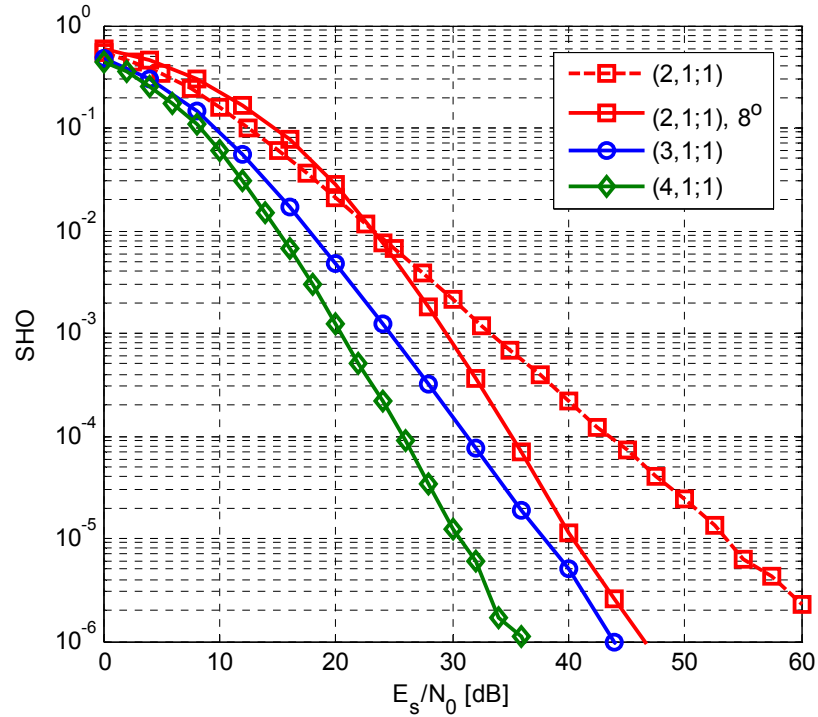
Şekil 6.57 DBSÇ'li 8-FKA ve VAS/EBOB (2,1; 1) tekniği için döndürme açısı SHO değişimi



Şekil 6.58 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri

Şekil 6.58 ile verilen sonuçlara göre DBSÇ uygulanması ile simülasyon yapılan aralıkta sadece  $m = 0.5$  ve  $m = 1$  için performans artışı gözlemlenebilmiştir. Bu performans artışı  $m = 0.5$  için  $\dot{I}GO = 23dB$ 'den sonra  $m = 1$  içinse  $\dot{I}GO = 29dB$ 'den sonra gözlemlenebilmiştir. Ayrıca  $m = 2$  için simülasyon yapılan aralıkta herhangi bir performans artışı gözlemlenememiştir. Ancak  $m = 2$  için verilen eğriler incelenirse DBSÇ uygulanmış sistemin eğrisinin eğimi yüksek  $\dot{I}GO$  değerlerinde daha fazla olduğundan ve  $m = 2$  için de  $SHO < 10^{-6}$  için bir  $\dot{I}GO$  değerinde daha iyi performans sağlamaya başlaması beklenmektedir. Bu sonuçlardan yola çıkarak DBSÇ'nin sistemin performansını düşük  $\dot{I}GO$  değerlerinde bir miktar bozduğunu; ancak yüksek  $\dot{I}GO$  değerlerinde sistemin performansını arttırdığını söyleyebiliriz.

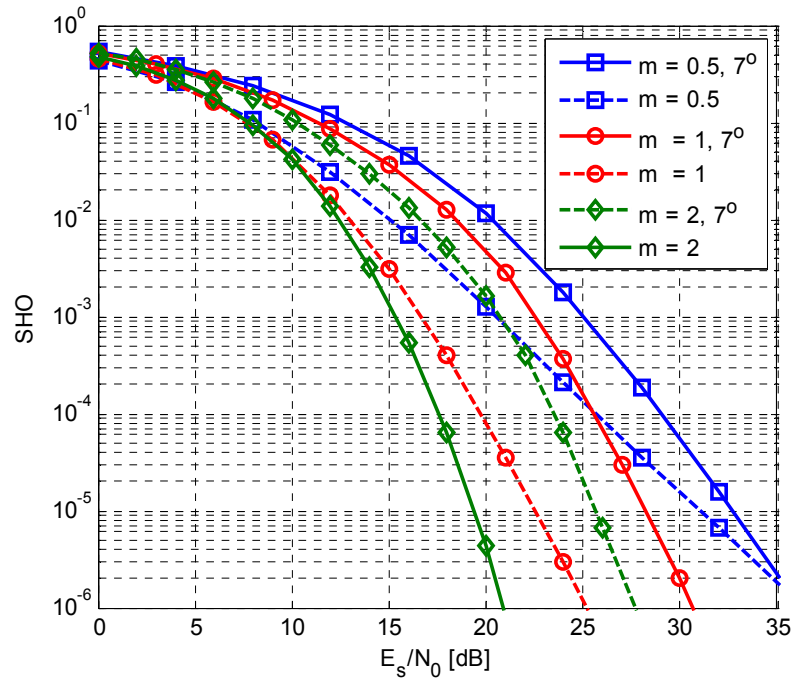
(2,1;1) durumlu VAS/EBOB yöntemi üzerinde DBSÇ uygulanması ile elde edilen hata performansının daha yüksek sayıda anten kullanan VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması Şekil 6.59 ile verilmiştir.



Şekil 6.59 DBSÇ'li 8-FKA ve (2,1;1) durumlu VAS/EBOB tekniğinin (3,1;1) ve (4,1;1) VAS/EBOB teknikleri ile karşılaştırılması ( $m = 1$ )

Şekil 6.59'dan görüldüğü gibi (2,1; 1) durumlu VAS/EBOB tekniği üzerinde DBSÇ uygulanması sonucunda düşük İGO değerlerinde sistemin performansı en kötü iken artan İGO değerleri ile birlikte (2,1; 1) durumundan daha iyi hata performansı vermekte, bunun yanında DBSÇ'li (2,1; 1) durumunun hata performansı (3,1; 1) durumunda elde edilen hata performansına yaklaşmaktadır. Ayrıca DBSÇ'li (2,1; 1) durumunun çeşitleme derecesi (4,1; 1) durumu ile aynıdır.

VAS/EBOB tekniği (4,1; 1) için yapılan simülasyonlarda görülmüştür ki 8-FKA modülasyonu için elde edilen optimum açI değerleri  $m = 0.5, 1, 2$  değerleri için  $7^\circ$  iken  $m \geq 4$  için ise  $0^\circ$  (sadece BS yapılması durumu) olmaktadır. Ancak DBSÇ uygulanan sistemin performansı kötüleşmektedir. DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu için (4,1; 1) durumunda elde edilen hata performansı eğrileri Şekil 6.60 ile verilmiştir.

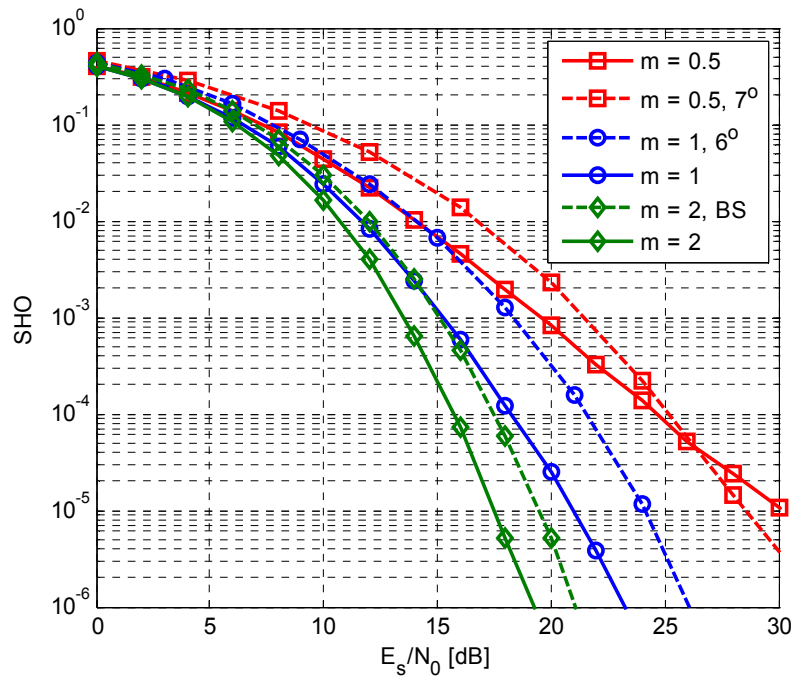


Şekil 6.60 DBSÇ uygulanmış 8-FKA modülasyonu ve (4,1; 1) durumlu VAS/EBOB için hata performansı eğrileri

(2,1; 2) VAS/EBOB sistem için yapılan simülasyonlarda da 8-FKA modülasyonu için optimum açI değerleri  $m = 0.5$  için  $7^\circ$   $m = 1$  için  $6^\circ$  ve  $m \geq 2$

için  $0^\circ$  (sadece BS yapılması) olarak bulunmuştur. DBSÇ uygulanmış (2;1,2) VAS/EBOB sistemine ait performans eğrileri Şekil 6.61 ile verilmiştir.

Şekil 6.61 ile verilen sonuçlardan görüldüğü üzere DBSÇ uygulanması ile sistemin çeşitleme derecesi iki katına çıkmaktadır. Ayrıca Şekil 6.60 ile Şekil 6.61 birlikte incelendiğinde sistemde toplam 4 anten bulunmasına rağmen antenlerin tamamının verici tarafta olması durumuna göre (2;1,2) sisteminin performansının daha iyi olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca her iki sistemde DBSÇ'li sistemin performansı DBSÇ'siz sisteme göre daha kötü olmaktadır.



Şekil 6.61 DBSÇ uygulanmış 8-FKA ve (2;1,2) VAS/EBOB sistemi için hata performansı eğrileri

## 7. SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada  $M$ -FKA modülasyonu üzerinde DBSÇ tekniği uygulanması ile  $M$ -FKA modülasyonunun hata performansının düz ve yavaş Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallardaki performansı incelenmiş, DBSÇ tekniği uygulanarak elde edilebilecek en büyük kazancı sağlayan döndürme açıları (optimum açılar) 2-FKA, 4-FKA ve 8-FKA için matematiksel analiz ve simülasyonlar aracılığı ile bulunmuştur. Ayrıca DBSÇ uygulanmış  $M$ -FKA işaretlerinin alıcı anten çeşitlemeli, verici anten çeşitlemeli sistemler üzerindeki performansı simülasyonlar aracılığı ile incelenerek  $BHO, SHO \geq 10^{-6}$  olan bölgede optimum açıları elde edilmiştir.

Sonuçlara göre 2-FKA modülasyonu için tüm İGO değerlerinde, tüm anten çeşitlemesiz veya anten çeşitlemeli durumlarda ve kanal sönümleme parametresinin tüm değerlerinde optimum açı  $45^\circ$  olmaktadır. Ancak anten çeşitlemeli durumlarda kullanılan anten sayısının çok fazla olması durumunda veya kanal parametresi  $m$ 'nin çok yüksek değerlerinde elde edilen kazanç çok küçük seviyelerde kalmaktadır. 4-FKA modülasyonu için ise tüm anten çeşitlemesiz veya anten çeşitlemeli durumlar ve kanal sönümleme parametresinin  $m \geq 2$  olduğu durumlar için düşük İGO değerlerinde optimum açı  $45^\circ$  iken anten çeşitlemesiz durumda matematiksel analiz yolu ile elde edilen hata olasılıklarından görüldüğü üzere yüksek İGO değerlerinde optimum açı  $m$  değerine bağlı olarak  $30^\circ$  civarlarında değişmektedir. Anten çeşitlemeli durumlarda ise anten çeşitlemesiz sistemlerde olduğu gibi düşük İGO değerlerinde elde edilen hata performansına göre  $45^\circ$  en iyi hata olasılığını veren açı değeri iken yapılan simülasyonlara göre sadece kanal parametresinin küçük değerlerinde ( $m = 0.5, 1, 2$ ) optimum açı  $30^\circ$  derece civarında olabilmektedir. Ancak kanal parametresinin büyük değerleri için de  $SHO < 10^{-6}$  bölgesinde bir İGO değerinden sonra optimum açının  $30^\circ$  civarlarında olması beklenen bir sonuçtur. 8-FKA modülasyonu için de 4-FKA modülasyonundakine benzer bir durum gözlemlenmiştir. Küçük İGO değerlerinde optimum açı değeri  $0^\circ$  yani (sadece BS yapılması durumu) iken İGO değerinin arttırılması ile optimum açı değeri  $0^\circ$  ile  $8^\circ$  değerleri arasındaki değerleri alabilmektedir.

DBSÇ tekniğinin tüm sistemler üzerindeki çeşitleme derecesini 2 katına çıkardığı gözlemlenmiştir. Mesela 2 alıcı anten kullanan EBOB tekniğinin çeşitleme derecesi 2 iken, bu sistem üzerinde DBSÇ uygulanırsa sistemin çeşitleme derecesi 4 olmaktadır. Ancak dört alıcı anten kullanan ve çeşitleme derecesi 4 olan EBOB sisteminin performansından belli bir İGO değeri ile daha kötü olmaktadır. Daha fazla alıcı anten kullanan sistemin çıkışında daha yüksek bir İGO elde edilebildiğinden bu beklenen bir sonuçtur. Ancak yine de çeşitleme derecesi açısından iki sistem birbirine denktir. Ancak her ne kadar DBSÇ, sistemin çeşitleme derecesini iki katına çıkarsa da alıcıda veya vericide anten seçimi yapılması durumunda elde edilen hata performansı düşük İGO değerleri için DBSÇ'siz sistemin performansından daha kötü olabilmektedir. Anten seçimli sistemlerde DBSÇ uygulanan sistemin hata performansı belli bir İGO değerinden sonra daha iyi olurken bu İGO değeri kanal parametresi  $m$ 'nin artmasıyla veya modülasyon seviyesi  $M$ 'nin artmasıyla artmaktadır. Anten seçimsiz durumlarda sistemde kullanılan anten sayısının arttırılmasıyla DBSÇ ile elde edilebilecek İGO kazancı düşmektedir. Anten sayısının artmasıyla elde edilebilecek İGO kazancının çoğunun anten çeşitlemesi ile elde edildiğinden DBSÇ ile elde edilebilecek İGO kazancı azalmaktadır.

Bu tezin devamında 6. bölümde simülasyonlar ile incelenen DBSÇ uygulanmış çok antenli yapıların matematiksel analizi yapılabilir. Bununla beraber sistemin matematiksel analizi için farklı bir yöntem (meselâ moment üreten fonksiyon yöntemi) kullanılarak yüksek seviyeli FKA işaretleri için de üst sınır ifadesi yerine tam ifade bulunabilir. İlaveten DBSÇ tekniğinin kanal kodlamalı teknikler üzerindeki uygulamaları yapılabilir. DBSÇ sisteminin karmaşıklığını azaltabilecek çalışmalar yapılabilir. Ayrıca DBSÇ tekniğinin diğer çeşitleme teknikleri üzerinde uygulamaları yapılabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] J.G. Proakis, Digital Communications, Fourth Edition McGraw-Hill, 2001
- [2] A. Goldsmith, Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005
- [3] G. L. Stüber, Principles of Mobile Communication, 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [4] T. S. Rappaport, Wireless Communications, 2nd Edition, Prentice Hall, 2002
- [5] A. F. Molisch, Wireless Communications, IEEE Press, 2005
- [6] S. Haykin and M. Moher, Modern Wireless Communications, Pearson Education, 2005.
- [7] B. Vucetic, J. Yuan, Space Time Coding, John Wiley & Sons Ltd., 2003
- [8] M. K. Simon and M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, 2nd edition, Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [9] K. J. Kerpez, “Constellations for good diversity performance”, IEEE Trans. Commun., vol. 41, pp. 1412–1421, Sept. 1993.
- [10] G. Taricco, E. Viterbo, “Performance of component interleaved signal sets for fading channels”, IEE Electronics Letters, vol. 32, No. 13, pp 1170-1172, October 1996.
- [11] S. B. Slimane, “An improved PSK scheme for fading Channels”, IEEE Transaction On Vehicular Technology, vol. 47, no. 2, pp. 703-710, May 1998.

- [12] S. Özyurt, O. Kucur, İ. Altunbaş, “Error performance of rotated phase shift keying modulation over fading channels”, *Journal of Wireless Personal Communications*, Vol. 43, No. 4, Dec. 2007, pp. 1453–1463.
- [13] J. Boutros, E. Viterbo, “Signal space diversity and bandwidth efficient diversity technique for the Rayleigh fading channels”, *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453-1467, July 1998.
- [14] A. Yılmaz, O. Kucur, “Döndürülmüş FKA’nın Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallardaki performansı”, *IEEE SİU2009*, 9-11 Nisan, Antalya
- [15] A. Yılmaz, O. Kucur, A. F. Coşkun “Döndürülmüş FKA’lı birleştirme tekniklerinin Nakagami- $m$  sönümlemeli kanallardaki performansı”, *IEEE SİU2009*, 9-11 Nisan, Antalya
- [16] A. Yılmaz, O. Kucur, “Performance analysis of rotated PSK over Nakagami- $m$  fading channels”, *IEEE 6th Int. Sym. On Wireless Communication Systems* September 7–10, 2009, Siena, Italy
- [17] S. Ertürk, *Sayısal Haberleşme*, Birsen Yayınevi, 2005
- [18] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, “Analysis of transmit antenna selection/maximal ratio combining in rayleigh fading channels”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol 54, No. 4, July 2005
- [19] A. Wittneben, “Base station modulation diversity for digital simulcast”, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC)*, May 1991, pp 848-853
- [20] S. M. Alamouti, “A Simple transmit diversity technique for wireless communications”, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 10, pp. 1451–1458, Oct. 1998.

- [21] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, Mar. 1998.
- [22] W. T. A. Lopes, M. S de Alencar, "Performance of a rotated QPSK based system in a fading channel subject to estimation errors", in Proceedings of The IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2001), Bel'em, PA, Brasil, August 2001, pp. 27–30.
- [23] S. Özyurt, İşaret Diyagramı Döndürülmüş Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonunun Sönümlmeli Kanallardaki Performansı, Yüksek Lisans Tezi, GYTE, Gebze, 2005
- [24] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series, and Products, Fifth Edition. San Diego, CA: Academic Press, 1994.

## ÖZGEÇMİŞ

Ahmet YILMAZ, 1982 yılında Ankara’da doğdu. İlköğrenimini Ankara’da, lise öğrenimini İstanbul’da tamamladı. 2002 yılında Süleyman Demirel Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nde okumaya hak kazandı. 2006 yılında mezun olduktan sonra 2007 yılı Ocak ayında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı ve Aralık 2008’de Mühendislik Fakültesi bünyesinde araştırma görevlisi oldu. Halen lisansüstü eğitimine devam etmektedir.