

**ANKARA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**FAZ GÜRÜLTÜSÜNÜN YÜKSEK MERTEBEDEN MODÜLASYONLARDA  
ETKİSİNİN ARAŞTIRILMASI**

**Hilal KÖSE**

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**ANKARA  
2021**

**Her hakkı saklıdır**

# ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

## FAZ GÜRÜLTÜSÜNÜN YÜKSEK MERTEBEDEN MODÜLASYONLARDA ETKİSİNİN ARAŞTIRILMASI

Hilal KÖSE

Ankara Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr.Öğr. Üyesi Aykut KALAYCIOĞLU

Bu tez çalışmasında DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenimlerin faz gürültüsü ve sönümleme etkisi sembol hata oranına (SHO) karşın sinyal gürültü oranı (SGO) ve yıldız diyagramları ile incelenmiştir. Sönümlemeli kanal olarak daha genel ve diğer modelleri kapsayan Nakagami modeli kullanılmıştır. Sönümleme düz ve hızlı olarak modellenmiştir. Faz gürültüsünü modellemede iteratif olarak üretilen rastgele yürüyüş modeli kullanılmıştır.

Haberleşme sistemine eklenen faz gürültüsü ve sönümleme etkilerini bertaraf etmek için denkleştirme yapıldığı varsayılmıştır. Denkleştirme iki ayrı senaryoda ele alınmıştır. İlk senaryo için faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin alıcıya aynen ulaştığı varsayılan eş zamanlı mükemmel denkleştirme, ikinci senaryo için kanalda bozulmalardan etkilenen faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin tahmin edildiği varsayılarak hatalı kanal kestirimi ele alınmıştır. Mükemmel denkleştirme gerçekte olması mümkün olmayan ancak referans olacak değerleri gösterirken, hatalı kestirimde kanala eklenen faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme değerleri merkez kabul edilip olasılık dağılım fonksiyonlarına göre belirli bir kestirim hatası ile tahmin edildiği varsayılan denkleştirme yapılmıştır.

Çeşitli senaryolar için faz gürültülü ve Nakagami sönümlemeli kanalda sembol hata oranına karşın sinyal gürültü oranını gösteren eğriler ve sembollerin yayılımını gösteren yıldız diyagramları çizdirilmiştir. Kestirim hata değışintisi arttıkça SGO kaybı ideal duruma kıyasla artmakta, yüksek SGO bölgesinde ise faz gürültüsü ve sönümlemeli kanal kestirim hatası baskın hale gelerek hata tabanı oluşturmaktadır.

**Haziran 2021, 84 sayfa**

**Anahtar Kelimeler:** kiplenim, APSK, SHO, SGO, rastgele yürüyüş, düz sönümleme, hızlı sönümleme, haberleşme, haberleşme sistemi, uydu haberleşmesi, DVB, DVB-S2, faz gürültüsü, Nakagami sönümleme

## ABSTRACT

Master Thesis

### INVESTIGATION OF THE EFFECT OF PHASE NOISE ON HIGHER ORDER MODULATION

Hilal KÖSE

Ankara University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electric and Electronics Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Aykut KALAYCIOĞLU

In this thesis, the phase noise and fading effects on modulations, used in DVB-S2 standards, are analyzed and presented with symbol error ratio versus signal to noise ratio graphs and constellation diagrams. The Nakagami model, which is more general model and covers the others, is used as the fading channel. Fading is modeled as fast and flat. Iteratively generated random walk model was used to model the phase noise.

It is assumed that an equalization is a need to eliminate phase noise and fading effects in the communication system. Equalization is handled in two different scenarios. For the first scenario, simultaneous perfect equalization is examined, where the phase noise and the Nakagami fading is assumed to reach the receiver exactly. For the second scenario, erroneous channel estimation is investigated, where the phase noise and the Nakagami fading affected by channel distortions is estimated. The perfect equalization indicates the values that are not possible in real world but can be used as a reference in the graphs. On the other hand, in the erroneous estimation, the phase noise and Nakagami fading values added to the channel are accepted as the center. Then, a equalization where a certain estimation error is obtained according to the probability distribution functions is performed.

For various scenarios, figures showing the signal-to-noise ratio versus the symbol error rate in the phase-noise and Nakagami fading channel and constellation diagrams showing the spread of symbols are drawn. As the estimation error variation increases, SNR loss increases compared to the ideal case, and in the high SNR region, phase noise and fading channel estimation error become dominant, forming an error floor.

**June 2021, 84 pages**

**Key Words:** modulation, APSK, SER, SNR, random walk, flat fading, fast fading, communication, communication system, satellite communication, DVB, DVB-S2, phase noise, Nakagami fading

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında bana yol gösteren ve desteklerini esirgemeyen tez danışmanım Sayın Dr. Aykut KALAYCIOĞLU'na (Ankara Üniversitesi),

Değerli görüş ve önerileri için Sayın Tez Jürisi Üyeleri'ne,

Tez konusunun belirlenmesinde, planlanmasında ve yürütülmesinde yönlendirici olan ve fikirleriyle çalışmanın olgunlaşmasını sağlayan Sayın Dr. Raşit TUTGUN'a (TÜBİTAK UZAY),

Yüksek lisans tez çalışmam süresince almış olduğum yurt içi yüksek lisans bursu için TÜBİTAK'a,

Stresli ve uzun çalışma dönemlerimde her daim yanımda olan değerli arkadaşlarım Şeyma ARSLAN, Tuba Nur OĞUZTÜRK, Edanur DEMİR, Handan YAYLA, Büşra GÜVENEN'e (TÜBİTAK UZAY),

Beni yetiştiren ve bugünlere gelmemde üzerimde büyük emekleri olan sevgili annem ve babama,

Hayatıma anlam katan ve her daim destekleyen sevgili eşim Mustafa'ya,

teşekkürlerimi sunarım.

Hilal KÖSE  
Ankara, Haziran 2021

## İÇİNDEKİLER

|   |     |
|---|-----|
| TEZ ONAY SAYFASI  |     |
| ETİK.....   | i   |
| ÖZET.....   | ii  |
| ABSTRACT.....   | iii |
| TEŞEKKÜR.....   | iv  |
| SİMGELER DİZİNİ.....  | vi  |
| ŞEKİLLER DİZİNİ.....  | ix  |
| ÇİZELGELER DİZİNİ.....  | xi  |
| 1. GİRİŞ.....   | 1   |
| 1.1 Tezin Genel Hatları ve Amacı.....                         | 1   |
| 1.2 Tezin Kapsamı ve Özgünlüğü.....                           | 2   |
| 2. KAYNAK ÖZETLERİ.....                                       | 4   |
| 3. KURAMSAL TEMELLER.....                                     | 9   |
| 3.1 Uydur Haberleşme Sistemi.....                             | 9   |
| 3.1.1 Uydur haberleşme sisteminde kullanılan standartlar..... | 12  |
| 3.1.2 Uyarlanabilir Kodlama ve Kiplenim.....                  | 12  |
| 3.2 Haberleşme Sisteminde Görülen Bozucu Etmenler.....        | 14  |
| 3.2.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü.....                    | 14  |
| 3.2.2 Faz gürültüsü.....                                      | 14  |
| 3.2.2.1 Leeson modeli.....                                    | 16  |
| 3.2.2.2 Razavi modeli.....                                    | 17  |
| 3.2.2.3 Hajimiri modeli.....                                  | 18  |
| 3.2.2.4 Demir modeli.....                                     | 18  |
| 3.2.2.5 Wiener modeli.....                                    | 19  |
| 3.2.3 Sönümlenme.....   | 19  |
| 3.3 Denkleştirme.....   | 21  |
| 4. MATERYAL ve YÖNTEM.....                                    | 23  |
| 4.1 Sistem Modeli.....  | 20  |
| 4.2 DVB-S2 Kiplenim Türleri.....                              | 25  |
| 4.2.1 QPSK kiplenimi.....                                     | 26  |
| 4.2.2 8PSK kiplenimi.....                                     | 27  |
| 4.2.3 16APSK kiplenimi.....                                   | 28  |
| 4.2.4 32APSK kiplenimi.....                                   | 30  |
| 4.2.5 64APSK kiplenimi.....                                   | 31  |
| 4.3 Simülasyon Yapısı.....                                    | 34  |
| 5. BULGULAR.....  | 37  |
| 6. SONUÇ.....   | 64  |
| KAYNAKLAR.....  | 67  |
| EK 1.....   | 71  |
| ÖZGEÇMİŞ.....   | 72  |

## SİMGELER DİZİNİ

|                     |  |
|---------------------|--|
| $V(t)$              | Osilatör çıkışı                            |
| $V_p$               | Osilatör genliği                           |
| $\alpha(t)$         | Genlik gürültüsü                           |
| $N_0$               | AWGN kanal gürültü güç yoğunluğu           |
| $N(f)$              | AWGN güç spectral yoğunluğu                |
| $f_c$               | Taşıyıcı frekans                           |
| $f_m$               | Ofset frekans                              |
| $S_c(f)$            | Faz gürültüsü                              |
| $P_s$               | Taşıyıcı gücü                              |
| $P_{ssb}$           | 1 Hz bant genişliğindeki tek yan bant gücü |
| $Q_L$               | Kalite faktörü                             |
| $F$                 | Gürültü faktörü                            |
| $k$                 | Boltzman sabiti                            |
| $T$                 | Sıcaklık                                   |
| $r_k$               | Alıcı sinyal                               |
| $t_k$               | Verici sinyal                              |
| $\theta_k$          | Faz gürültüsü                              |
| $h_k$               | Nakagami Sönümlenme                        |
| $n_k$               | Beyaz gürültü                              |
| $\sigma^2$          | Beyaz gürültü varyansı                     |
| $\Delta_k$          | Faz gürültüsü kestirimi                    |
| $\Delta f$          | Gürültü bant genişliği                     |
| $\ln^2 \Delta f$    | Gürültü güç spektrum yoğunluğu             |
| $\sigma_{\Delta}^2$ | Faz gürültüsü kestirim varyansı            |
| $\theta_0$          | İlk faz değeri                             |
| $\emptyset(t)$      | Demir modelinde faz gürültüsü              |
| $\emptyset_0(t)$    | Demir modelinde beyaz gürültü              |

|                  |   |
|------------------|---|
| $\phi_2(t)$      | -20 dB/decade titreşim gürültüsü                                  |
| $\phi_3(t)$      | -30 dB/decade titreşim gürültüsü                                  |
| $m$              | Sönümlenme katsayısı  |
| $q_{max}$        | Rezanatör kapasitörü  |
| $P_r$            | Ortalama alınan güç   |
| $\Gamma(m)$      | Gamma Fonksiyonu, Darbe duyarlılığı işlevi                        |
| $h_{de,k}$       | Denkleştirme Fonksiyonu   |
| $h_{de,k}'$      | Tahmini Denkleştirme Fonksiyonu                                   |
| $h_k'$           | Tahmini Nakagami sönümlenme                                       |
| $e^{j\theta_k'}$ | Tahmini faz gürültüsü   |
| $P_{QPSK}$       | QPSK sembol – hata oranı  |
| $P_{8PSK}$       | 8PSK sembol – hata oranı  |
| $E_s$            | Sinyal enerjisi   |
| $N_1$            | Yıldız diyagramındaki birinci halka                               |
| $N_2$            | Yıldız diyagramındaki ikinci halka                                |
| $N_3$            | Yıldız diyagramındaki üçüncü halka                                |
| $N_4$            | Yıldız diyagramındaki dördüncü halka                              |
| $R_1$            | Yıldız diyagramındaki birinci halkanın yarıçapı                   |
| $R_2$            | Yıldız diyagramındaki ikinci halkanın yarıçapı                    |
| $R_3$            | Yıldız diyagramındaki üçüncü halkanın yarıçapı                    |
| $R_4$            | Yıldız diyagramındaki dördüncü halkanın yarıçapı                  |
| $\gamma_1$       | İkinci halkanın yarıçapı ile birinci halkanın yarıçapının oranı   |
| $\gamma_2$       | Üçüncü halkanın yarıçapı ile birinci halkanın yarıçapının oranı   |
| $\gamma_3$       | Dördüncü halkanın yarıçapı ile birinci halkanın yarıçapının oranı |

## **Kısaltmalar**

|        |   |
|--------|---|
| ACM    | Uyarlanabilir kodlama ve kiplenim                             |
| APSK   | Genlik ve faz kaydırmalı kiplenim                             |
| AWGN   | Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü                               |
| CCSDS  | Uzay veri sistemleri danışma komitesi                         |
| DVB    | Sayısal video yayını  |
| DVB-C  | Sayısal video yayını – kablo                                  |
| DVB-S  | Sayısal video yayını – uydu                                   |
| DVB-S2 | Sayısal video yayını- uydu – ikinci nesil                     |
| DVB-T  | Sayısal video yayını - karasal                                |
| GPS    | Küresel konumlama sistemi                                     |
| IEEE   | Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü                 |
| ISI    | Semboller arası karışım                                       |
| ISF    | Darbe duyarlılığı işlevi                                      |
| ITU-R  | Uluslararası haberleşme birliği radyo haberleşmesi alt birimi |
| LOS    | Görüş hattı olan radyo yayılımı                               |
| LTI    | Doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler                      |
| MLE    | Maksimum olabilirlik  |
| NLOS   | Görüş hattında olmayan radyo yayılımı                         |
| PLL    | Faz kilitlemeli çevrim  |
| PSD    | Güç spektral yoğunluk   |
| PSK    | Faz kaydırmalı kiplenim                                       |
| RMS    | Karekök ortalama  |
| SGO    | Sinyal gürültü oranı  |
| SHO    | Sembol hata oranı   |
| VCO    | Gerilim kontrollü osilatör                                    |
| QPSK   | Dörtlü faz kaydırmalı kiplenim                                |
| 8PSK   | Sekizli faz kaydırmalı kiplenim                               |
| 16APSK | 16 faz – genlik kaydırmalı kiplenim                           |
| 32APSK | 32 faz – genlik kaydırmalı kiplenim                           |
| 64APSK | 64 faz – genlik kaydırmalı kiplenim                           |



## ŞEKİLLER DİZİNİ

|            |   |    |
|------------|---|----|
| Şekil 1.1  | Benzetim modeli.....  | 2  |
| Şekil 3.1  | Uydu haberleşme sistemi.....  | 9  |
| Şekil 3.2  | Kablosuz haberleşme frekans bantları.....   | 10 |
| Şekil 3.3  | Uydu haberleşmesi frekans bantları.....   | 10 |
| Şekil 3.4  | Hava koşullarına göre uygulanan kiplenim türleri.....   | 13 |
| Şekil 3.5  | Osilatör çıkışında faz ve genlik gürültüsünün gösterimleri.....   | 14 |
| Şekil 3.6  | (a) İdeal osilatör çıkışında sinyalin güç spektral yoğunluğu (PSD), (b) gerçek osilatör çıkışında faz gürültüsü eklenmiş sinyalin güç spectral yoğunluğu (PSD)..... | 15 |
| Şekil 3.7  | Sinüs dalgasının taşıyıcı kısmını ve 1 Hz'lik bir ölçüm bant genişliğine atıfta bulunulan tek yan bantlı (SSB) faz gürültüsünün tanımını göstermektedir.....        | 16 |
| Şekil 3.8  | Osilatördeki iki bağlantılı LTI geri beslemeli sistem modeli.....   | 17 |
| Şekil 3.9  | Alıcı ve verici arasında LOS ve NLOS.....   | 20 |
| Şekil 3.10 | Güçlü direkt görüşün (LOS) ve yanında zayıf sinyallerin olduğu duruma örnek senaryo.....  | 20 |
| Şekil 3.11 | Direkt görüşün olmadığı (NLOS) duruma örnek senaryo.....  | 21 |
| Şekil 4.1  | Faz gürültülü ve düz sönümlemeli kanal modeli.....  | 23 |
| Şekil 4.2  | Sıfır zorlamalı hatasız denkleştirme benzetimi.....   | 24 |
| Şekil 4.3  | Sıfır zorlamalı hatalı denkleştirme benzetimi.....  | 25 |
| Şekil 4.4  | QPSK kiplenim yıldız diyagramı.....   | 26 |
| Şekil 4.5  | 8PSK kiplenim yıldız diyagramı.....   | 27 |
| Şekil 4.6  | 16APSK kiplenim yıldız diyagramı.....   | 29 |
| Şekil 4.7  | 32APSK kiplenim yıldız diyagramı.....   | 31 |
| Şekil 4.8  | 64APSK kiplenim yıldız diyagramı.....   | 32 |
| Şekil 4.9  | DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenimler için teorik ile benzetim modeli kıyası.....   | 33 |
| Şekil 4.10 | CCSDS-131.2-B- 1 standartlarında 16APSK kiplenim için faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkilerini SER eğrileri ile gösteren simülasyonun benzetimi.....          | 36 |
| Şekil 5.1  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....   | 38 |
| Şekil 5.2  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramları.....   | 39 |
| Şekil 5.3  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve denkleştirilmiş faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                                     | 41 |
| Şekil 5.4  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve denkleştirilmiş faz gürültüsü etkisi altında yıldız diyagramları.....   | 42 |

|            |   |    |
|------------|---|----|
| Şekil 5.5  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                                      | 44 |
| Şekil 5.6  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramları.....                                  | 45 |
| Şekil 5.7  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.01, 0.05, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                          | 47 |
| Şekil 5.8  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                                       | 49 |
| Şekil 5.9  | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramları.....                                   | 50 |
| Şekil 5.10 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                       | 52 |
| Şekil 5.11 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramı.....                      | 53 |
| Şekil 5.12 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve 0.1 radyan varyanslı Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....  | 55 |
| Şekil 5.13 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve 0.1 radyan varyanslı Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramı..... | 56 |
| Şekil 5.14 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı.....                  | 58 |
| Şekil 5.15 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramı.....                 | 59 |
| Şekil 5.16 | QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.01, 0.05, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performans            | 61 |
| Şekil 5.17 | 16APSK denkleştirilmiş Nakagami sönümleme SHO performansı.....  | 62 |
| Şekil 5.18 | 16APSK 0.1 varyanslı Nakagami sönümleme SHO performansı.....  | 63 |

## ÇİZELGELER DİZİNİ

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Çizelge 3.1 | Kablosuz haberleşme frekans bantları ve özellikleri.....                                 | 11 |
| Çizelge 3.2 | Uydu haberleşmesi frekans bantları ve özellikleri.....                                   | 12 |
| Çizelge 4.1 | CCSDS standartlarına göre 16APSK için $\gamma_1$ alabileceği değerler....                | 28 |
| Çizelge 4.2 | CCSDS standartlarına göre 32APSK için $\gamma_1$ ve $\gamma_2$ alabileceği değerler..... | 30 |

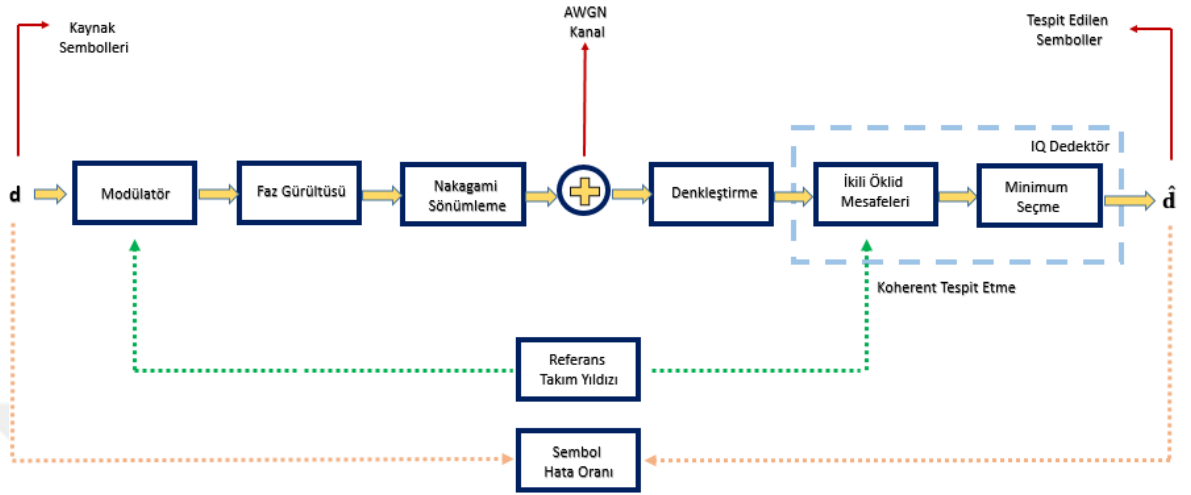


# 1. GİRİŞ

## 1.1 Tezin Genel Hatları ve Amacı

Modern haberleşme sistemlerinde artan veri hızı ihtiyacına cevap verebilmek için karmaşık sinyalleşme teknikleri ve yüksek mertebeden kiplenim (modülasyon) kullanan spektral verimliliği yüksek olan yöntemler kullanılmaktadır. Ancak haberleşme ortamından kaynaklanan bozucu etkiler haberleşme kalitesini olumsuz yönde etkileyerek sembol hata oranının yükselmesine dolayısıyla spektral verimliliğin düşmesine yol açabilir. Bu sebeple, haberleşme kalitesini etkileyen bozucu durumların araştırılması ve etkilerinin azaltılması hedef veri hızlarının sağlanması açısından önem arz etmektedir. Haberleşme sistemini olumsuz etkileyen durumlar araştırılarak, bu olumsuz etkinin azaltılması sistemin verimini artırabilir. Bu tez çalışmasında haberleşme kalitesini olumsuz etkileyen faz gürültüsünün ve Nakagami sönümlemenin etkisi çeşitli senaryolarda incelenerek, tüm senaryolar için sembol hata oranına (SHO) karşın sinyal gürültü oranının (SGO) performans sonuçları ve kiplenim yıldız diyagramları elde edilmiştir.

Teorik SHO sonuçları ile benzetimde elde edilen sonuçları aynı çıktığı için benzetim modeli doğrulanmıştır. Sistem doğrulandıktan sonra faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin etkileri incelenmiştir. Faz gürültüsü için rastgele yürüyüş (random walk) modeli olarak da bilinen Wiener Modeli ve Sönümlemeli kanalın etkisinin incelenmesi için Nakagami-m kanal modeli kullanılmıştır.



Şekil 1.1 Benzetim modeli

Faz gürültüsü ve sönümlenmeli kanalın, sistemin SHO performansına etkisinin bulunması için Şekil 1.1’de gösterilen benzetim modeli kullanılmıştır. Bu modele göre ikinci nesil uydu sayısal video yayını (Digital Video Broadcasting- Satellite- 2, DVB-S2) standartlarında kullanılan tüm kiplenim türleri için ayrı ayrı olmak üzere semboller oluşturularak, sırasıyla, faz gürültüsü, sönümlenmeli kanal ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) kanal etkileri dahil edilir ve alıcıya ulaşan sinyal elde edilir. Alıcıda sembollerin çözülmesi işleminden önce haberleşme kanalındaki bozucu etkilerin bertaraf edilmesi maksadıyla denkleştirme yapılır. Bunun için alıcı tarafında faz gürültüsü ve Nakagami sönümlenmenin tahmin edilmesi gereklidir. Faz gürültüsü ve kanal sönümlenmenin bilindiği mükemmel denkleştirme durumu ile bu etkilerin hatalı kestirildiği mükemmel olmayan denkleştirme durumları çalışma kapsamında ele alınmıştır. Denkleştirme işlemi takiben sembol sezimi gerçekleştirilir. Referans semboller ile alıcıda karar verilen semboller kıyaslanarak sembol hata oranlarına ulaşılır.

## 1.2 Tezin Kapsamı ve Özgünlüğü

Bu çalışma kapsamında, osilatör faz gürültüsünün DVB-S2 ve 131.2-B-1 numaralı uzay veri sistemleri danışma komitesi (Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS 131.2-B-1) standartlarında yer alan yüksek mertebeli kiplenimler kullanıldığında sinyal

kalitesine olan etkisi incelenecektir. İdeal olmayan etkilerden kaynaklanan sinyal gücü veya SGO kayıpları uçtan uca sistem performansını düşüren önemli parametrelerdir. Hat bütçesi hesaplarında ideal olmayan devre elemanlarının kayıpları dikkate alınarak belirli marjlarla sistem tasarımı yapılmaktadır. Marjlar yüksek olduğunda sistem bileşenleri en iyi tasarım çözümünden uzaklaşmakta ve sisteme olan maliyetleri yükselmektedir. En iyi sistem tasarımı yapabilmek için ideal olmayan etkilerin haberleşme kalitesine etkisinin ölçülmesi şarttır. Bu bileşenlerden biri olan osilatörün faz gürültüsünün alıcıda neden olduğu SGO kaybının bulunması bu bağlamda kritik önem arz etmektedir. Bu tez kapsamında DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenim türleri için AWGN, AWGN + faz gürültüsü, AWGN + faz gürültüsü + Nakagami sönümlemesi gibi bozucu etkiler karşısında SHO eğrileri elde edilmiştir. Bu değerler farklı varyans değerleri için tekrarlanmıştır. Belirlenen yüksek mertebeli kiplenimler için, faz gürültüsünün alıcıda neden olduğu SGO kaybı ve neticesinde ortaya çıkan SHO performansının elde edilmesi bu çalışmanın en önemli katkısıdır.

## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

Literatürde faz gürültüsünün haberleşme sistemine etkisini inceleyen birçok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda faz gürültüsünün modellenmesi, kiplenimler üzerindeki etkileri incelenmiştir. Literatürde bulunan çalışmalar temel alınarak tez kapsamında faz gürültüsü ve Nakagami kanal sönümlemenin DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenimler üzerindeki etkisi sembol hata oranlarını gösteren grafikler ve yıldız diyagramları ile incelenmiştir.

Baran (2008) ve Shinde (2014), faz gürültüsünün tanımlanması ve osilatör faz gürültüsünün modellenmesinde kullanılan yöntemler anlatılmıştır.

Colavolpe (2013), faz gürültüsü rastgele yürüyüş modelini kullanarak sisteme eklenme sürecini anlatan bir çalışmadır. Ayrıca APSK kiplenimler için bit enerjisinin gürültü enerjisi oranına karşın bit/sembol cinsinden bilgi oranını gösteren grafikler ve yine bit enerjisinin gürültü enerjisine oranına karşın faz gürültülü APSK kiplenimlerin bit hata oranını göstermiştir.

Ghozlan vd. (2013), Wiener faz gürültüsü ve AWGN tarafından bozulmuş bir iletişim sistemini anlatır. Filtreleme ve aşırı örneklemeye dayalı ayırık zamanlı bir kanal modeli ile faz gürültüsü üzerindeki filtreleme etkilerini göstermiştir.

Ghozlan vd. (2017), ayırık ve sürekli zaman için rastgele yürüyüş modelini kullanarak faz gürültüsünü modelleme ve bu modeli kanala nasıl dahil edileceğini anlatmıştır. Sönümleme etkisi altında kanal modeli faz gürültüsünden bağımsız ayrı modellenmiştir. Sembol hata oranına karşın bit/sembol cinsinden bilgi oranı QPSK ve QAM kiplenim türleri için incelenmiştir.

Khanzadi (2014), osilatör faz gürültüsü sistemin performansını etkileyen en önemli parametrelerden biridir. Haberleşme sistem modelini ve faz gürültüsünün oluşum modelleri ile sisteme olan etkisini telafi etmek için kullanılan yöntemleri anlatmıştır. Faz gürültüsüne

beyaz ve renkli gürültü kaynaklarının etki ettiği düşünülmüştür. Faz gürültüsünün sisteme olan etkisini incelemek için hata vektörü büyüklüğüne bakılmıştır.

Khazadi (2015), faz gürültüsünün istatistiksel modellerinin doğrulanması, faz gürültüsünden etkilenen haberleşme sistemlerinin performansının incelenmesi, verimli tahminler ile gerçekçi faz gürültüsü modellerinin tasarımlara uygulanmasını ve anten kanallarının kapasitesini incelemiştir. Ayrıca faz gürültüsünün yalnızca beyaz gürültüden değil renkli gürültü kaynaklarından da oluştuğunu ifade etmiştir. Faz gürültüsünün donanımsal etkisini, osilatörde nasıl üretildiğini, haberleşme sistemine olan etkisini, literatürdeki faz gürültüsü modellerini, faz gürültüsü tahmin ve izleme algoritmaları ile etkisinin azaltılmasını ve kanal kapasitesini inceleyen bir çalışmadır.

Shi vd. (2014), APSK kiplenimler ile benzetim oluştururken modeli doğrulamak için bu kaynakta yer alan APSK yaklaşık sembol hata oranlarını veren formüller kullanılmıştır.

Ebadinezhad vd. (2019), kanal denkleştirme modelleri ile QPSK kiplenimini Rayleigh sönmülemeli kanalda denkleştirmesiz bit hata oranı grafiklerinde hata tabanı oluşumları incelenmiştir.

Dalal vd. (2014), farklı sönmülemeli kanal modelleri için farklı denkleştirme modelleri ve denkleştirmesiz durumları gösteren bit hata oranı grafikleri incelenmiştir.

Gupta vd. (2011), Rayleigh kanallarda BPSK, QPSK, QAM, 16QAM kiplenimleri için farklı denkleştirme modelleri ile denkleştirmenin olmadığı kabul edilen Rayleigh kanalda bit hata oranı grafikleri incelenmiştir.

Cerda vd. (2006), osilatörde oluşan genlik ve faz gürültüsünün oluşum sürecini, gürültülerin birbirleri ile olan ilişkilerini ve analitik hesaplamalarını incelemiştir.

Hajimiri vd. (1998), bu makale her tür gürültü kaynağının faz gürültüsüne dönüştüğü mekanizmayı nicel olarak açıklayan bir faz gürültüsü modeli sunmuştur. Sunulan model diğerlerinden farklı zamana bağlı çalışarak pratik osilatör incelemesi sağlar.



Hariq (2013), log-normal türbülanslı ve darbe konum modülasyonlu kablosuz optik haberleşme sistemi için, tepe güç sınırı koşulu altında uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri geliştirilmiştir.

Hieder (2018), kablosuz haberleşmede en uygun kanal modellemesinin seçilmesini incelemiştir. Rayleigh kanal sönümlenmesi ile yol kaybı, düz sönümlenme, frekans seçici sönümlenme kavramlarının açıklanmıştır. Deneysel sonuçlar ile verici gücü ve mesafe kıyaslanmasını göstermiştir.

Kapucu (2012), iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletim ile işbirlikli çeşitleme yöntemleri farklı sistem ve kanal modelleri için analiz edilmiştir. Öncelikli olarak iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin servis dışı kalma olasılığı karma Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Daha sonra Weibull sönümlenmeli kanallar için anlık işaret-gürültü oranına ait moment çıkaran fonksiyon türetilmiş ve türetilen bu ifade kullanılarak çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin sembol hata oranı (SHO) performansı farklı modülasyon yöntemleri için analiz edilmiştir.

Kester (2009), osilatör faz gürültüsünün tanımı analitik olarak yapılmaktadır. Ayrıca faz gürültüsünü oluşturan eğrinin analizleri yapılmıştır.

Krishan vd. (2013), Gauss dağılımlı, sezgisel ve basit bir analitik forma sahip faz hatası varlığında verileri algılamak için ortak bir genlik-faz dedektörü türetmiştir. Genlik-faz dedektörünün sembol hata oranı performansını literatürde mevcut olan diğer metrik/dedektörlerle karşılaştırmış ve diğer mevcut dedektörlere göre önemli sembol hata oranı kazanımları sağlayabildiği gözlemlenmiştir. Genlik-faz dedektörü, değerlendirilen bazı senaryolar için sembol hata oranı açısından daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Herhangi bir takımyıldız (özellikle daha yüksek dereceli takımyıldızlar) için dedektöre faz hatasının olasılık yoğunluk fonksiyonu dahil edildiğinde, sembol hata oranı açısından önemli performans kazanımları elde edildiği görülmüştür.

Krishan vd. (2011), faz gürültüsü varlığında sembol simge algılama için maksimum olasılık veri dedektörünün, faz gürültüsünün koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonunun merkezi

momentlerinin ağırlıklı toplamı olarak formüle edilebileceğini göstermiştir. Sembol hata oranı performansını optimuma yakın sağlayan yaklaşık maksimum olasılık karar kuralında tutulacak terimlerin sayısını belirlemek için analitik bir yöntem sunmuştur. Ayrıca, maksimum olasılık kuralını iki terime indirerek optimal yapıya yaklaştırmış ve bu yaklaşımın orta/yüksek faz gürültü varyansı ve düşük sinyal gürültü oranı için sembol hata olasılığı performansını optimuma yakın hale getirdiği gözlemlenmiştir.

Leeson (2016), faz gürültüsünün nedenlerini anlatmıştır. Bu gürültünün modellenmesi için farklı bir bakış açısı ile yaklaşık 50 yıllık temeli olan Leeson modelinin analitik modellemesini derleyerek daha ayrıntılı bir anlatım sunmuştur. Ayrıca o döneme ait bilimsel gelişmelerden bahsetmiştir.

Mahender vd. (2017), çok yollu sönümleme kanallarının çeşitli sayısal kiplenim teknikleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu kanalların doğru kullanımı analiz edilmiş, yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için kolay uygulanabilen karmaşık kanal modellerinden bahsetmiştir. BPSK, QPSK ve M-ary sistemlerinde söylenen kanal modelleri ile elde edilen bağlantı performansı teorik sonuçlarla yakından ilişkilidir. Ayrıca sayısal modülasyon şemaları için bir hata oranı ve sembol hata oranı teorik ve simüle sonuçlar incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

Munier vd. (2003), haberleşme sisteminde faz gürültüsünün kanala eklenme sürecini anlatmıştır. Faz gürültüsünün modellenmesinde rastgele yürüyüş modelini kullanmış ve alıcıda faz gürültüsünün haberleşme sistemine olan etkisini azaltmak için faz gürültüsü tahmin algoritmaları kullanmıştır.

Noga (2010), iletişim kanalındaki sönümlemenin modellenmesine genel bir bakış sunulmuştur. Özellikle, ilişkisiz ve korelasyonlu Rayleigh, Weibull, Nakagami-m sönümleme kanallarının üretilmesi için basit ve verimli bir anlatım sunmuştur. Matematiksel modeller, sönümleme sürecinde yer alan farklı parametreler arasındaki ilişkileri anlamayı kolaylaştırır. Sunulan sonuçlar, sönümlenen kanallar üzerinden dijital iletimin performansını analiz etmek için uygulanabilir.

Razavi (1996), iki indüktörsüz CMOS osilatöründe faz gürültüsü üzerine bir çalışma sunmuştur. Faz gürültüsünü ve üç fazlı gürültü olgusunu, yani toplamsal gürültü, yüksek-frekans çarpımsal gürültü ve düşük frekans çarpımsal gürültü tanımlamış ve formüle etmiştir. CMOS osilatörü analiz etmiştir. Zaman alanında gürültü simülasyonu ile ilgili sorunlar ve teknikler açıklanmış ve teorik tahminlerin doğruluğunu araştırmak için 0,5 m CMOS teknolojisinde üretilmiş iki prototip kullanılmıştır.

Sahar vd. (2019), kanal denkleştirme semboller arası girişimin üstesinden gelmek için tek taşıyıcı frekans bölmeli çoklu erişim iletiminde çok önemli bir adımdır. Ayrıca, veri bağlantısını ve ağ zamanlamasını değerlendirmek için belirli bir kanal modellemesi çok önemlidir. Kullanıcılar tarafından daha düşük gecikme ve daha yüksek hız için büyük talep nedeniyle, ağ uygulamasının performansını ve verimliliğini artırmak için, BER azaltma ve sinyal kalitesini artırmanın önemli bir faktör olduğundan bahsetmiştir.

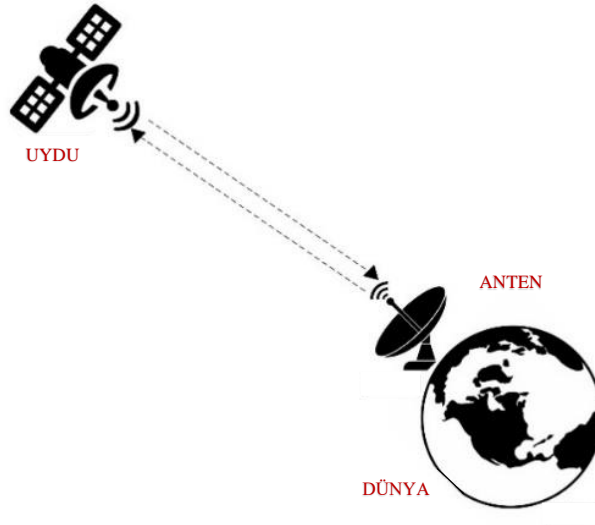
### 3. KURAMSAL TEMELLER

#### 3.1 Uydu Haberleşme Sistemi

Uzaydaki bir nesnenin etrafındaki başka bir nesnenin yerçekimi etkisiyle izlediği yola yörünge ve bu yörünge üzerinde hareket eden nesnelere uydu denir. Yörüngedeki uydular gök cismi ise doğal uydu, roket tarafından fırlatılarak bilinçli bir şekilde yörüngeye yerleştirilmiş ise yapay uydudur. Bu tez kapsamında kullanılan uydu kelimesinden kasıt yapay uydulardır (Oktal 2019).

1945 yılında, uydular ile haberleşme yapılabileceğini ilk kez Arthur C. Clarke ortaya atmıştır. Clarke'e göre, iletişim için birbirini görebilen iki noktaya ya da bu iki noktayı aynı anda görebilen ve bu iki noktadan belirli bir yükseklikte olan üçüncü bir noktaya ihtiyaç vardır (Oktal 2019).

1957 senesinde uzaya ilk kez bir uydu gönderilmiştir. Clarke'ın ortaya attığı fikir 12 yıl sonra doğruluğunu göstermiştir. Sputnik 1 adındaki bu uydu, uzaydaki görevi için atmosferin üst katmanlarındaki sıcaklık bilgilerini öğrenmiştir. Yaklaşık 90 gün hizmet verdikten sonra yörüngeden çıkan uydu atmosferde yanarak kaybolmuştur (Oktal 2019).



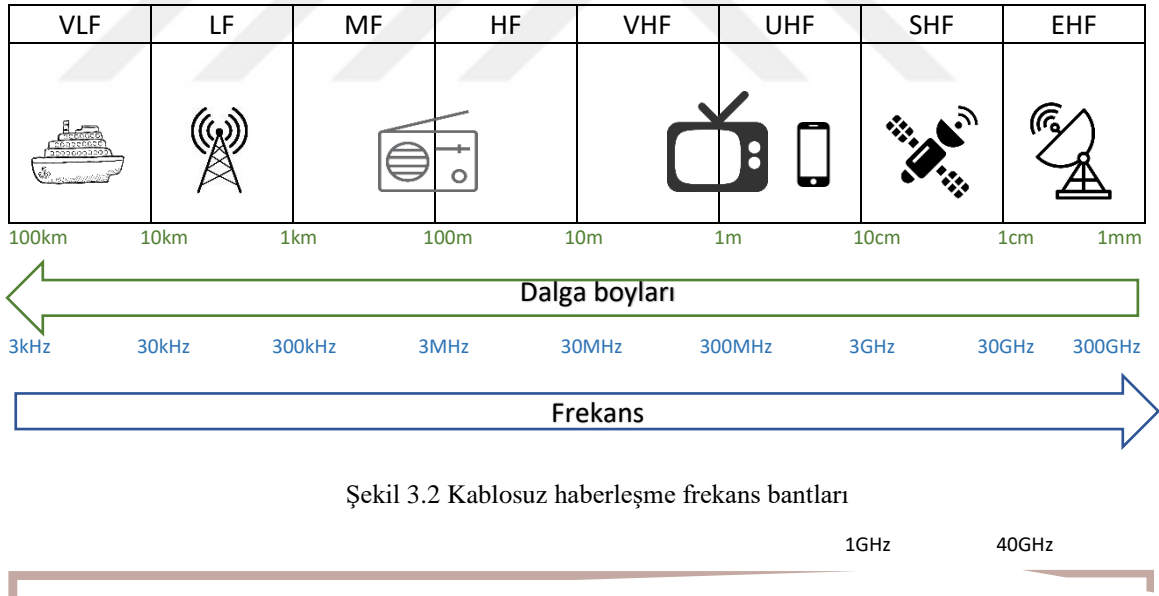
Şekil 3.1 Uydu haberleşme sistemi

Şekil 3.1’de gösterilen uydu haberleşme sistemi mikrodalga sinyali uyduya gönderen bir verici yer istasyonu (up-link), bu sinyali uydudan alan bir alıcı yer istasyonu (down-link) ve uygun frekans ve güce sahip bir uydu sisteminden oluşmaktadır (Anonim 2013).

Zaman geçtikçe uyduların kullanım alanları genişlemeye başlamıştır. Uydu çeşitleri ve kullanım alanlarına bir kaç örnek şu şekildedir:

- Astronomik uydular; gezegenleri, güneşi ve diğer uzay cisimlerini inceleme amaçlı,
- Gözlem uyduları; harita, tarım ve askeri amaçlı,
- Hava durumu uyduları; hava durumu tahmini, iklim değişimini gözlemleme amaçlı,
- Keşif uyduları; askeri ve istihbarat amaçlı (Maini 2011).

Şekil 3.2’de kablosuz haberleşme sisteminde ve Şekil 3.3’de uydu haberleşmesinde kullanılan frekans bantları gösterilmiştir.



|   |   |   |   |    |    |    |       |
|---|---|---|---|----|----|----|-------|
| 1 | 2 | 4 | 8 | 12 | 18 | 26 | 40GHz |
| L | S | C | X | Ku | K  | Ka |       |

Şekil 3.3 Uydu haberleşmesi frekans bantları

Uyduların kullanım alanlarına göre frekans ve dalga boyları değişmektedir. Şekil 3.2’de kablosuz haberleşmede kullanılan frekans ve dalga boyları gösterilmiştir. Düşük frekans aralıklarında verimli bantları sınırlı olduğu için uydu haberleşmesinde yüksek veri iletimi sağlayan yüksek frekanslar kullanılır (Aydoğan 2017). Yüksek frekanslı devrelerin kolay bir şekilde sınıflandırılabilmesi için frekans bantları oluşturulmuştur. Şekil 3.3’te kablosuz haberleşmenin daha özel bir alanı olan uydu haberleşmesinin 1 GHz ile 40 GHz aralığındaki frekans bantlarını göstermiştir. Şekil 3.2 ve Şekil 3.3’te verilen frekans bantları hakkında daha detaylı bilgiler sırasıyla Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2’de verilmiştir. (Anonim 2021)

Çizelge 3.1 Kablosuz haberleşme frekans bantları ve özellikleri

| Bant ismi              | Türkçe karşılığı      | Kısaltma | ITU bant numarası | Frekans aralığı | Dalga boyu | Kullanım alanı                                     |
|------------------------|-----------------------|----------|-------------------|-----------------|------------|--|
| Very Low Frequency     | Çok Düşük Frekans     | VLF      | 4                 | 3 -30 kHz       | 100-10 km  | Navigasyon, denizcilik haberleşmesi                |
| Low Frequency          | Düşük Frekans         | LF       | 5                 | 30 -300 kHz     | 10-1 km    | Navigasyon, amatör radyo                           |
| Medium Frequency       | Orta Frekans          | MF       | 6                 | 300-3000 kHz    | 1000-100 m | AM radyo, navigasyon                               |
| High Frequency         | Yüksek Frekans        | HF       | 7                 | 3-30 MHz        | 100-10 m   | Kısa dalga radyo                                   |
| Very High Frequency    | Çok Yüksek Frekans    | VHF      | 8                 | 30-300 MHz      | 10-1m      | FM radyo, VHF televizyon                           |
| Ultra High Frequency   | Aşırı Yüksek Frekans  | UHF      | 9                 | 300-3000 MHz    | 1-0.1m     | UHF televizyon, 4G, Wİ-Fİ, GPS, mobil telefon      |
| Super High Frequency   | Pek Yüksek Frekans    | SHF      | 10                | 3 -30 GHz       | 100-10 mm  | Uydu haberleşmesi, modern radar, kablosuz LAN      |
| Extreme High Frequency | Ekstra Yüksek Frekans | EHF      | 11                | 30-300 GHz      | 10-1mm     | Uydu haberleşmesi, astronomi, askeri dalga arayıcı |

Çizelge 3.2 Uydu haberleşmesi frekans bantları ve özellikleri

| Bant | Frekans aralığı | Açıklama   |
|------|-----------------|--|
| L    | 1-2 GHz         | GPS, mobil telefon                                   |
| S    | 2-4 GHz         | Bazı haberleşme uyduları, hava durumu radarı         |
| C    | 4-8 GHz         | Uydu haberleşmesi, televizyon                        |
| X    | 8-12 GHz        | Askeri amaçlar, trafik kontrol, hava durumu, savunma |
| Ku   | 12-18 GHz       | Uydu haberleşmesi                                    |
| K    | 18- 26 GHz      | Yüksek çözünürlüklü askeri uçakalarda                |
| Ka   | 26-40 GHz       | Multimedya uygulamaları                              |

### 3.1.1 Uydu haberleşme sisteminde kullanılan standartlar

Teknolojinin ilerlemesi ile birlikte veri miktarında artış ihtiyacı doğmuştur, yani bant genişliklerinin artık daha verimli kullanılması gerekmektedir. Uydu haberleşmesinde uydular ile yer terminallerin uyumlu olabilmesi için belirli standartlar tanımlanmıştır. Bu standartlar CCSDS ile Avrupadaki firmalar tarafından belirlenen televizyon ve radyo yayıncılığı için kullanılan sayısal video yayıncılığıdır (Digital Video Broadcasting, DVB) (Anonim 2012) (Bachir 2019). Farklı uygulamalar için farklı standartlar vardır. Kablo iletimi için sayısal video yayını (Digital Video Broadcasting – Cable, DVB-C), karasal iletim için sayısal video yayını (Digital Video Broadcasting – Terrestrial, DVB-T), uydu haberleşmesi için sayısal video yayını (Digital Video Broadcasting –Satellite, DVB-S) standartları kullanılır. CCSDS’de DVB-S2 kullanılmaktadır. Bu standart DVB-S’e göre ikinci nesil ve sistemin kapasitesi %30-%35 oranında artırılarak geliştirilmiştir. DVB-S2’de kullanılan kiplenim çeşitleri QPSK (Dörtlü faz kaydırmalı kiplenim), 8PSK (Sekizli faz kaydırmalı kiplenim), 16APSK (16 faz genlik kaydırmalı kiplenim), 32APSK (32 faz genlik kaydırmalı kiplenim) ve 64APSK (64 faz genlik kaydırmalı kiplenim) şeklinde sıralanabilir.

### 3.1.2 Uyarlanabilir Kodlama ve Kiplenim

Uyarlanabilir Kodlama ve Kiplenim (Adaptive Coding and Modulation, ACM) yağmur, güneş, gürültü, parazit gibi atmosferik olaylar yüzünden değişen bağlantı koşullarını telafi etmek için kullanılan bir haberleşme tekniğidir. Uyarlamalı kiplenim, iletimde verimi

arttırırken kiplenimi sisteme uygun olarak dinamik değiştirmek demektir (Hariq 2013). ACM olmayan sistemler en kötü şartlara göre tasarlandığı için verimi düşüktür ve atmosferik olaylar yüzünden istenen haberleşme kalitesinin sağlanamaması ve haberleşme bağlantısının kesilmesi riski çok yüksektir. ACM kesintisiz ve daha sağlam bir ağ sağladığı için sistem performansı için çok önemlidir. ACM sayesinde anten bağlantıları küçülür, güvenilirlik seviyesi ve bağlantı uzunlukları artar. En kötü hava şartlarında dahi iletimi sağlar (Gardikis 2009).

ACM, zamanla değişen kanallarda bant genişliği verimini artırmak için alıcıdaki sinyal gürültü oranının ölçülmesi ve belirli bir süre içerisinde geri besleme yolu ile ölçülen sinyal gürültü oranına göre vericideki kiplenim ve kodlama seçiminin yapılması ile gerçekleştirilir. ACM, DVB-S2 uydu haberleşme standartlarında da yer almaktadır. (Anonim 2005)

ACM ile bant verimini maksimize etmek için, şekil 3.4'de atmosferik koşullara göre kiplenim yönteminin değişim senaryolarına örnek verilmiştir.



şekil 3.4 Hava koşullarına göre uygulanan kiplenim türleri

Kiplenim mertebesi yükseldikçe veri hızı artmasıyla beraber hata oranı da artmaktadır. Yüksek mertebeli kiplenimlerin hata olasılığı daha fazladır. şekil 3.4'te gösterilen olumsuz hava koşulları ağırlaştika hata oranı artmaması için kiplenim mertebesi düşürülür. ACM hava şartlarından kaynaklanan bozucu etkiler arttika kiplenim mertebesinin dinamik olarak azaltılmasını ve hava şartları düzelince tekrar artırılmasını sağlar. Örneğin güneşli hava koşullarında 64APSK kullanılabilir.



## 3.2 Haberleşme Sisteminde Görülen Bozucu Etmenler

### 3.2.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü

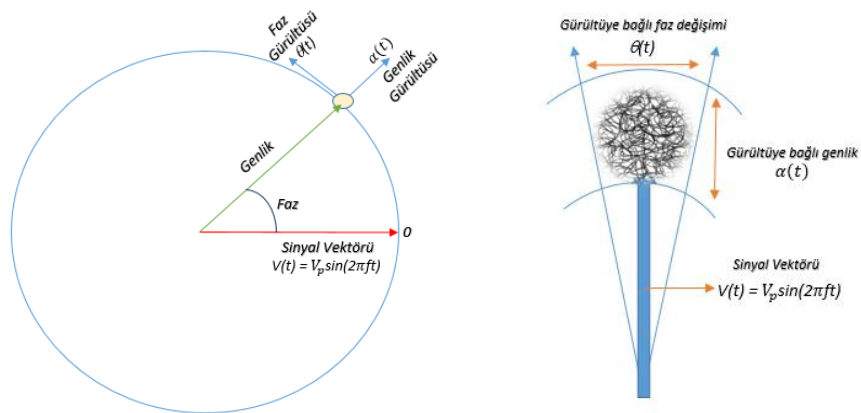
Tüm frekans değerlerinde eşit güç yoğunluğuna sahip olduğu için beyaz gürültü olarak anılır. Gürültünün kaynağı ısı sebepleridir. Eşitlik (1) ile toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün güç spektral yoğunluğu verilmiştir. Burada  $N_0$  sabiti  $kT$  değerine eşittir;  $k$  (joules /kelvin) Boltzmann sabiti ve  $T$  (kelvin) sistem sıcaklık değerini gösterir. Beyaz Gauss gürültüsünün güç spektral yoğunluğu  $N(f)$ 'in birimi ise Watt/Hz'dir.

$$N(f) = \frac{N_0}{2} \quad -\infty < f < \infty \quad (1)$$

### 3.2.2 Faz gürültüsü

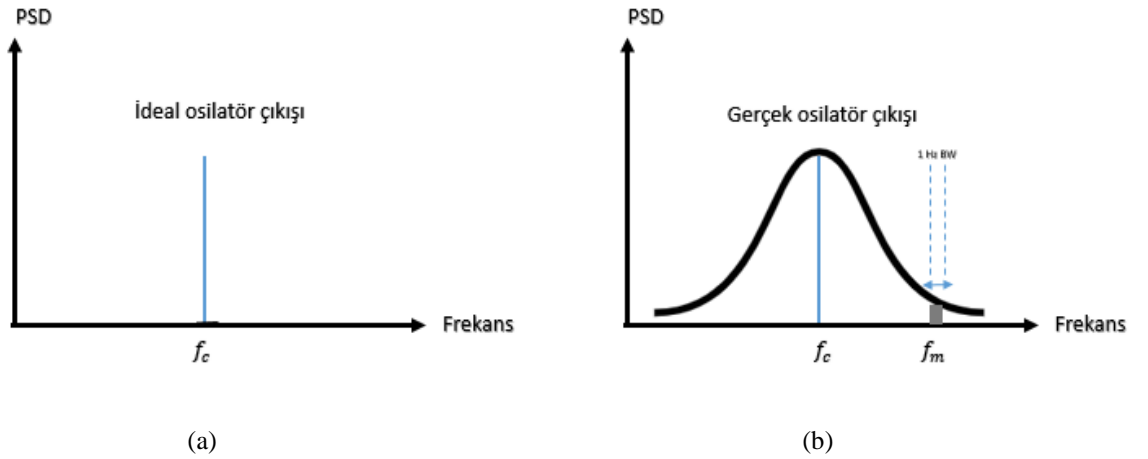
Sürekli zamanda ideal bir osilatörün çıkışı sinüsoidal bir dalgadır ve  $V(t) = V_p \sin(2\pi ft)$  ile gösterilebilir. Ancak gerçek osilatör çıkışları hatalardan etkilendiği için matematiksel tanımı eşitlik (2)'de verilmiştir. Şekil 3.5'te faz ve genlik gürültüsünün sinyale etkisi gösterilmiştir.

$$V(t) = [V_p + \alpha(t)] \sin(2\pi ft + \theta(t)) \quad (2)$$



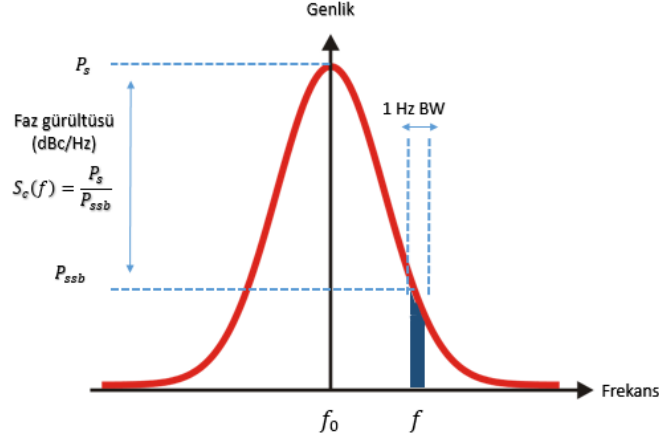
Şekil 3.5 Osilatör çıkışında faz ve genlik gürültüsünün gösterimleri

$\alpha(t)$  genlik gürültüsünü,  $\theta(t)$  ise faz gürültüsünü gösterir. Genlik gürültüsü ve faz gürültüsü birbirinden bağımsız iki rastgele süreç olarak modellenir (Cerde 2006). Genlik gürültüsünün alıcıdaki sembol hata oranı performansı açısından ihmal edilebilir bir etkisi vardır (Khanzadi 2015). Faz gürültüsü, işaretin fazındaki anlık ve raslantısal değişimlerden kaynaklanır. Bu etkiler, osilatörü oluşturan bileşenlerin ideal olmaması ve bileşenlerin basınç, yer çekimi, kirlilik gibi çevresel faktörlerden etkilenmesi yüzünden oluşur. Faz gürültüsü alıcıdaki gürültüyü artırdığı için tüm sistemin performansını düşürür. Faz gürültüsünü ölçmek için spektrum analizör, frekans ayırıcı veya faz kilitlemeli devre (Phase Locked Loop, PLL) yapıları kullanılabilir ancak bazı durumlarda faz gürültüsünü ölçmek mümkün olmaz ve analitik veya nümerik olarak hesaplanması gerekir. Şekil 3.6’da idealde beklenen osilatör çıkış sinyali ile faz gürültüsünden etkilenen sinyalin güç spektral yoğunluğu (Power Spectral Density, PSD) gösterilmiştir.



Şekil 3.6 (a) İdeal osilatör çıkışında sinyalin güç spektral yoğunluğu (PSD), (b) gerçek osilatör çıkışında faz gürültüsü eklenmiş sinyalin güç spektral yoğunluğu (PSD)

Şekil 3.6 (a)'da ideal durumda osilatörün çıkış gücü tek bir frekansta toplanması beklenir. Ancak ideal durum gerçek hayatta mümkün değildir ve Şekil 3.6 (b)'de görüldüğü üzere faz gürültünün etkisiyle gerçek osilatör çıkışı merkez frekans etrafında yayılır.



Şekil 3.7 Sinüs dalgasının taşıyıcı kısmını ve 1 Hz'lik bir ölçüm bant genişliğine atıfta bulunulan tek yan bantlı (SSB) faz gürültüsünün tanımını göstermektedir

Şekil 3.7'de gösterildiği üzere nicel olarak bir osilatörün faz gürültüsü, belirli bir frekans kayması 1 Hz bant genişliğinde hesaplanan gürültü gücünün temel işaretin gücüne oranıdır (Anonim 2019). Bütün frekans kaymaları için faz gürültülerinin değerleri, frekansa göre çizilirse faz gürültüsü eğrisi elde edilmiş olur. Şekil 3.7'de faz gürültüsünün tanımı için kullanılan değerlerin açıklamaları:  $P_s$ , taşıyıcı gücünü temsil eder;  $P_{ssb}$ , 1 Hz bant genişliğindeki tek yan bant gücüdür;  $f_0$ , taşıyıcı merkez frekansdır; ve  $S_c(f)$ , faz gürültüsüdür. Aşağıda faz gürültüsünü modellemek için kullanılabilen çeşitli modeller incelenmektedir.

### 3.2.2.1 Leeson modeli

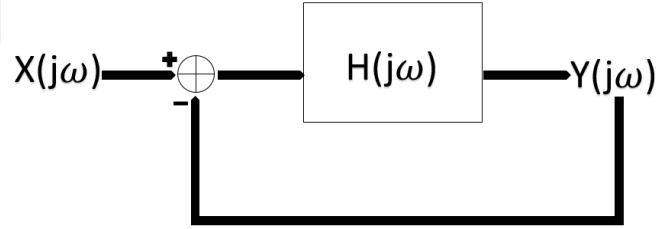
Sezgisel bir model olarak nitelendirilebilir daha doğrusu, ayrıntılı bir teorik analizden ziyade fiziksel muhakemeye dayanır (Leeson 1966). Osilatör faz gürültüsünün tahmininde kullanılan en ünlü modellerden biri Leeson model'dir (Baran 2008). Leeson'un dBc/Hz cinsinden tek yan bantlı faz gürültüsü ifadesi aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[ \left[ \left( \frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 + 1 \right] \frac{FkT}{P} \left( \frac{f_c}{f_m} + 1 \right) \right] \quad (3)$$

Eşitlik (3)'de yer alan parametrelerin osilatör yapısına veya osilatör devresine bağlı kullanılan parametrelerin anlamları;  $f_0$  çıkış frekansı (Hz),  $Q_L$  kalite faktörü,  $f_c$  kesim frekansı (Hz),  $f_m$  ofset frekansı (Hz),  $F$  gürültü faktörü,  $T$  sıcaklık (kelvins),  $k$  Boltzman sabitidir (joules/ kelvins). Bu modelin dezavantajlarından biri, deneysel bir faktör ( $F$ ) içermesidir, bu nedenle devre gürültü analizinden faz gürültüsünü tahmin edemez. Analitik hesaplamalardan ziyade deneysel verilerin kullanıldığı bir modeldir (Shinde 2014) (Leeson 2016).

### 3.2.2.2 Razavi modeli

Diğer modellerin aksine faz gürültüsünü zaman bölgesinde değil frekans bölgesinde analiz eden, doğrusallaştırılmış halka osilatörler kullanılmıştır (Razavi 1996). Şekil 3.8'de osilatördeki iki bağlantılı doğrusal ve zamanla değişmeyen (Linear Time Invariant, LTI) geri beslemeli sistem modeli gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Osilatördeki iki bağlantılı LTI geri beslemeli sistem modeli

Şekil 3.8'de gösterilen Razavi modelinde, osilatördeki faz gürültüsünün analizi için iki bağlantılı LTI geribeslemeli sistem kullanılmaktadır. Bu sistemde  $X(j\omega)$  giriş gürültüsünü,  $Y(j\omega)$  çıkış gürültüsünü ve  $H(j\omega)$  frekans tepkisini modellemiştir.  $\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$  gürültü transfer fonksiyonunu göstermiştir. Gürültü transfer fonksiyonuna ait ilişki eşitlik (4) ile verilmiştir.

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{H(j\omega)}{1 + H(j\omega)} \quad (4)$$

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[ \frac{8}{3} \left[ \frac{kT}{P} \left( \frac{f_0}{f_m} \right)^2 \right] \right] \quad (5)$$

Eşitlik (5) ile Razavi modeli ile oluşturulan faz gürültüsü eşitliği gösterilmiştir. Eşitlik (5)'te denklem parametrelerin anlamları;  $f_0$  çıkış frekansı (Hz),  $f_m$  ofset frekansı (Hz), T sıcaklık (kelvins), k Boltzman sabitidir (joules/ kelvins) ve P amplifikatör girişindeki güçtür. Analiz için deneysel parametreler kullanılır ve her osilatör için geçerlilik sağlayan bir model değildir (Shinde 2014).

### 3.2.2.3 Hajimiri modeli

Hajimiri, geniş kapsamlı benzetim temelli ve kapsamlı bir faz gürültüsü analizi sağlayan elektrikli osilatörlerde genel bir faz gürültüsü teorisi geliştirmiştir (Hajimiri 1998). Avantajı, her türlü VCO mimarisini kapsamaktadır. Leeson'un modeli ve Razavi'nin teorisi ile karşılaştırıldığında bazı pratik kısıtlamaları vardır (Shinde 2014). Zamana bağımlı bir modeldir ve integral eşitlikleri ile tanımlanabilir. Eşitlik (6) ile Hajimiri modeline göre faz gürültüsü eşitliği gösterilmiştir.

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[ \frac{\Gamma_{rms}^2 \ln^2 \Delta f}{q_{max}^2 4f_m^2} \right] \quad (6)$$

$\Gamma$ , Darbe Duyarlılığı İşlevi (ISF), zaman varyansını dikkate alarak osilatör faz gürültüsünü analiz etmenin bir yolunu sağlar. Belirli bir salınım döngüsünde momentlerin faz gürültüsüne duyarlılığını gösterir.  $\Delta f$ , gürültünün bant genişliğini gösterir.  $\ln^2 \Delta f$ , gürültünün güç spektral yoğunluğunu gösterir ve  $q_{max}$ , rezonatörün kapasitöründe depolanan maksimum şarjdır.

### 3.2.2.4 Demir modeli

Çalışma mekanizmasından bağımsız olarak herhangi bir osilatör için geçerli, faz gürültüsünü modellemede en kapsamlı ve doğruluğu en yüksek olan modeldir (Demir 1998). Deneysel hiç bir parametresi yoktur yani tamamen matematik tabanlıdır ve karmaşık diferansiyel eşitlikler içerir. Tüm osilatörler için geçerli bir modeldir (Shinde 2014). Eşitlik (7)'ye göre Demir modelinin faz gürültüsü gösterilmiştir. Demir modeline göre osilatörün içerisinde hem

beyaz hem de renkli gürültü kaynakları vardır. Demir modeline göre üç tane bağımsız sürecin süperpozisyonu alınır.

$$\phi(t) = \phi_3(t) + \phi_2(t) + \phi_0(t) \quad (7)$$

SGO her 10 katına çıktığında  $\phi_3(t)$  ve  $\phi_2(t)$  için faz gürültüsü sırasıyla -30 dB ve -20 dB azalır. Bu eğimli titreşim (1/f) gürültüsünün entegrasyonundan kaynaklanır.  $\phi_0(t)$ , beyaz faz gürültüsü olarak da bilinen gürültü zeminini modeller.  $\phi_0(t)$ , yüksek frekanslarda ısı gürültüden etkilenir ve faz bozulmalarına neden olur (Khanzadi 2014). Karmaşıklığı azaltmak nedeniyle bu model tercih edilmemiştir (Demir 2000, 2002).

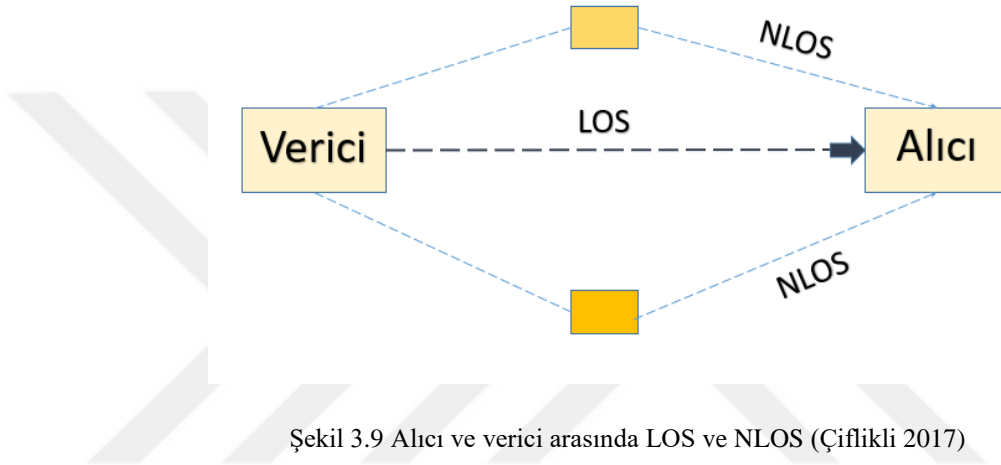
### 3.2.2.5 Wiener modeli

Filtrelemenin faz gürültüsü üzerindeki etkisini dikkate alan ayrık zamanlı bir modeldir (Pollet 1995). Rastgele yürüyüş (Wiener) modelinin diğer modellere kıyasla karmaşıklığı daha azdır. Yapılan çalışmadaki sonuçların tutarlılığı açısından, kullanılan faz gürültüsü modelinin önemli bir ölçüde etkisinin olmadığı görülmüştür (Colavolpe 2013). Bu nedenle tez çalışmasında Wiener modeli esas alınmıştır. Modelin matematiksel tanımı ‘Materyal ve Yöntem’ bölümünde daha ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.

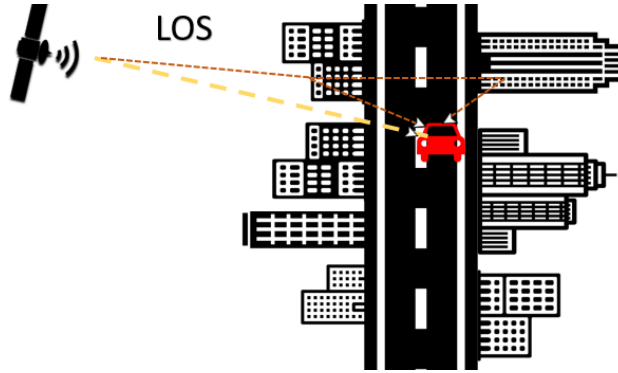
### 3.2.3 Sönümlenme

Kablosuz iletişim kanalı çok yollu sönümlenme ve gölgeleme gibi etkiler göz önünde bulundurularak istatistiki olarak modellenmektedir. Çok yollu sönümlenme, gecikme yayılımı ve Doppler etkisine göre hesaplanır (Kapucu 2012). Gecikme yayılımı ortamda bulunan bina, ağaç gibi nesnelerin neden olduğu yansıma, kırılma veya saçılma gibi sebeplerden dolayı alıcıya ulaşan işaretler arasında en büyük gecikmeye sahip işaret ile en küçük gecikmeye sahip işaret arasındaki zaman farkıdır (Atila 2016). Tez kapsamında gecikme yayılımının bir sembol süresinden kısa olduğu, dolayısıyla kablosuz iletişim kanalının düz sönümlenmeye maruz kaldığı, sönümlenmenin ise Doppler etkisi nedeniyle sembolden sembole bağımsız olarak değiştiği varsayılmıştır. Şekil 3.9’da alıcı ve verici arasında direkt görüş hattının (Line

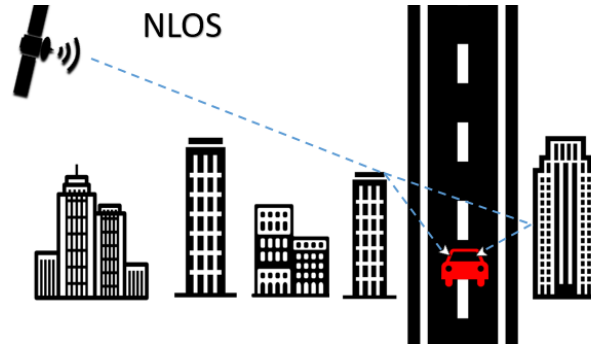
of Sight, LOS) olduğu durum ile direkt görüş hattının (Non Line of Sight, NLOS) olmadığı durum gösterilmiştir. Şekil 3.10’da uydu haberleşmesi için LOS durumuna ve Şekil 3.11’de uydu haberleşmesi için NLOS durumuna örnek bir senaryo gösterilmiştir. Tez çalışmasında sönümlenmeli kanal olarak Nakagami-m modeli kullanılmıştır. Bu model hakkında ayrıntılı bilgi ‘Mataryel ve Yöntem’ bölümünde anlatılmıştır (Sitti 2011).



Şekil 3.9 Alıcı ve verici arasında LOS ve NLOS (Çiflikli 2017)



Şekil 3.10 Güçlü direkt görüşün (LOS) ve yanında zayıf sinyallerin olduğu duruma örnek senaryo



Şekil 3.11 Direkt görüşün olmadığı (NLOS) duruma örnek

### 3.3 Denkleştirme

Faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme nedeniyle oluşan çok yollu yayılımda yolların uzunlukları aynı olmadığı için sinyaller alıcıya farklı zamanlarda ulaşır. Zaman farkından dolayı bir sembolün belirli bir kısmı ya da tamamı başka bir sembol ile karışacaktır. Sinyalde oluşan semboller arası karışımı (Inter Symbol Interference, ISI) bertaraf etmek ve gürültüyü mümkün olduğunca azaltmak için alıcıda sinyale denkleştirme yapıldığı kabul edilmiştir.

Denkleştirici olarak doğrusal sıfır zorlamalı teknik kullanılmıştır. Doğrusal denkleştiricilerde geri besleme yolu yoktur. Alınan sinyalin mevcut ve geçmiş değerlerini denkleştirici katsayıları ile doğrusal olarak ağırlıklandırılır ve çıktıyı üretmek için toplanır. Sıfır zorlamalı denkleştirici adından da anlaşılacağı üzere semboller arası karışım etkisini sıfır olmaya zorlar. Ancak sıfır zorlamalı denkleştiriciler gürültüyü artırır ve performansın düşmesine neden olabilir.

Bu çalışma kapsamında sıfır zorlamalı denkleştirici için iki ayrı durumda ele alınmıştır. İlk durumda faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin kanal gürültülerinden etkilenmediği yani alıcı ve vericinin eş zamanlı kabul edildiği durumdur. Faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme kanaldan etkilenmediği varsayıldığı için denkleştirme esnasında aynen kullanılabilir. Bu duruma ait benzetim modeli Şekil 4.2’de gösterilmektedir.



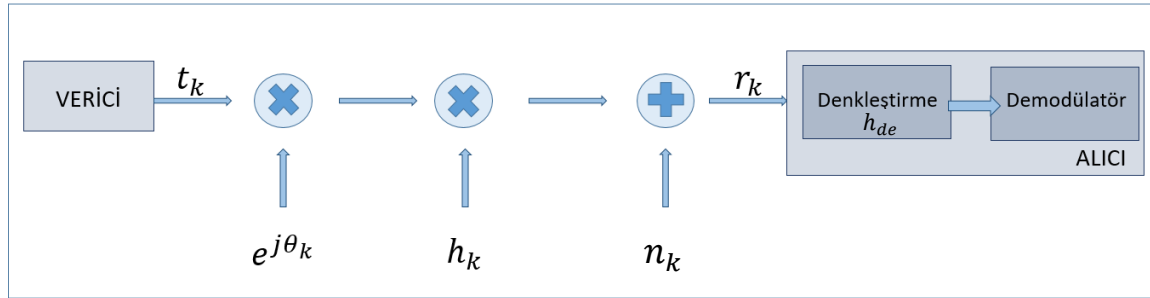
Ancak ilk durum gerçekte olması mümkün değildir. Bozulmaların etkilerini gözlemleyebilmek için referans olarak kullanılır. Çevresel etkiler, ısınma vb. yüzünden kanal bozulması olacaktır. İkinci durum bu bozulmalar neticesinde alıcıya ulaşan faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin tahmin edildiği varsayılarak yapılan denkleştirmedir. Alıcıda tahmin algoritması kullanılmamış bunun yerine daha temel bir yaklaşım ile bozucu etkilerin literatürdeki gürültü dağılımları kullanılarak tahmin edildiği varsayılmıştır. Yani faz gürültüsünün olasılık dağılım fonksiyonu Gauss kabul edilir. Sisteme eklenen faz gürültüsü merkez kabul edilerek belirli bir kestirim hatası yani varyans ile Gauss dağılımlı sinyal faz gürültüsünün alıcıya ulaşan tahmini varsayılmıştır. Benzer şekilde sisteme eklenen Nakagami sönümleme merkez kabul edilerek belirli bir kestirim hatası ile karmaşık Gauss dağılımlı sinyal Nakagami sönümlemenin alıcıya ulaşan tahmini varsayılmıştır. Şekil 4.3’de sıfır zorlamalı hatalı denkleştirme modeli gösterilmektedir.

Denkleştirmeye ait ayrıntılı matematiksel model Materyal ve Yöntem bölümünde anlatılmıştır.

## 4. MATERYAL ve YÖNTEM

### 4.1 Sistem Modeli

Verici sinyal  $t_k$ , faz gürültüsü  $e^{j\theta_k}$ , varyansı  $N_0$  olan toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü  $n_k$ , Nakagami sönümlmeli  $h_k$  düz kanal üzerinden bir dizi karmaşık kiplenim sembollerini ileterek alıcı sinyali  $r_k$  oluşturur. Bu çalışmada kullanılan sinyal modeli Şekil 4.1’de, bu modele uygun olarak alıcıya ulaşan tabanbant sinyali ise Eşitlik (8)’te gösterilmektedir (Ghozlan 2013, 2017).



Şekil 4.1 Faz gürültülü ve düz sönümlmeli kanal modeli

$$r_k = t_k \cdot e^{j\theta_k} \cdot h_k + n_k \quad (8)$$

Faz gürültüsü, iteratif olarak üretilen rastgele yürüyüş modeli ile eşitlik (9)'da modellenmiştir (Colavolpe 2013) (Munier 2003). Modelde  $\Delta_k$ , sıfır ortalamalı ve  $\sigma_\Delta^2$  varyanslı Gauss dağılıma ve  $\theta_0$  ise  $[0, 2\pi)$  aralığında bir örnek (uniform) dağılıma sahiptir (Colavolpe 2013).

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k \quad (9)$$

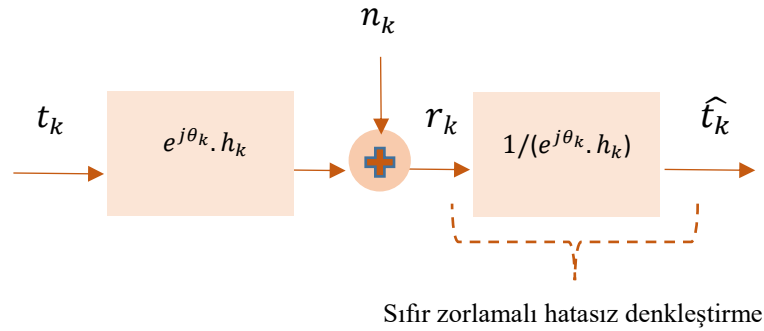
Eşitlik 10’da gösterilen Nakagami sönümlenme karmaşık normal dağılıma sahiptir.  $\vartheta_i^R$  ve  $\vartheta_i^S$  bağımsız ve eş dağılımlı Gauss rastgele değişkenleridir ve ortalamaları sıfır, varyansları ise  $\sigma_{\vartheta}^2 = 1/2m$ ’dir (Noga 2010).

$$h_k = \sqrt{\sum_{i=1}^m |\vartheta_i^R|^2} + j \sqrt{\sum_{i=1}^m |\vartheta_i^S|^2} \quad (10)$$

Eşitlik 11’de Nakagami-m sönümlenmesinin olasılık yoğunluk fonksiyonu verilmiştir (Cogen 2020).

$$p(k) = \frac{2m^m k^{2m-1}}{\Gamma(m) P_r^m} \exp\left[-\frac{mk^2}{P_r}\right] \quad m \geq .5, k \geq 0 \quad (11)$$

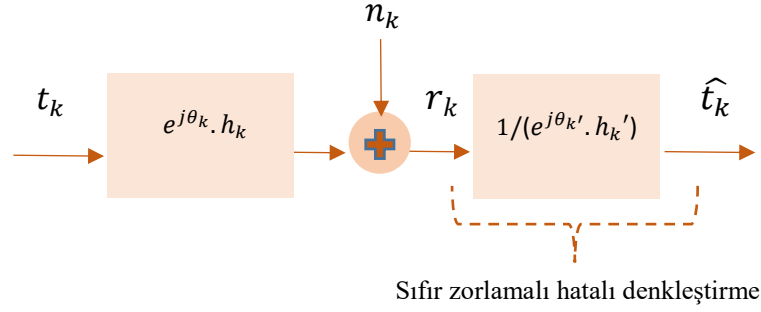
Yukarıdaki eşitlikte verilen  $P_r$  ortalama sinyal gücüdür ve yayılmayı kontrol eder.  $\Gamma(m)$  Gamma fonksiyonu,  $m$  ise sönümlenme katsayısıdır.  $m = 1$  için sönümlenmeli kanal Rayleigh’e dönüşür.  $m$  arttıkça sönümlenme şiddeti azalır. Sonsuza gittiğinde ise sönümlenme olmaz,  $P_r$  sabit kalır (Mehmood 2010).



Şekil 4.2 Sıfır zorlamalı hatasız denkleştirme benzetimi

ISI etkisiyle farklı frekanslarda oluşan farklı zayıflamaların önlenmesi için alıcıda denkleştirme kullanılmıştır. Denkleştirme için alıcı tarafındaki gürültüler iki ayrı senaryoda ele alınacaktır. Şekil 4.2’ de ilk senaryoya göre alıcı ve verici eşzamanlı kabul edilir. Eşitlik 12’de ilk senaryoya göre alıcıda mükemmel (hatasız) kestirildiği durumda sıfır zorlamalı (zero forcing) denkleştirme eşitliği bu şekilde verilebilir.

$$h_{de,k} = 1/(e^{j\theta_k \cdot h_k}) \quad (12)$$



Şekil 4.3 Sıfır zorlamalı hatalı denkleştirme benzetimi

Şekil 4.3’de ikinci senaryoya göre mükemmel olmayan denkleştirmede kanal ve faz gürültüsü alıcıda hatalı şekilde kestirilmektedir. Sinyal tespiti için maksimum olabilirlik (MLE: Maksimum Likelihood Estimation) yöntemi kullanılarak faz gürültüsünün olasılık dağılımı Gauss dağılıma sahip olduğu kabul edilmiştir (Krishnan 2011, 2013) (C. M. Lo 2000) (Weerackody 2013).

Eşitlik 13’de alıcı tarafında bu dağılımlara göre sönümlenmeli kanal ve faz gürültüsünün tahmini değerleri kullanıldığında denkleştirme eşitliği bu şekilde verilebilir.

$$h_{de,k}' = 1/(e^{j\theta_{k'} \cdot h_{k'}}) \quad (13)$$

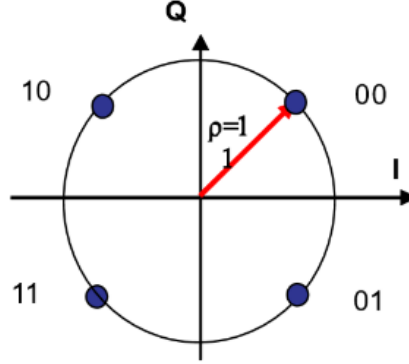
$e^{j\theta_{k'}}$ ,  $e^{j\theta_k}$  merkezli normal dağılıma (Krishnan 2013) ve  $h_{k'}$ ,  $h_k$  merkezli karmaşık normal dağılıma (Noga 2010) sahiptir.

## 4.2 DVB-S2 Kiplenim Türleri

Bu çalışmada DVB-S2 ve CCSDS 131.2-B-1 standartlarında yer alan QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64 APSK kiplenim türleri kullanılmıştır. Aşağıdaki bölümlerde bu kiplenim türleri için oluşturulan benzetim modelleri ve doğrulaması anlatılmıştır.

#### 4.2.1 QPSK kiplenimi

DVB-S2 standartlarına göre, farksal kodlama kullanılmamış, Gray kodlama kullanılmıştır. CCSDS standartlarına göre QPSK'nın yıldız diyagramındaki dizilimi Şekil 4.4'de gösterilmiştir.



Şekil 4.4 QPSK kiplenim yıldız diyagramı (Anonim 2012)

Şekil 4.4'de gösterilen her bir sembolün normalize edilmiş enerjisi 1'dir yani sembollerden oluşan dairenin yarıçapı 1'e eşittir. PSK kiplenimlerde semboller  $\varphi_i = \frac{(2i-1)\pi}{M}$  ile hesaplanır. Bu kiplenimde M, 4 değerini alır. Sembollerin I ve Q değerleri ( $s_{i1}, s_{i2}$ ) sırasıyla eşitlik (14)'de olduğu gibi hesaplanır:

$$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \varphi_i = \cos \frac{(2i-1)\pi}{4} \quad s_{i2} = \sqrt{E} \sin \varphi_i = \sin \frac{(2i-1)\pi}{4} \quad (14)$$

Eşitlik (14)'e göre hesaplanan  $i=1,2,3,4$  değerleri için enerjisi normalize edilmiş karmaşık QPSK sembolleri aşağıdaki eşitlik (15) ile tanımlanmaktadır (Liu 2011):

$$s_{i1}, s_{i2} \in \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right\} \quad (15)$$

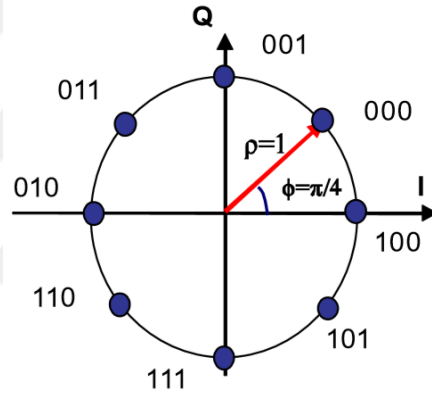
QPSK için AWGN kanalında teorik SHO ise aşağıdaki eşitlik (16) ile verilmektedir (Goldsmith 2005):

$$P_{QPSK} = 1 - [1 - Q(\sqrt{E_s/N_0})]^2 \quad (16)$$

Bu eşitliğe göre  $E_s$  her bir sembolün enerjisini,  $N_0$  gürültü güç yoğunluğunu göstermektedir. Gauss Q fonksiyonu, standart normal kümülatif dağılım işlevinin tamamlayıcısı olarak tanımlanır (Boiroju 2015). Yani Q fonksiyonu standart normal rastgele bir değişkenin  $\sqrt{E_s/N_0}$ 'ten daha büyük değer alma olasılığını hesaplar.

#### 4.2.2 8PSK kiplenimi

Gray kodlama kullanılmıştır. CCSDS standartlarına göre 8PSK'nın yıldız diyagramındaki dizilimi Şekil 4.5'de gösterilmiştir.



Şekil 4.5 8PSK kiplenim yıldız diyagramı (Anonim 2012)

8PSK için CCSDS standartlarına uygun ilk sembolü yatay eksende 1 değerli ve diğer semboller 45 derece faz farkı ile oluşturulmuş yıldız diyagramı gösterilmiştir.

Her bir sembolün normalize edilmiş enerjisi 1'dir yani sembollerin oluşturduğu dairenin yarıçapı 1'e eşittir. CCSDS standartlarında 8PSK'da sinyallerin dizilimi için sabit  $\left(\frac{\pi}{8}\right)$  ofset fazı yerleştirilmiştir. Buna göre sembollerin dizilimi eşitlik (17) ve eşitlik (18)'de verilmiştir:

$$\varphi_i = \frac{(2i - 1)\pi}{M} + \frac{\pi}{8} \quad (17)$$

$$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \varphi_i = \cos \frac{i\pi}{4} \quad s_{i2} = \sqrt{E} \sin \varphi_i = \sin \frac{i\pi}{4} \quad (18)$$

Eşitlik (18)'e göre hesaplanan  $i=1,2,\dots,8$  değerleri için enerjisi normalize edilmiş karmaşık 8PSK sembolleri eşitlik (19) ile tanımlanmaktadır:

$$s_{i1}, s_{i2} \in \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} + j\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} - j\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} + j\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} - j\frac{1}{\sqrt{2}}, 1, -1, j, -j \right\} \quad (19)$$

8PSK için teorik SHO aşağıdaki eşitlik (20) ile verilmiştir (Mahender 2017). Bu eşitliğe göre  $E_S$  her bir sembolün enerjisini,  $N_0$  gürültü güç yoğunluğunu ve Q fonksiyonunu göstermiştir.

$$P_{8PSK} = \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{2} \left( \sqrt{\frac{E_S}{N_0}} \right) \sin\left(\frac{\pi}{8}\right) \right) \quad (20)$$

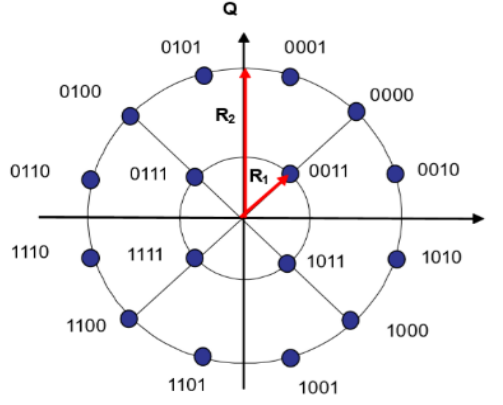
### 4.2.3 16APSK kiplenimi

CCSDS standartlarına göre 16APSK iki eş merkezli dairenin etrafında birinci halka için 4 ( $N_1 = 4$ ) ve ikinci halka için 12 ( $N_2 = 12$ ) sembol olacak şekilde konumlandırılmış yıldız diyagramı tasarlanmıştır. Birinci halkanın yarıçapı  $R_1$  ve ikinci halkanın yarıçapı  $R_2$ 'dir. Bu iki halkanın yarıçap oranlarının ( $\gamma_1 = \frac{R_2}{R_1}$ ) alabileceği değerler aşağıda Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 CCSDS standartlarına göre 16APSK için  $\gamma_1$  alabileceği değerler

| Kiplenim | $\gamma_1$ |
|----------|------------|
| 16APSK   | 3.15       |
|          | 2.85       |
|          | 2.75       |
|          | 2.60       |

Şekil 4.6'da 16APSK'nın CCSDS standartlarına göre sembol dizilimleri gösterilmiştir.



Şekil 4.6 16APSK kiplenim yıldız diyagramı

16APSK kiplenimi iki PSK kiplenimin parçalı toplamı şeklinde ifade edilebilir.  $R_1$  yarıçaplı iç dairenin sembol hesaplamaları eşitlik (21) ve eşitlik (22)'de gösterilmiştir:

$$s_i^i(t) = R_1 \cos(2\pi f_c t + \varphi_i) \quad 0 \leq t \leq T, i = 1, 2, 3, 4 \quad (21)$$

$$\varphi_i = \frac{(2i - 1)\pi}{4} \quad (22)$$

$R_2$  yarıçaplı dairenin sembol hesaplamaları eşitlik (23) ve eşitlik (24)'de gösterilmiştir:

$$s_i^o(t) = R_2 \cos(2\pi f_c t + \varphi_i) \quad 0 \leq t \leq T, i = 5, 6, \dots, 16 \quad (23)$$

$$\varphi_i = \frac{(2(i - 4) - 1)\pi}{12} \quad (24)$$

Toplam 16APSK sinyali:

$$s_i(t) = s_i^i(t) + s_i^o(t) \quad (25)$$

CCSDS standartlarına göre 16APSK'nın ortalama sinyal enerjisi eşitlik (26)'de verilmiştir.



$$\frac{[R_1]^2+3[R_2]^2}{4} = 1 \quad (26)$$

16APSK için teorik SHO eğrisini oluşturan formül eşitlik (27)'de verilmiştir (Shi 2014).

$$P_{16APSK} \approx \frac{4}{16} 2Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} R_1 \sin \frac{\pi}{4} \right) + \frac{12}{16} 2Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_1 R_1 \sin \frac{\pi}{4} \right) \quad (27)$$

#### 4.2.4 32APSK kiplenimi

32APSK kiplenimi, 16APSK kiplenimi gibi M-PSK kipleniminin parçalı toplamı şeklinde ifade edilebilir. Her sembol 5 bit taşır.

CCSDS standartlarına göre 32APSK üç eş merkezli dairenin etrafında birinci halka için 4 ( $N_1 = 4$ ), ikinci halka için 12 ( $N_2 = 12$ ) ve üçüncü halka için 16 ( $N_3 = 16$ ) olacak şekilde sembol konumlandırılmış yıldız diyagramı tasarlanmıştır. Birinci halkanın yarıçapı  $R_1$ , ikinci halkanın yarıçapı  $R_2$  ve üçüncü halkanın yarıçapı  $R_3$ 'dür. Bu üç halkanın alabileceği yarıçapların oranları ( $\gamma_1 = \frac{R_2}{R_1}, \gamma_2 = \frac{R_3}{R_1}$ ) Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2 CCSDS standartlarına göre 32APSK için  $\gamma_1$  ve  $\gamma_2$  alabileceği değerler

| Modülasyon | $\gamma_1$ | $\gamma_2$ |
|------------|------------|------------|
| 32APSK     | 2.84       | 5.27       |
|            | 2.72       | 4.87       |
|            | 2.54       | 4.33       |

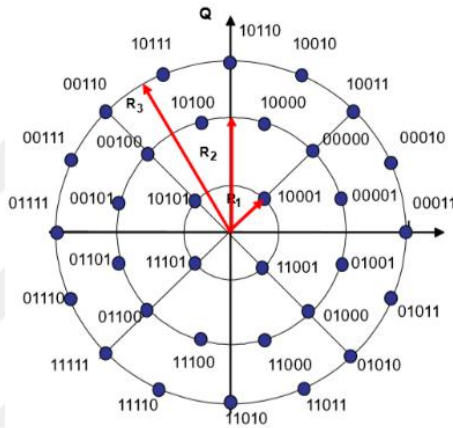
CCSDS standartlarına göre 32APSK'nın ortalama sinyal enerjisi eşitlik (28)'de verilmiştir.

$$\frac{[R_1]^2+3[R_2]^2+4[R_3]^2}{8} = 1 \quad (28)$$

32APSK için teorik SHO eğrisini oluşturan formül eşitlik (29)'da verilmiştir (Shi 2014).

$$P_{32APSK} \approx \frac{1}{4}Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} R_1 \sin \frac{\pi}{4} \right) + \frac{3}{4}Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_1 R_1 \sin \frac{\pi}{12} \right) + Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_2 R_1 \sin \frac{\pi}{16} \right) \quad (29)$$

Şekil 4.7'de 32APSK'nın CCSDS standartlarına göre sembol dizilimleri gösterilmiştir.



Şekil 4.7 32APSK kiplenim yıldız diyagramı

32APSK semboller ilk halka için  $\frac{R_1}{\sqrt{2}} + j \frac{R_1}{\sqrt{2}}$  ile başlayarak diğer semboller 45 derece faz farkıyla, ikinci halka için  $\frac{(2+\sqrt{3})R_2}{8+4\sqrt{3}} + j \frac{R_2}{8+4\sqrt{3}}$  ile başlayarak diğer semboller 30 derece faz farkıyla ve üçüncü halka için  $R_3$  ile başlayarak diğer semboller 22.5 derece faz farkıyla oluşturulmuştur.

#### 4.2.5 64APSK kiplenimi

CCSDS standartlarına göre 64APSK dört eş merkezli dairenin etrafında birinci halka için 4 ( $N_1 = 4$ ), ikinci halka için 12 ( $N_2 = 12$ ), üçüncü halka için 20 ( $N_3 = 20$ ) ve dördüncü halka için 28 ( $N_4 = 28$ ) olacak şekilde konumlandırılmış yıldız diyagramı tasarlanmıştır. Birinci halkanın yarıçapı  $R_1$ , ikinci halkanın yarıçapı  $R_2$ , üçüncü halkanın yarıçapı  $R_3$  ve dördüncü halkanın yarıçapı  $R_4$ 'dür. Bu dört halkanın CCSDS standartlarına göre alabileceği yarıçapların oranı eşitlik (30)'da verilmiştir.

$$\gamma_1 = \frac{R_2}{R_1} = 2.73, \gamma_2 = \frac{R_3}{R_1} = 4.52, \gamma_3 = \frac{R_4}{R_1} = 6.31 \quad (30)$$

64APSK kiplenimi, 16APSK ve 32APSK kiplenimi gibi M-PSK kipleniminin parçalı toplamı şeklinde ifade edilebilir. Her sembol 6 bit taşır.

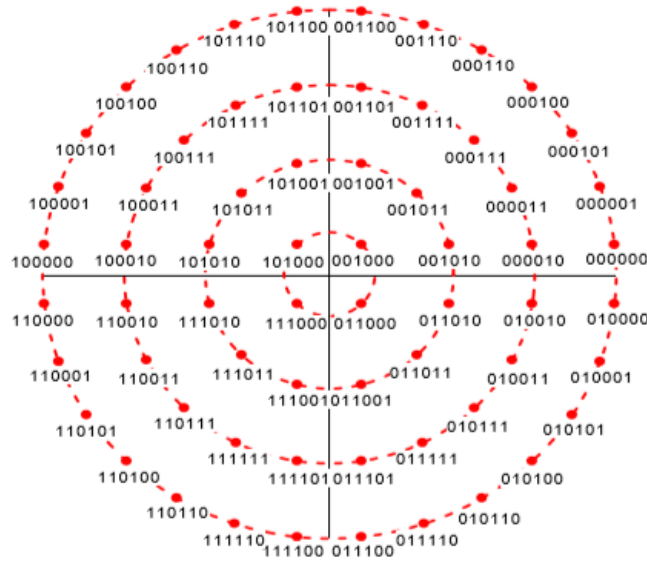
CCSDS standartlarına göre 64APSK'nın ortalama sinyal enerjisi (Shi 2014):

$$\frac{[R_1]^2 + 3[R_2]^2 + 5[R_3]^2 + 7[R_4]^2}{16} = 1 \quad (31)$$

64APSK için teorik SHO eğrisini oluşturan formül (Shi 2014):

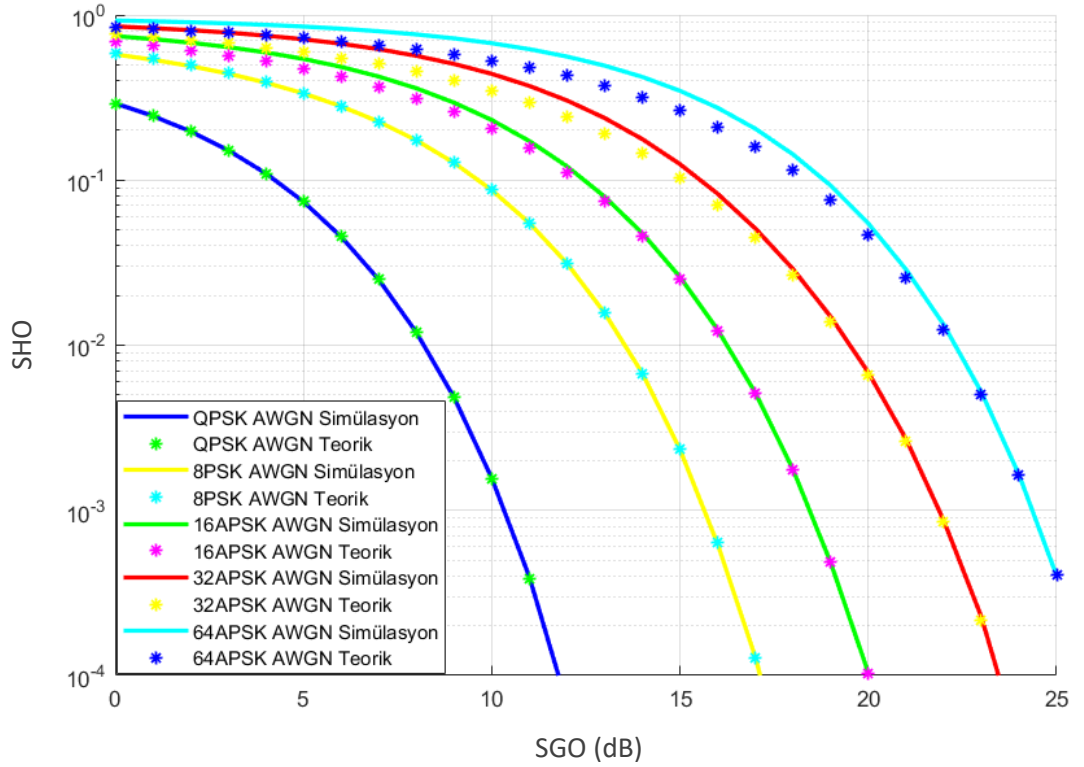
$$P_{64APSK} \approx \frac{1}{8} Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} R_1 \sin \frac{\pi}{4} \right) + \frac{3}{8} Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_1 R_1 \sin \frac{\pi}{12} \right) + \frac{5}{8} Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_2 R_1 \sin \frac{\pi}{20} \right) + \frac{7}{8} Q \left( \sqrt{\frac{2}{N_0}} \gamma_3 R_1 \sin \frac{\pi}{28} \right) \quad (32)$$

Şekil 4.8'da 64APSK'nın CCSDS standartlarına göre sembol dizilimleri gösterilmiştir.



Şekil 4.8 64APSK kiplenim yıldız diyagramı (Anonim 2012)

64APSK semboller ilk halka için  $\frac{R_1}{\sqrt{2}} + j \frac{R_1}{\sqrt{2}}$  ile başlayarak diğer semboller 45 derece faz farkıyla, ikinci halka için  $\frac{(2+\sqrt{3})R_2}{8+4\sqrt{3}} + j \frac{R_2}{8+4\sqrt{3}}$  ile başlayarak diğer semboller 30 derece faz farkıyla, üçüncü halka için  $(0.9875 + j0.1564)R_3$  ile başlayarak diğer semboller 18 derece faz farkıyla ve dördüncü halka için  $(0.891 + j0.454)R_4$  ile başlayarak diğer semboller yaklaşık 12.85 derece faz farkıyla oluşturulmuştur.



Şekil 4.9 DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenimler için teorik ile benzetim modeli karşılaştırılması

Şekil 4.9’de verilen SHO’ya karşın SGO grafiğinde oluşturulan benzetim modeli ile teorik SHO sonuçları kıyaslanmış ve DVB-S2’de kullanılan kiplenimler için benzetim modeli doğrulanmıştır.

### 4.3 Simülasyon Yapısı

Bilgisayar benzetimleri MATLAB programlama ile yapılmıştır. CCSDS-131.2-B-1 ve DVB-S2 standartlarında kullanılan yüksek mertebeli kiplenimlerde faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin etkilerini gözlemlemek için SHO-SGO grafiği ve yıldız diyagramları kullanılmıştır.

Programlama esnasında yukarıda bahsi geçen standartlarda kullanılan kiplenimlere normalizasyon uygulayarak sembollerin genlikleri, faz açıları, halka sayıları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar 4.2 Kiplenim Türleri bölümünde daha ayrıntılı açıklanmıştır. Monte Carlo yöntemi ile kiplenim sembol aralığında rastgele üretilen  $10^7$  uzunluğunda bir örnek dağılımlı tam sayılar ile PSK veya APSK kiplenimli verici sinyal üretilmiştir.

Eşitlik (9)'da gösterilen rastgele yürüyüş modeli ile faz gürültüsü iteratif oluşturulmuştur.  $\theta_0$ ,  $0-2\pi$  aralığında bir örnek dağılıma ve  $\Delta_k$ , 0 ortalamalı  $\sigma_\Delta^2$  varyanslı Gauss dağılıma sahiptir. İteratif oluşturulan faz değerleri ( $\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots$ ) ile nihayetinde faz eğrisi elde edilir.

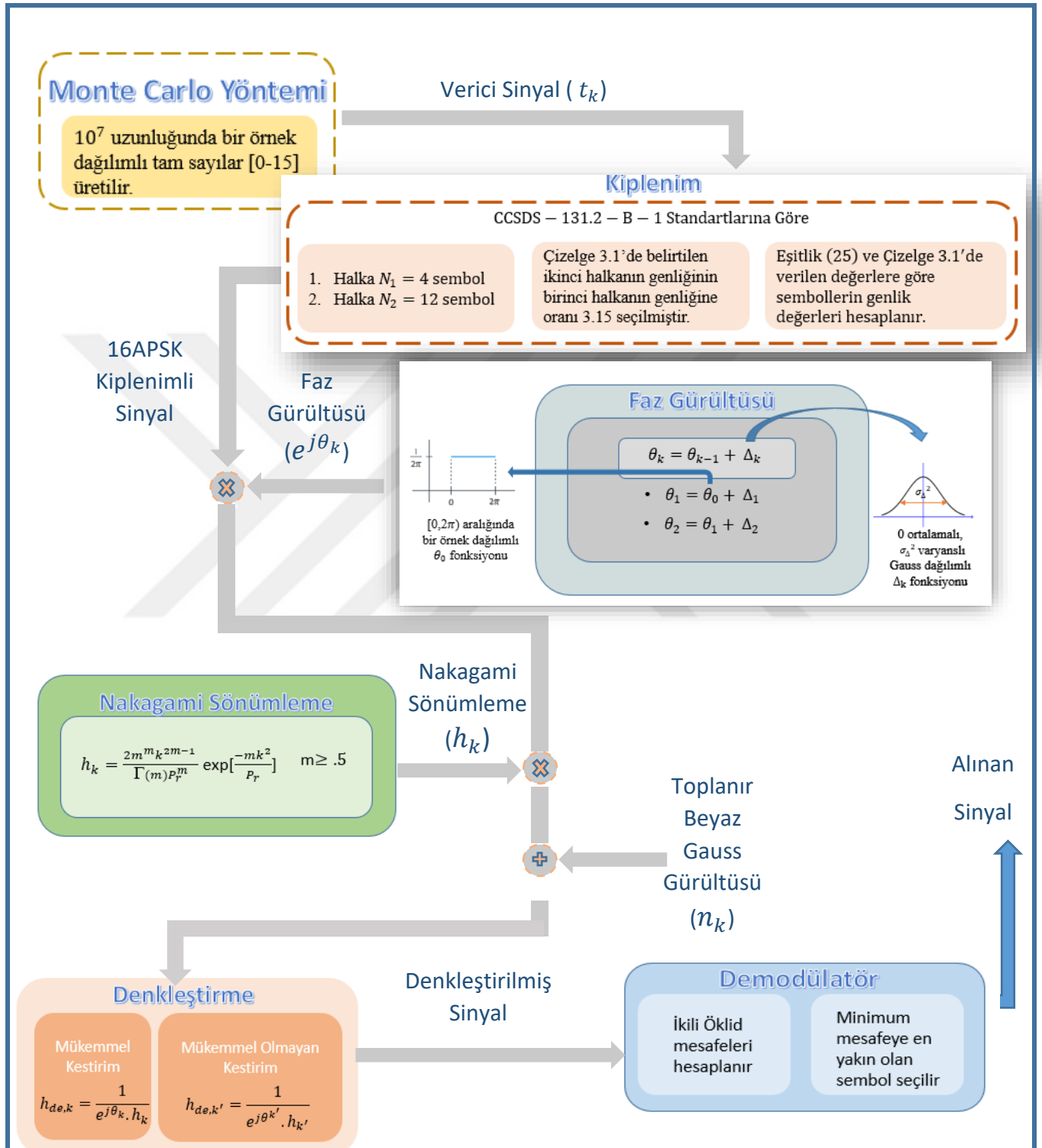
Eşitlik (11) ile gösterilen Nakagami sönümleme olasılık dağılım fonksiyonuna göre sönümlemeli kanal modeli oluşturulur. İletilen sinyale hem faz gürültüsü hem de Nakagami sönümleme etkisi ile AWGN kanaldan geçirilir.

Alıcı tarafta sembollerarası karışım etkisini bertaraf etmek için denkleştirme yapılır. Denkleştirmede faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin mükemmel tahmin edildiği durum ile belirli bir hata ile kestirildiği durum gürültü etkilerini gözlemlemek için kıyas edilir. Faz gürültüsünü kestirmek için iteratif oluşturulan faz gürültüsü merkez kabul edilerek 0.01, 0.05 ve 0.1 varyans ile normal dağılımlı bir fonksiyon oluşturulur. Nakagami sönümlemeyi kestirmek için oluşturulan Nakagami sönümleme merkez kabul edilerek 0.01, 0.05 ve 0.1 varyans ile karmaşık normal dağılımlı bir fonksiyon oluşturulmuştur.

Denkleştirme işleminin ardından sembol sezimi gerçekleştirilir. Alınan tüm semboller kaynak semboller ile kıyaslanarak ikili öklid mesafeleri hesaplanır. En düşük öklid mesafesine sahip olan sembol ile kaynak sembol eşleştirilir. Tespit edilen semboller ile kaynak semboller kıyaslanarak SHO-SGO grafikleri oluşturulmuştur. Ayrıca kaynak

sembollere, AWGN, faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin etkileri yıldız diyagramında da gösterilmiştir.

Şekil 4.10'da MATLAB programında hazırlanan 16APSK kiplenimli sinyalin SHO eğrisi elde etmek için hazırlanan kodun simülasyon benzetimi gösterilmiştir. İlk olarak Monte Carlo metodu kullanılarak verici sinyal üretilmiştir. CCSDS-131.2-B-1 standartlarına göre DVB-S2'de kullanılan 16APSK kiplenimin normalizasyon ile sembol genlik ve faz değerleri hesaplanarak konumlandırılmıştır. Ardından kiplenimli sinyale rastgele yürüyüş modeli ile modellenen faz gürültüsü ve ardından Nakagami sönümleme katılarak AWGN gürültüsü eklenmiştir. İki ayrı senaryoda denkleştirme yapılmıştır. Denkleştirme sonunda çıkan sinyaller referans sinyaller ile kıyas edilmiştir. Referans semboller ile alıcıda elde edilen sembollerin ikili öklid mesafeleri ölçülür. Alınan sembolün en küçük mesafesindeki referans sembole eşit olduğu kabul edilir. Ancak bu durum bazen doğru olmayabilir. Bunu sembol hata oranlarına bakarak gözlemleyebiliriz. Alıcı ve vericide semboller kıyas edilerek sembol hatası hesaplanır. Hatalı sembol sayısının tüm sembol sayısına oranı sembol hata oranını verir.



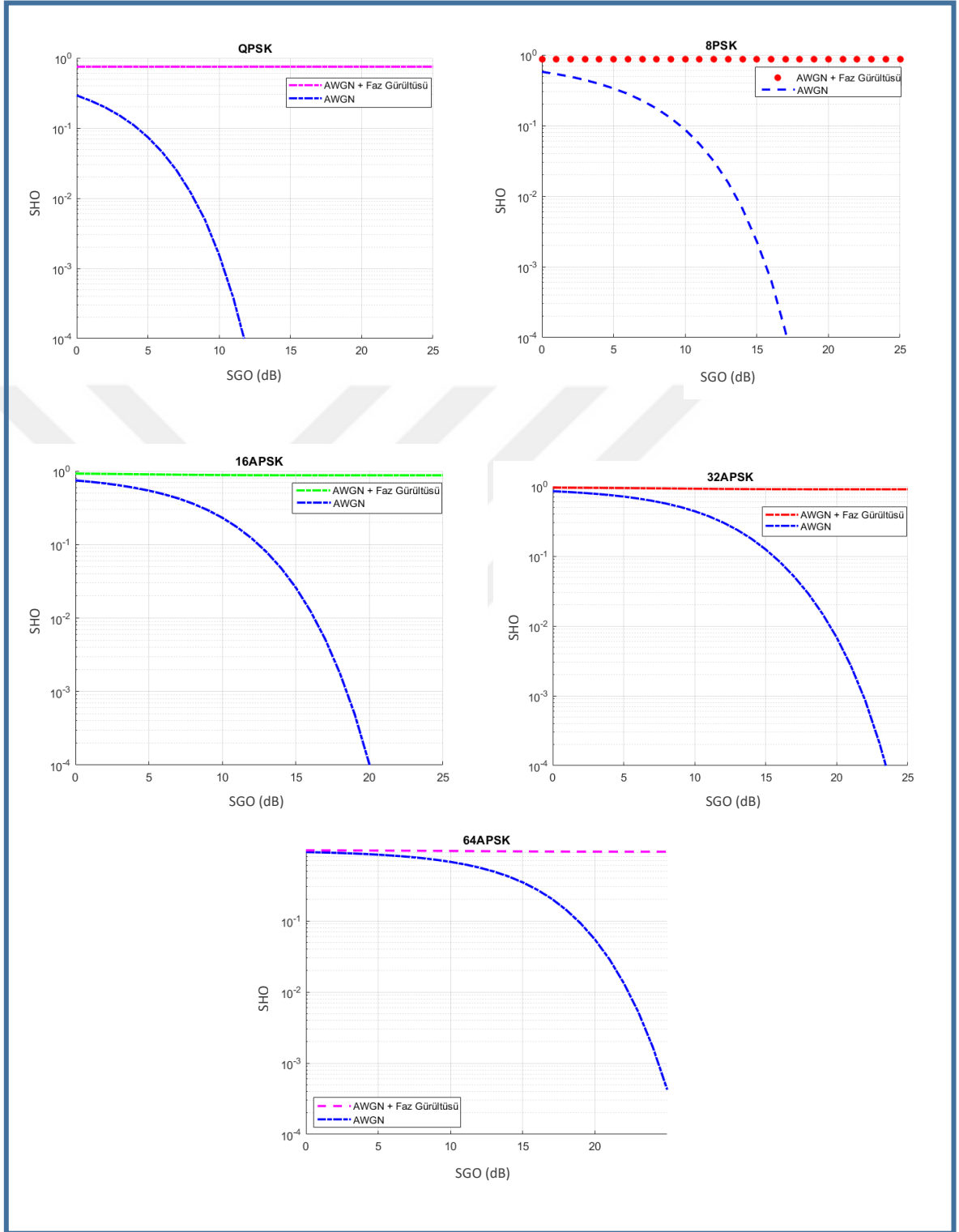
Şekil 4.10 CCSDS-131.2-B- 1 standartlarında 16APSK kiplenim için faz gürültüsü ve Nakagami sönüleme etkilerini SER eğrileri ile gösteren simülasyonun benzetimi

## 5. BULGULAR

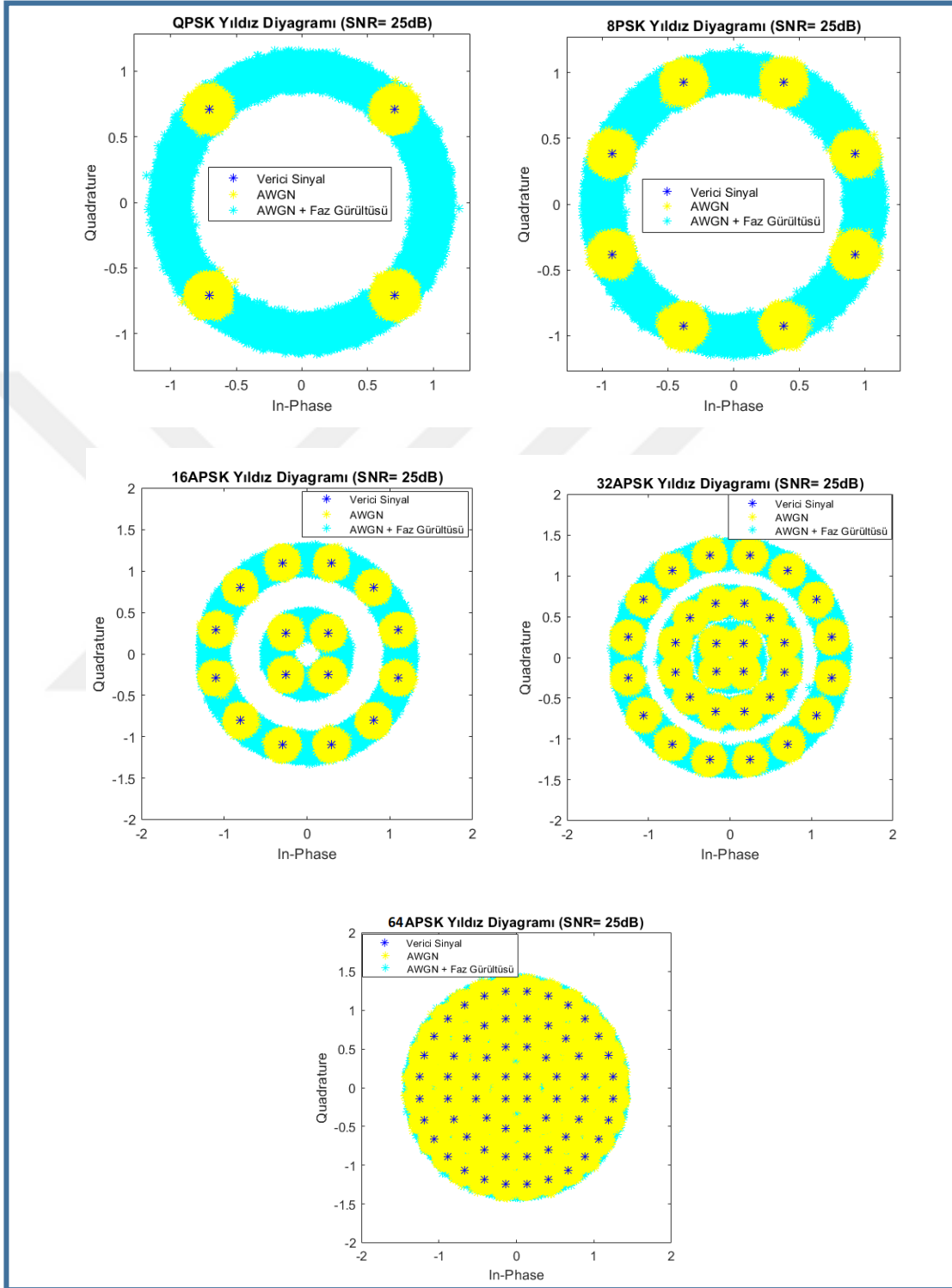
Bu bölümde DVB-S2 standartlarında kullanılan kiplenimler için MATLAB simülasyon programı ile çeşitli senaryolar altında faz gürültüsü ve Nakagami sönümlenmenin etkileri gösterilmiştir.

Şekil 5.1’de gösterilen ilk senaryoda DVB-S2 standartlarında kullanılan tüm kiplenim türleri için haberleşme sistemine faz gürültüsü eklenmiş SHO grafiği gösterilmiştir. Şekil 5.2, Şekil 5.1 ile aynı şartlardaki senaryo için yıldız diyagramlarını göstermiştir. Hata tabanlarını daha iyi gözlemleyebilmek için SHO eğrileri ve yıldız diyagramları SGO 25 dB’ye kadar incelenmiştir.





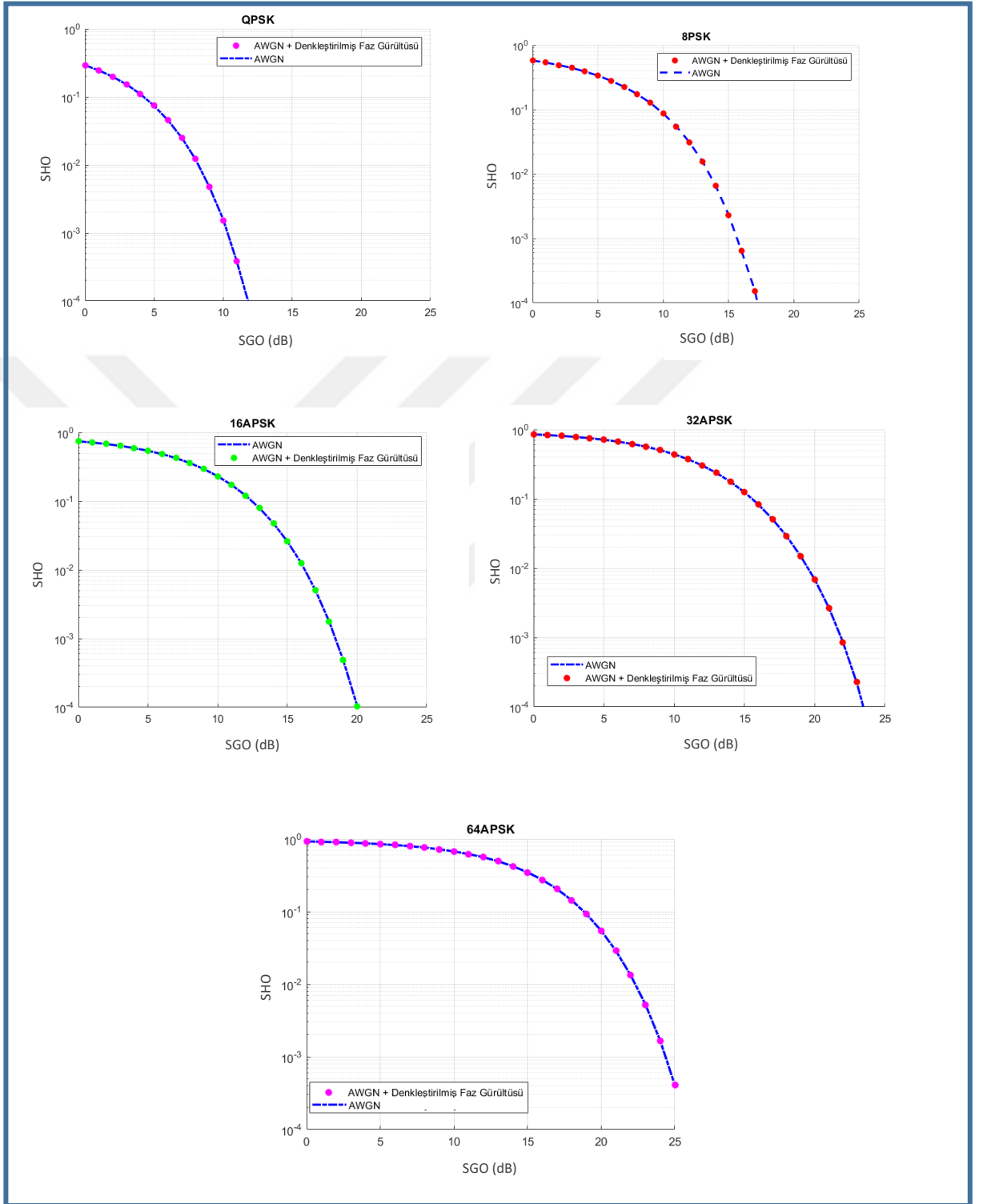
Şekil 5.1 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve faz gürültüsü etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı



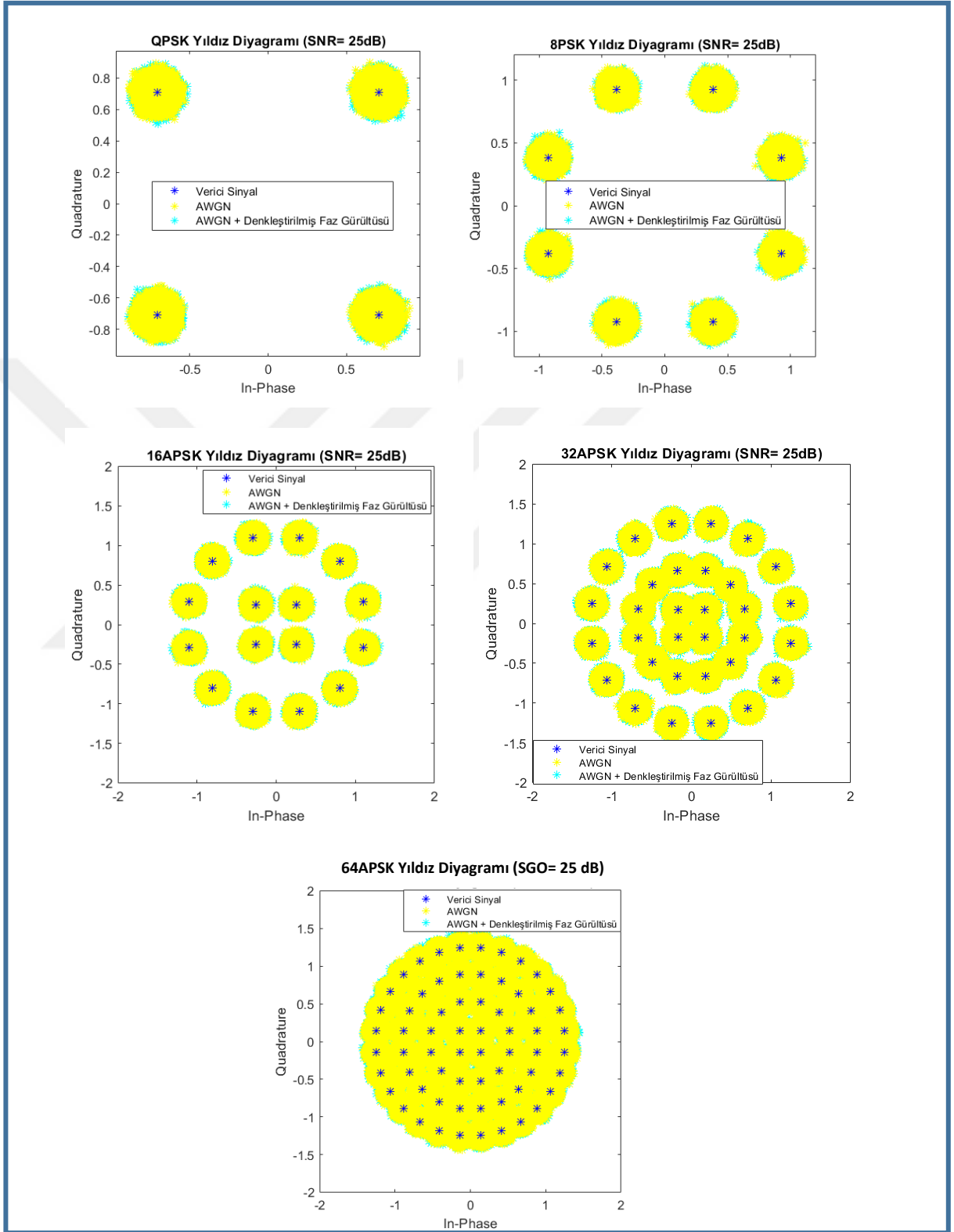
Şekil 5.2 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve faz gürültüsü etkisi altında SGO'a bağlı yıldız diyagramları

Şekil 5.1’de ortalaması sıfır ve varyansı 1 olan AWGN ve faz gürültüsü etkisi altında QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için SGO’ya bağlı SHO performansı gösterilmektedir. Faz gürültüsü varlığında SGO arttığında SHO başarımı değişmez. Bunun sebebi, faz gürültüsü etkisiyle gönderilen sembolünün fazının değişmesi ve faz gürültüsü kestirilmediği için sembol hatasına neden olmasıdır. Ortaya çıkan sembol hataları ise AWGN’den bağımsız olarak ortaya çıktığı için SGO değişiminden etkilenmez. Bu senaryoda denkleştirme işleminin hiç yapılmadığı durum varsayılmıştır. Denkleştirme yapılmadığı için faz gürültüsünün alıcıda tahmin edilmesine ve kestirim hatasına gerek yoktur.

Şekil 5.2’de faz gürültüsünün sembole etkisi yıldız diyagramında görülmektedir. (9) no’lu eşitlikte tanımlandığı şekilde faz gürültüsü  $[0,2\pi)$  aralığında tek düze dağılıma sahip rastgele yürüyüş modeli ile gösterildiğinden semboller yıldız diyagramında  $[0,2\pi)$  derece aralığında rastgele dönmektedir.

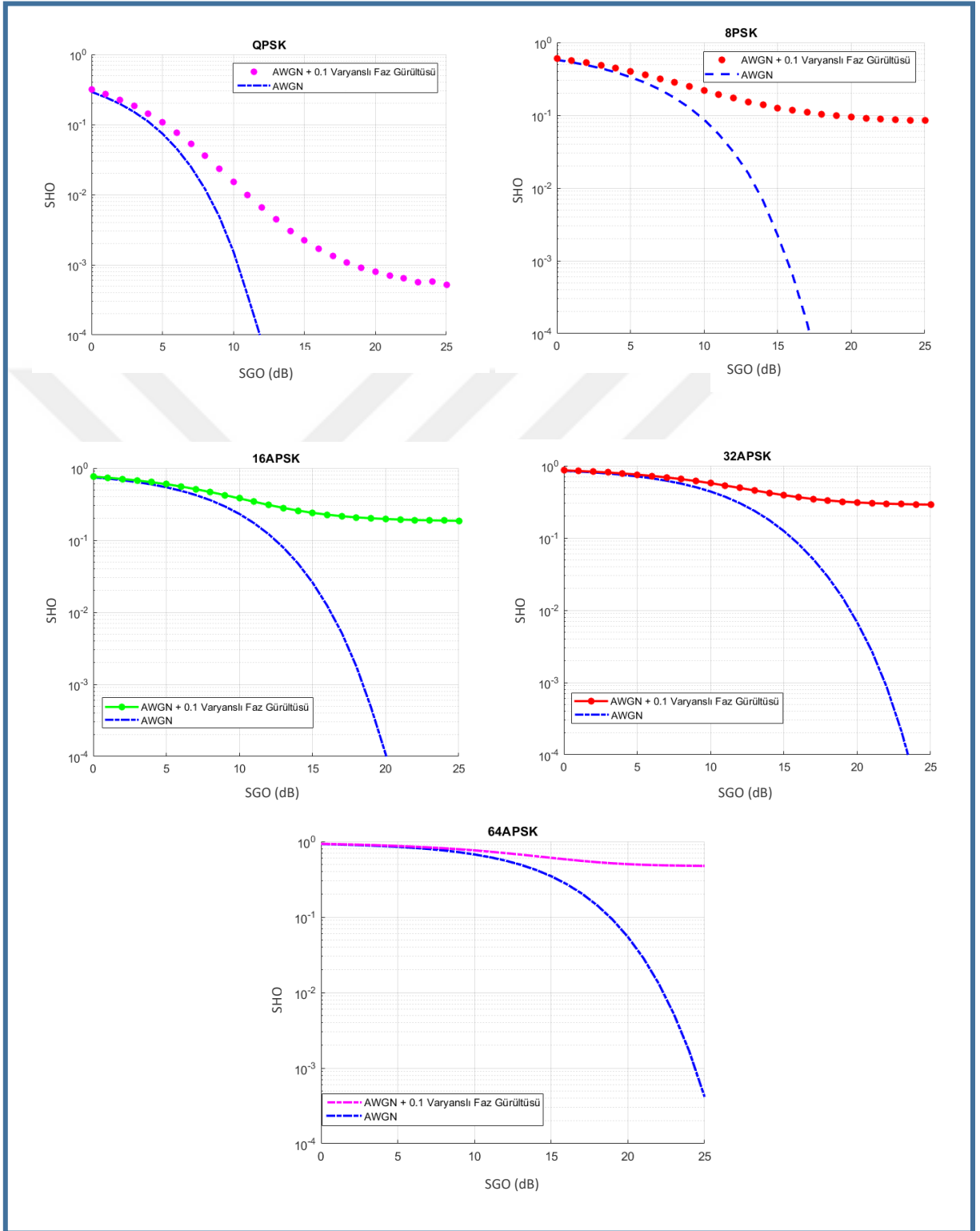


Şekil 5.3 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve denkleştirilmiş faz gürültüsü etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı

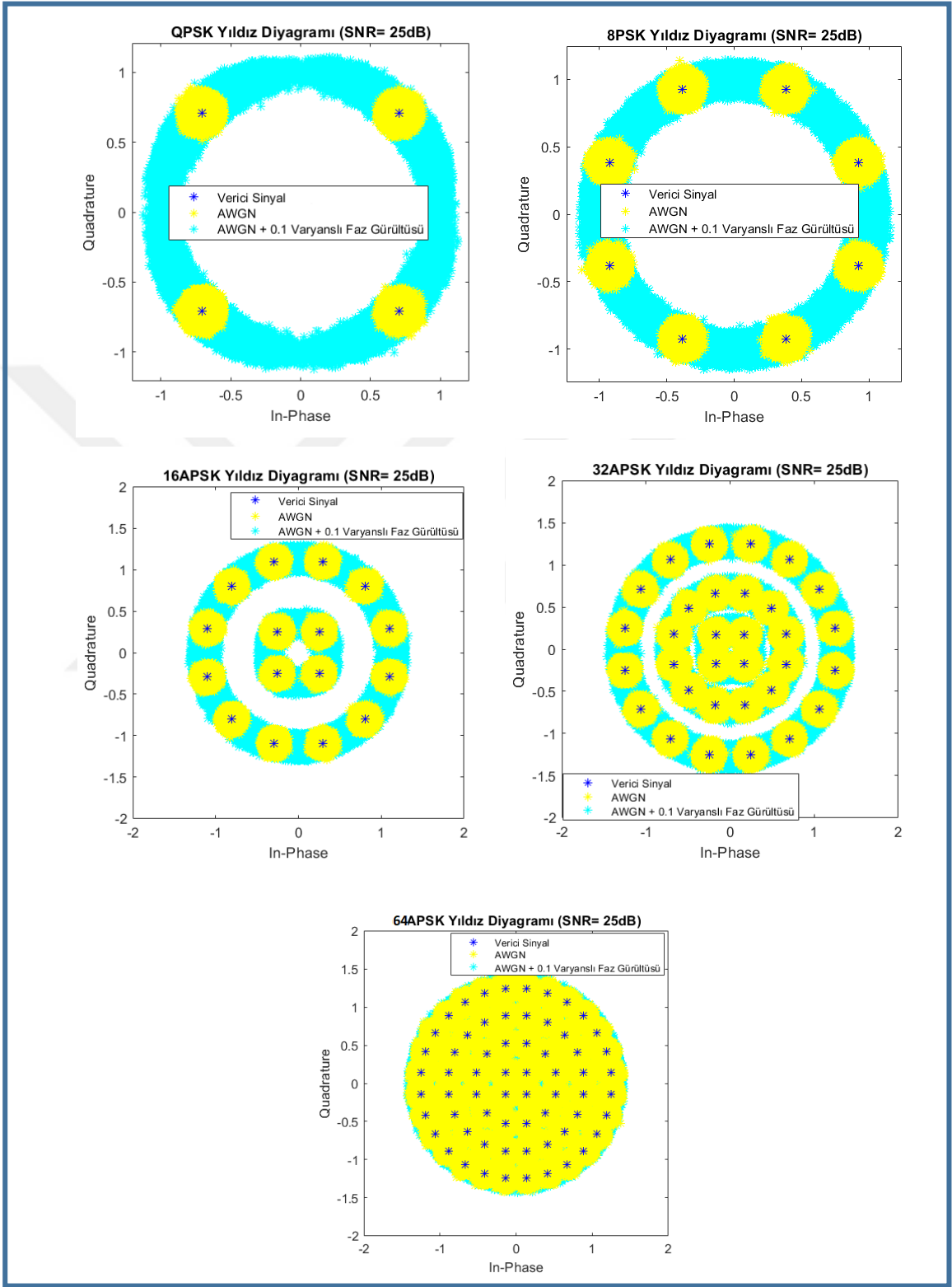


Şekil 5.4 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve denkleştirilmiş faz gürültüsü etkisi altında yıldız diyagramları

Şekil 5.3'ün Şekil 5.1'den farkı faz gürültüsünün sisteme eklenmesiyle birlikte oluşan semboller arası karışımın etkisini sıfır zorlamalı doğrusal denkleştirme yöntemi ile mümkün olduğunca azaltmaktır. SHO-SGO ve yıldız diyagramlarından da görüldüğü üzere faz gürültüsünün etkisi neredeyse yalnızca AWGN gürültüsünün olduğu duruma benzemiştir. Verici tarafında eklenen faz gürültüsünün alıcıda uygulanan denkleştirme esnasında aynen iletildiği yani sistemdeki gürültülerden hiç etkilenmediği varsayılmıştır. Faz gürültüsü alıcıda bilinseydi etkisi AWGN kanal etkisine yakın olacaktı. Ancak alıcıda faz gürültüsü tam olarak bilinemez yalnızca gürültünün olasılık dağılımına göre tahminde bulunabilir. Faz gürültüsü varyansı sıfır Gauss dağılıma sahip olduğu kabul edildiği zaman gürültünün alıcıya aynı şekilde iletildiği, yani haberleşme sistemine eklenen faz gürültüsünün kanalda oluşacak bozulmalardan etkilenmediği varsayılmıştır. Tahminler esnasında bu senaryo bize faz gürültüsünün etkisini gözlemleyebilmemiz için referans oluşturacaktır.



Şekil 5.5 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı



Şekil 5.6 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'ya bağlı yıldız diyagramları



Şekil 5.5’de gösterilen faz gürültüsü mükemmel kestirilemediği durumda SHO performansı açısından kayıp olması beklenmektedir. Burada, faz gürültüsü kestirim hatasına bağlı olarak SHO performansındaki düşmenin miktarının bulunması amaçlanmaktadır. (Colavolpe 2013)’taki yönteme göre  $\theta_k$  faz gürültüsü kestirildiği durumda aşağıdaki şekilde yazmak mümkün olur:

$$\hat{\theta}_k = \theta_{k-1} + \tilde{\Delta}_k \quad (32)$$

Burada  $\hat{\theta}_k$  kestirim değerini,  $\tilde{\Delta}_k$  ise kestirim hatasını gösterir ve sıfır-ortalı, Gauss dağılıma sahiptir:  $\tilde{\Delta}_k \sim N(0, \sigma_e^2)$ .

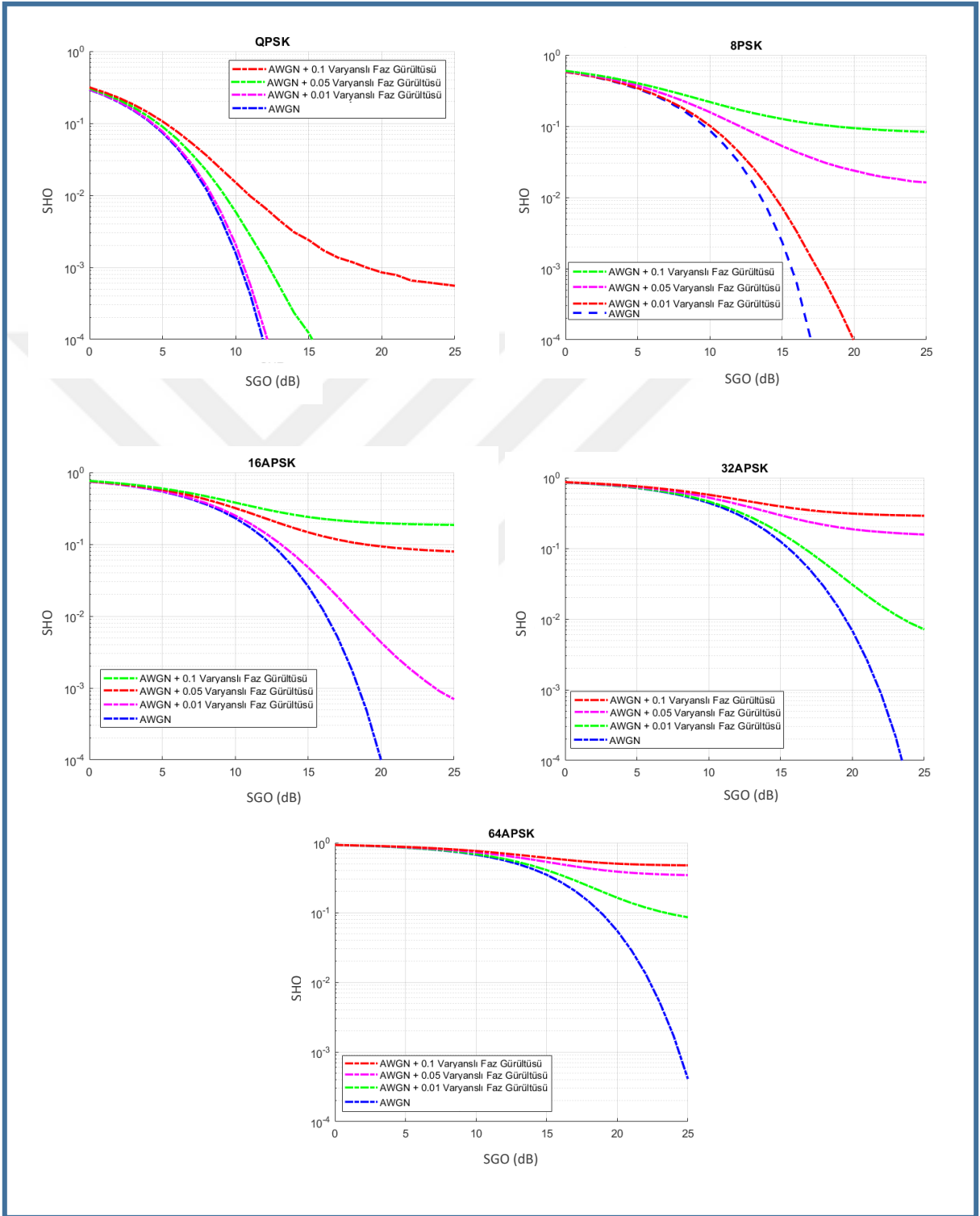
Kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığı anda  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 3 dB SGO kaybı görülmektedir.

Şekil 5.6’da 0.1 varyanslı faz gürültüsü eklendiği senaryoda yıldız diyagramları gösterilmiştir.

Şekil 5.5 ve sonraki tüm şekiller için belirtilen varyans değeri alıcıda kestirim yapıldığı varsayılan durumda oluşacak hatadır.

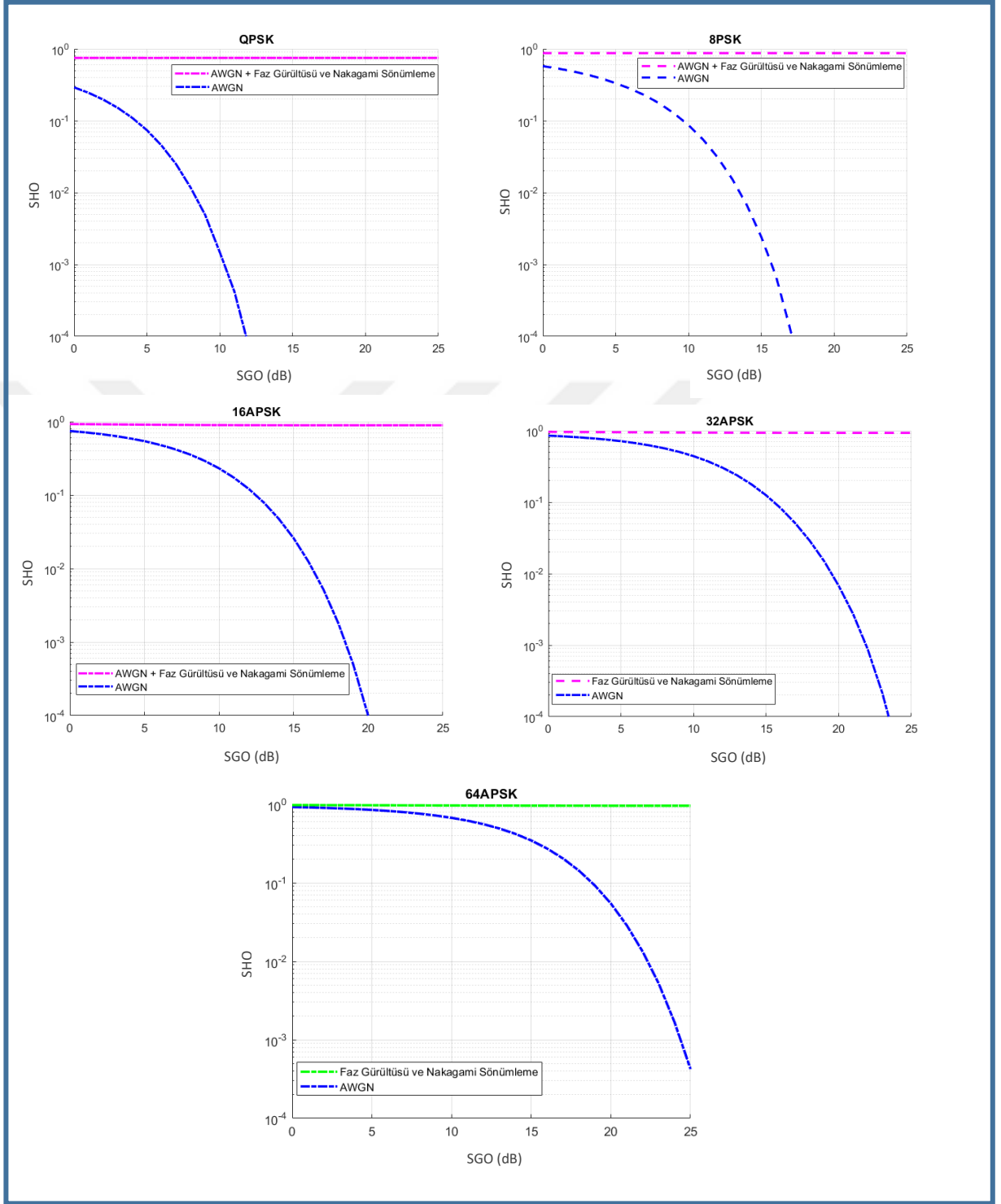
Faz gürültüsü  $[0, 2\pi)$  aralığında tek düze dağılıma sahip olduğu için Şekil 5.2’de oluşan yıldız diyagramları ile benzer sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 5.5’de uygulanan 0.1 varyanslı denkleştirme senaryosu farklı varyans değerleri için Şekil 5.7’de gösterilmiş ve varyans değerlerine göre SHO eğrileri kıyas edilmiştir.

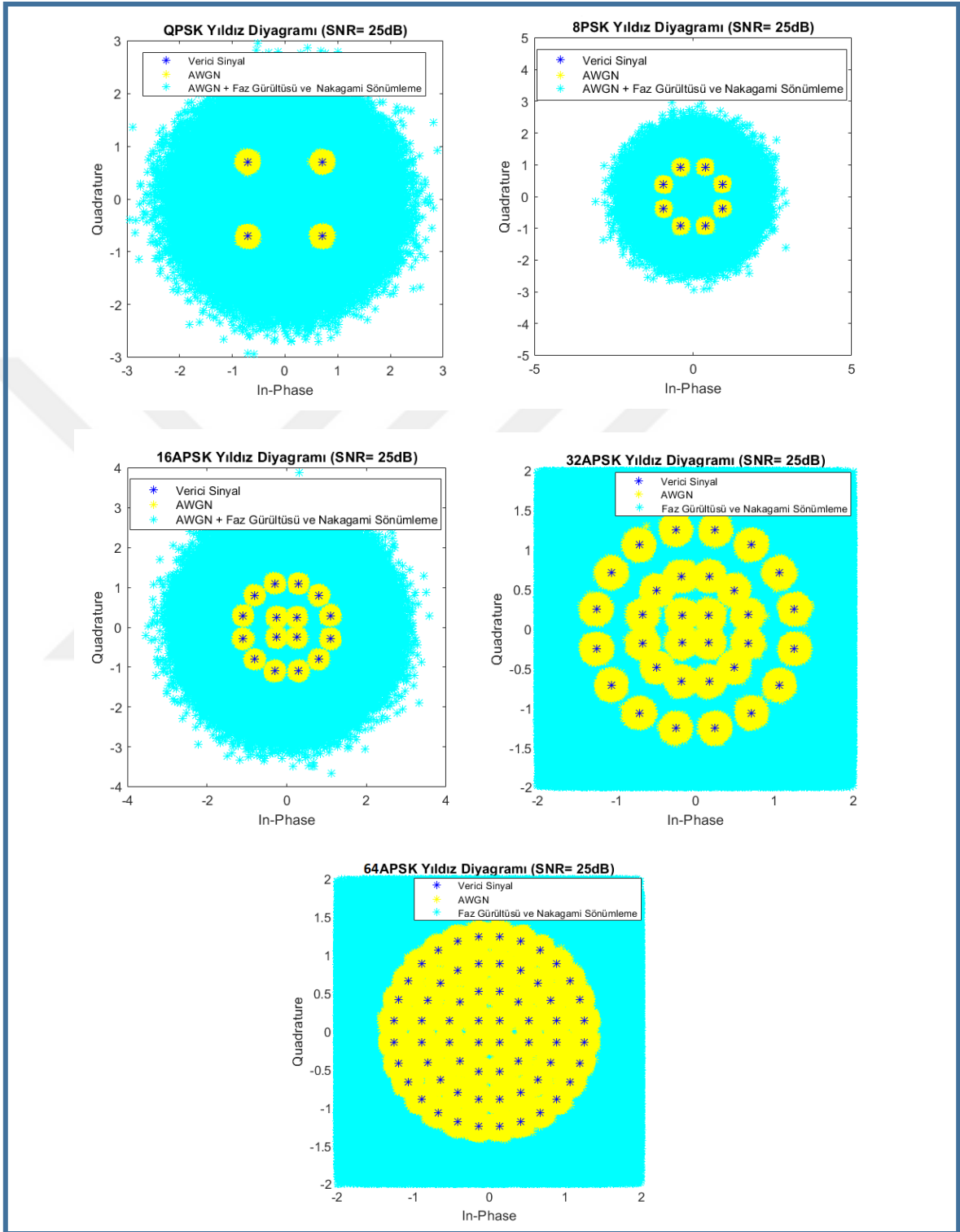


Şekil 5.7 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN ve 0.01, 0.05, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı

Şekil 5.7’de Şekil 5.5 için uygulanan senaryonun farklı varyans değerleri için gözlemi yapılmıştır. Varyans değeri arttıkça SGO kaybının arttığı görülmektedir. QPSK için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.01$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için AWGN eğrisine çok yakın olduğu,  $\sigma_e^2 = 0.05$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 1 dB SGO kaybı ve  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 3 dB SGO kaybı görülmüştür. 8PSK için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.01$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 1 dB SGO kaybı,  $\sigma_e^2 = 0.05$  radyan değerini aldığıında  $10^{-1}$  SHO için yaklaşık 4 dB SGO kaybı görülmüştür ve  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığıında yüksek SGO değerlerinde hata tabanı oluştuğu görülmüştür. 16APSK için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.01$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 2 dB SGO kaybı,  $\sigma_e^2 = 0.05$  radyan değerini aldığıında  $10^{-1}$  SHO için yaklaşık 4 dB SGO kaybı ve yüksek SGO değerlerinde hata tabanı oluştuğu görülmüştür ve  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığıında yüksek SGO değerlerinde hata tabanı oluştuğu görülmüştür. 32APSK için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.01$  radyan değerini aldığıında  $10^{-2}$  SHO için yaklaşık 4 dB SGO kaybı,  $\sigma_e^2 = 0.05$  ve  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığıında yüksek SGO değerlerinde hata tabanı oluştuğu görülmüştür. 64APSK için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.01$  radyan değerinde yüksek SGO değerleri için SHO azalma hızı yavaşlamış,  $\sigma_e^2 = 0.05$  ve  $\sigma_e^2 = 0.1$  radyan değerini aldığıında yüksek SGO değerlerinde hata tabanı oluştuğu görülmüştür. Varyans değeri arttıkça hata tabanı daha düşük SGO değerlerinde görülmeye başlamıştır.

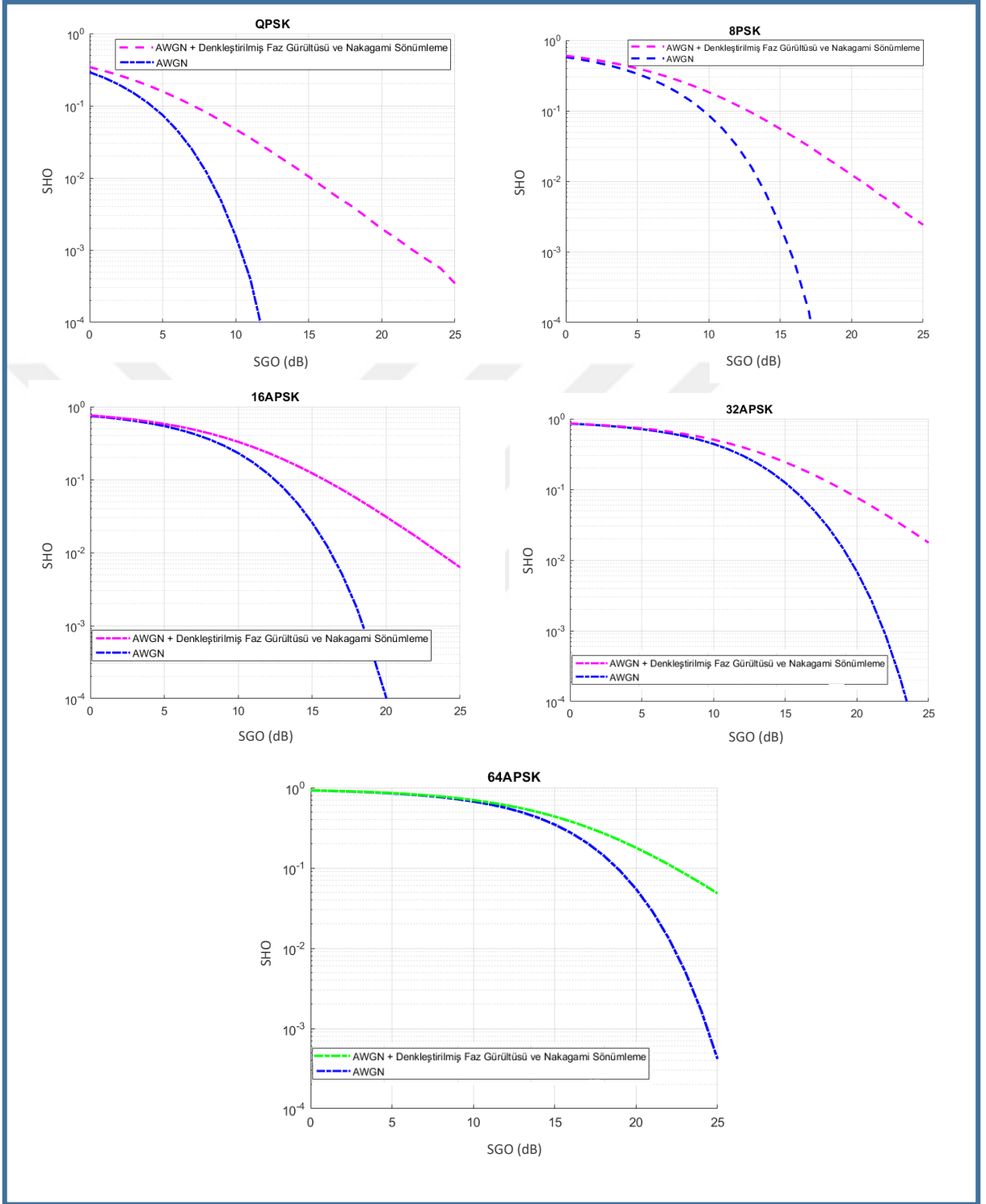


Şekil 5.8 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, faz gürültüsü ve Nakagami sönümlleme etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı

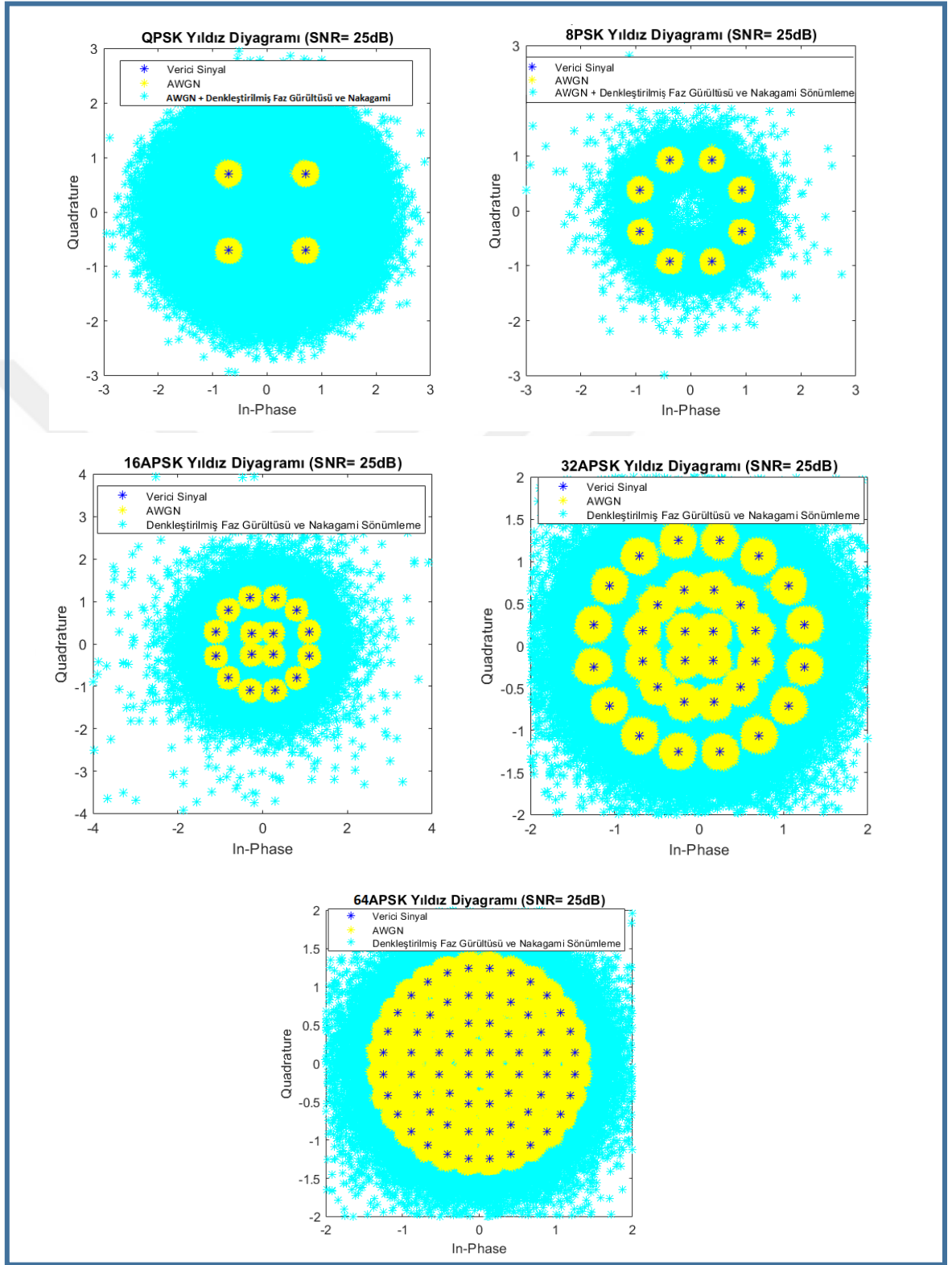


Şekil 5.9 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'ya bağlı yıldız diyagramları

Şekil 5.8, Şekil 5.1’de incelenen faz gürültüsü etkisine Nakagami sönümlemenin eklendiği senaryodur. Şekil 5.8’de AWGN ve faz gürültüsünün ve Nakagami sönümlemenin etkisi altında SGO’ya bağlı SHO performansları gösterilmektedir. Faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme varlığında SGO arttığında SHO başarımı değişmez. Bunun sebebi, faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisiyle gönderilen QPSK sembolünün fazının değişmesi ve faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme kestirilmediği için sembol hatasına neden olmasıdır. Ortaya çıkan sembol hataları ise AWGN’den bağımsız olarak ortaya çıktığı için SGO değişiminden etkilenmez. Şekil 5.9’da faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin sembole etkisi yıldız diyagramında da görülmektedir. Faz gürültüsü yalnızca  $[0, 2\pi)$  aralığında yayılım yaparken, Nakagami sönümleme karmaşık dağılıma sahip olduğu için hem faz hem de genlik yayılımı yapmıştır.



Şekil 5.10 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve Nakagami sönümlleme etkisi altında SGO'a bağlı SHO performansı

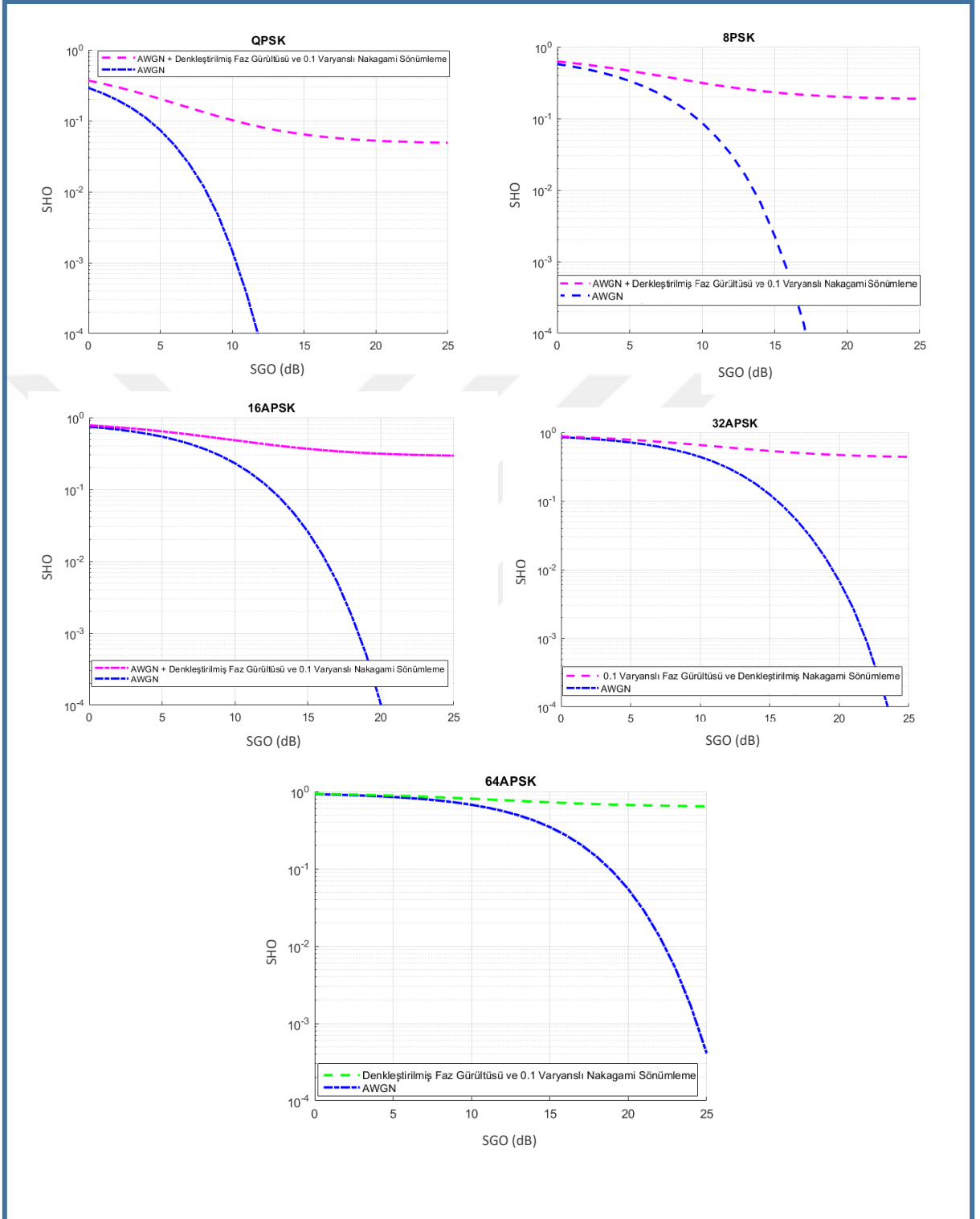


Şekil 5.11 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve Nakagami sönümlenme etkisi altında SGO'ya bağlı yıldız diyagram

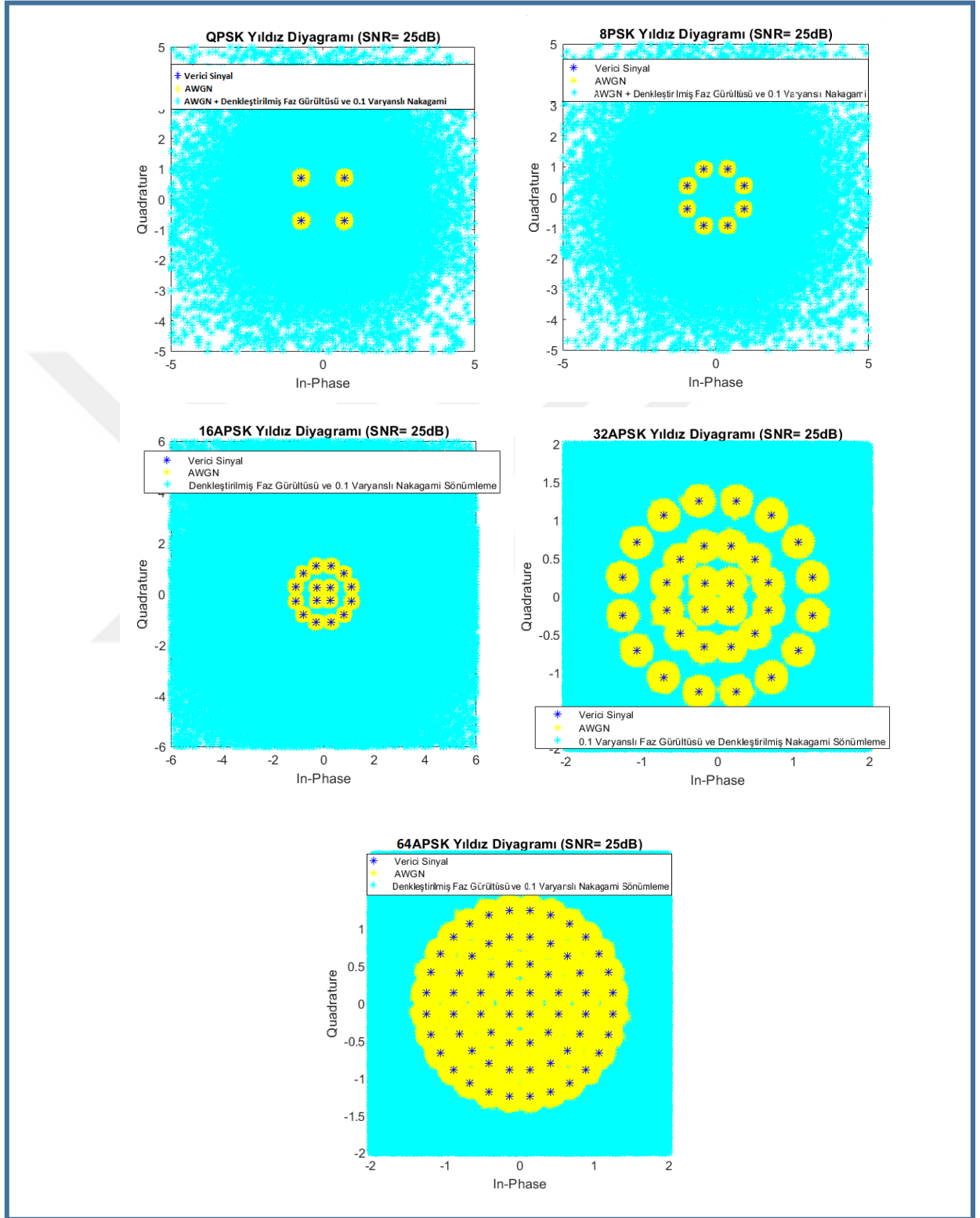


Şekil 5.10'un Şekil 5.8'den farkı faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin sisteme eklenmesiyle birlikte oluşan semboller arası karışımın etkisini denkleştirme yöntemi ile mümkün olduğunca azaltmaktır. Verici tarafında eklenen faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme alıcıda uygulanan denkleştirme esnasında aynen iletildiği yani sistemdeki gürültülerden hiç etkilenmediği varsayılmasına rağmen SGO kaybı görülmüştür. Bunun sebebi, Nakagami sönümlemenin sönümleme katsayısının 1 olarak alınmasıyla en kötü senaryonun düşünülmesidir. Sönümleme katsayısı arttıkça hata oranının AWGN kanal eğrisine yaklaştığı literatürde gösterilmiştir (Goldsmith 2015).

Şekil 5.11'de denkleştirilmiş faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme için yıldız diyagramları gösterilmiştir. Şekil 5.10 için de açıklanan durumdan dolayı denkleştirme işlemi yapılmasına karşın tahmin edilen sembollerde yayılma olduğu görülmüştür.



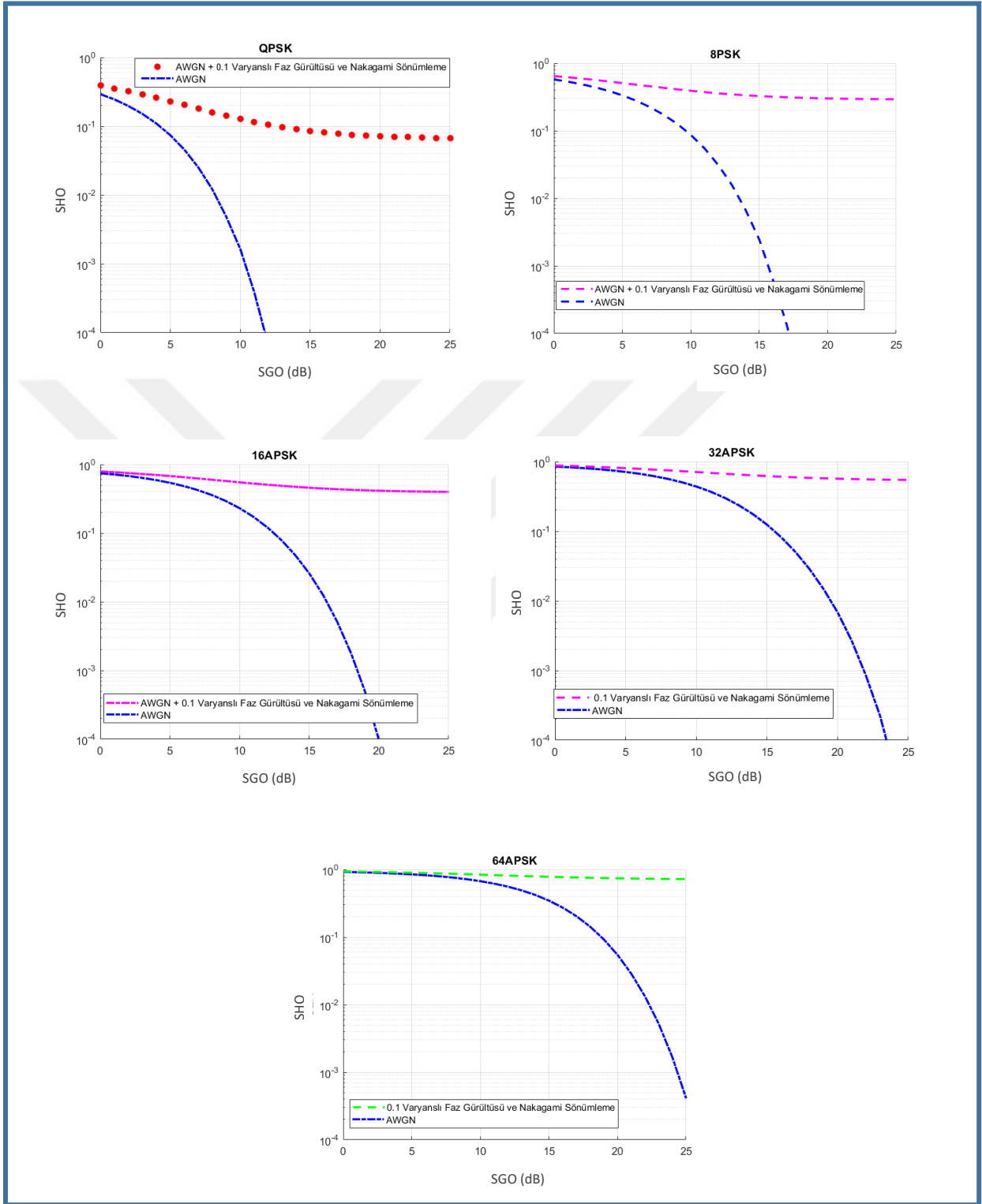
Şekil 5.12 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve 0.1 radyan varyanslı Nakagami sönümlenme etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı



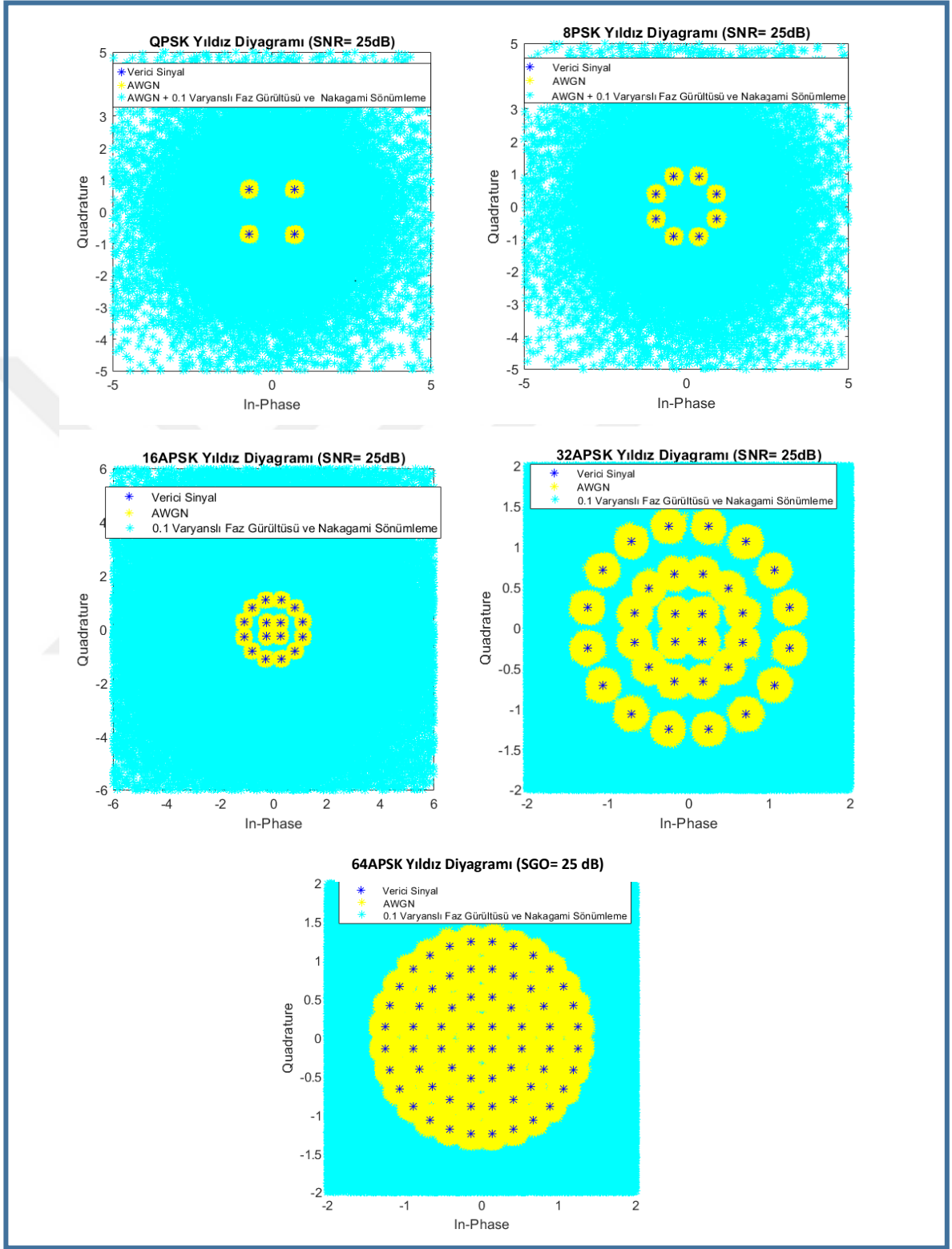
Şekil 5.13 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, denkleştirilmiş faz gürültüsü ve 0.1 radyan varyanslı Nakagami sönümlenme etkisi altında SGO'ya bağlı yıldız diyagramı

Şekil 5.13’de faz gürültüsünün mükemmel kestirildiği ancak Nakagami sönümlemenin mükemmel kestirilmediği durumda SHO performansı açısından kayıp olması beklenmektedir. Burada, Nakagami sönümleme kestirim hatasına bağlı olarak SHO performansındaki düşme miktarının bulunması amaçlanmaktadır. Eşitlik (11)’de verilen Nakagami sönümlemenin dağılımı sıfır-ortalı, karmaşık Gauss dağılıma sahiptir:  $\tilde{h}_k \sim CN(0, \sigma_e^2)$ . SGO değeri arttıkça sönümlemeli kanal kestirim hatası baskın hale gelerek hata tabanı (error floor) oluşturmaktadır. Şekil 5.11’e göre sembol tahminlerinde hata oranı arttığı için sembollerin yayılımında da artış görülmüştür.





Şekil 5.14 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performansı

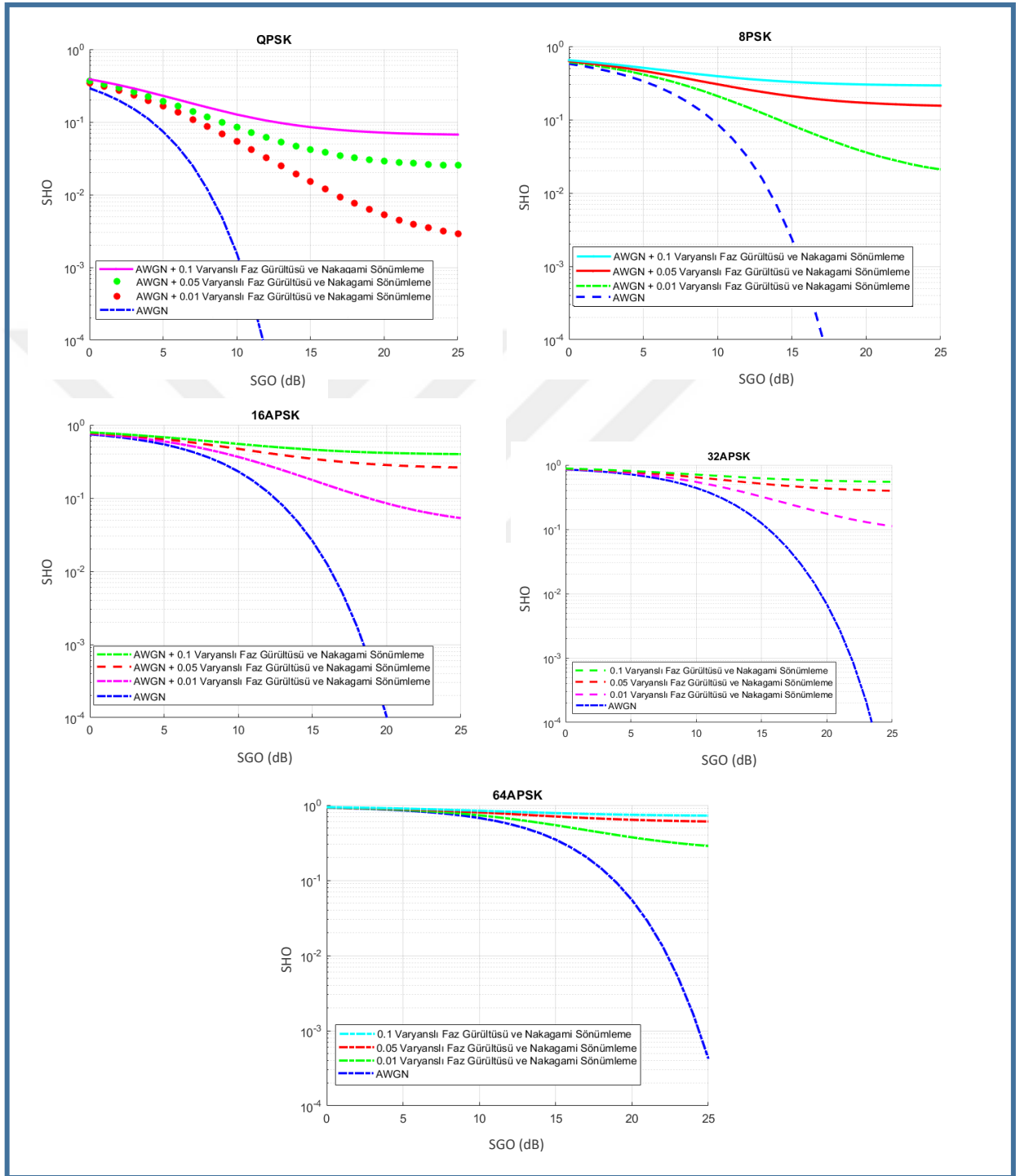


Şekil 5.15 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümlenme etkisi altında SGO'ya bağlı yıldız diyagramı

Şekil 5.14' de faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin mükemmel kestirilmediği durumda SHO performansı açısından kayıp olması beklenmektedir. Burada, faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme kestirim hatasına bağlı olarak SHO performansındaki düşmenin miktarının bulunması amaçlanmaktadır. Eşitlik (9)'da verilen faz gürültüsü dağılımı sıfır-ortalamalı, Gauss dağılıma sahiptir:  $\tilde{\theta}_k \sim N(0, \sigma_e^2)$  ve eşitlik (11)'da verilen Nakagami sönümlemenin dağılımı sıfır-ortalamalı, karmaşık Gauss dağılıma sahiptir:  $\tilde{h}_k \sim CN(0, \sigma_e^2)$ . Her ikisi için kestirim hatası  $\sigma_e^2 = 0.1$  değerinde SGO arttıkça faz gürültüsü ve sönümlemeli kanal kestirim hatası baskın hale gelerek hata tabanı (error floor) oluşturmaktadır.

Şekil 5.15'de yıldız diyagramlarında hatalı tahmin sembollerinin önceki yıldız diyagramlarına göre arttığı görülmüştür.

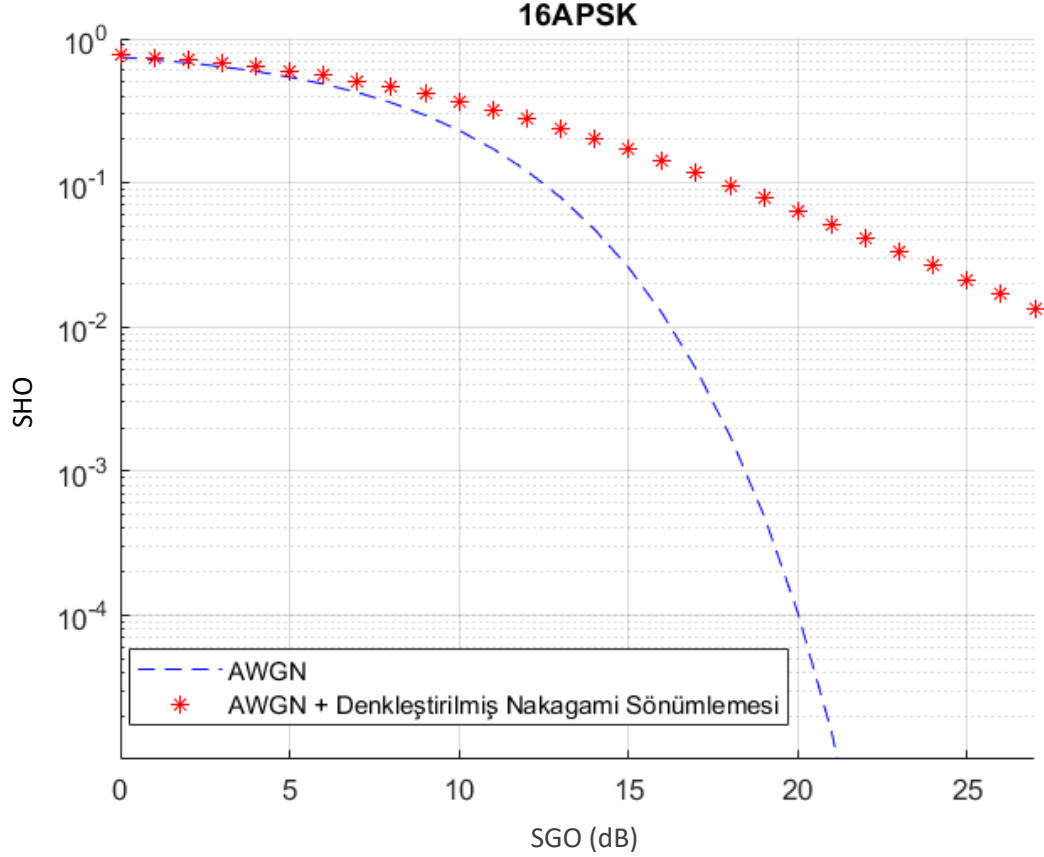
Şekil 5.16'da, Şekil 5.14'de belirtilen senaryonun farklı varyans değerleri için uygulaması gösterilmiş ve varyans değerlerine göre SHO eğrilerinde kıyaslama yapılmıştır.



Şekil 5.16 QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK ve 64APSK için AWGN, 0.01, 0.05, 0.1 radyan varyanslı faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme etkisi altında SGO'ya bağlı SHO performans

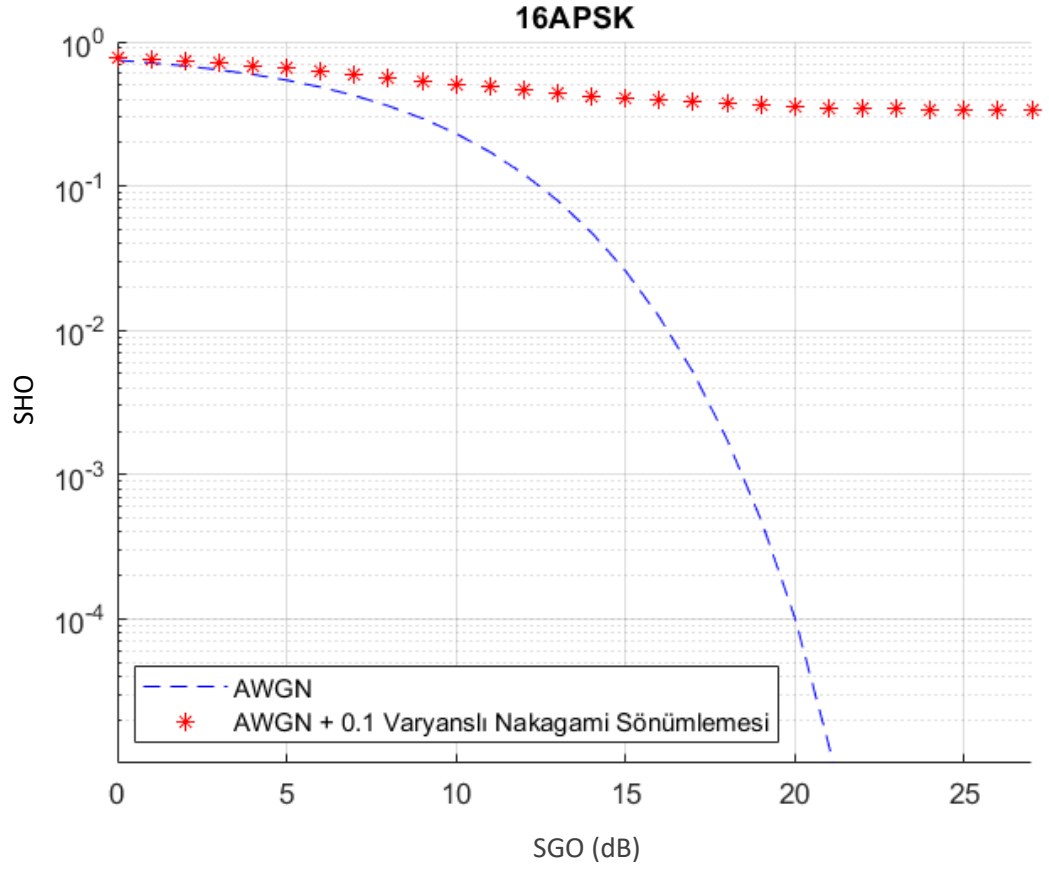


Şekil 5.16’da Şekil 5.15 için uygulanan senaryonun farklı varyans değerleri için gözlemi yapılmıştır. Varyans değeri arttıkça SGO kaybının arttığı görülmektedir. Tüm varyans değerleri için SGO değeri arttıkça hata tabanı oluştuğu görülmüştür. Kiplenim mertebesi arttıkça hata olasılığı da arttığı için daha düşük SGO değerlerinde hata tabanı oluşmaya başlamıştır.



Şekil 5.17 16APSK denkleştirilmiş Nakagami sönümleme SHO performansı

Şekil 5.17’de mükemmel denkleştirilmiş Nakagami sönümleme olmasına rağmen AWGN eğrisi ile eşleşmemektedir. Bunun sebebi, Nakagami sönümlemenin sönümleme katsayısı ne kadar küçük olursa eğri o kadar AWGN’den uzaklaşır. Bu Şekil için Nakagami sönümleme parametresi 1 olarak alınmıştır.



Şekil 5.18 16APSK 0.1 varyanslı Nakagami sönümlenme SHO performansı

Şekil 5.18’de 0.1 varyanslı Nakagami sönümlenmenin etkileri 16APSK için SHO eğrileri ile gösterilmiştir. Mükemmel olmayan kestirim ile hata oranlarının arttığı, kestirim hatasının baskın hale gelerek hata tabanının oluştuğu görülmüştür.

## 6. SONUÇ

DVB-S2 için kullanılan tüm kiplenimlerde sisteme faz gürültüsü eklenince faz gürültüsünün sinyal gücünü bastırmasından kaynaklanan SHO-SGO eğrisinde hata tabanı oluştuğu ve kiplenim mertebeleri arttıkça daha yüksek sembol hata oranlarında (SHO) hata tabanlarının başladığı görülmüştür.

Alıcı ve vericinin eşzaman kabul edildiği mükemmel denkleştirme ile faz gürültülü kanallarda SHO-SGO eğrileri ve yıldız diyagramlarının AWGN kanal çıkışı ile büyük oranda eşleştiği gözlemlenmiştir.

Tüm kiplenimler için 0.1 varyanslı denkleştirilmiş faz gürültülü sistemin yüksek SGO değerlerinde, faz gürültüsünün sinyal gücünü bastırmasından kaynaklanan hata tabanı görülmüştür.

Sistemde faz gürültüsü olduğu durumda farklı varyans değerleri için yapılan denkleştirmede varyans değeri veya kiplenimin mertebesi arttıkça sembol hata oranının arttığı gözlemlenmiştir.

Faz gürültülü sisteme Nakagami sönümlemenin eklendiği senaryoda gürültü gücünün sinyal gücünü bastırmasından kaynaklanan SHO-SGO eğrisi düz bir çizgi oluşturmuştur. Benzer durum sadece faz gürültülü sistemde de görülmüştür. Bu sistemin yalnızca faz gürültülü sistemden farkı, Nakagami sönümlemenin karmaşık dağılıma sahip olduğu için yıldız diyagramında hem x hem de y ekseninde dağılırarak tüm sembolleri kapsayan gürültü oluşturmasıdır.

Haberleşme kanalındaki faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin etkisini bertaraf etmek için alıcı ve vericinin eşzaman kabul edildiği mükemmel denkleştirme yapılır. Bu senaryoda SHO  $10^{-2}$  değerinde incelendiğinde, mükemmel denkleştirme yapılmasına karşın AWGN kanal ile sistem örtüşmemekte ayrıca tüm kiplenim modelleri için yaklaşık 7 dB'lik SGO kaybı görülmektedir. Bunun sebebi Nakagami sönümlemenin sönümleme katsayısının 1 olarak alınmasıdır.

Başka bir senaryoda faz gürültüsü için alıcı ve vericinin eşzaman olduğu kabul edilmiş ancak alıcıda Nakagami sönümleme 0.1 varyans ile tahmin edilmiştir. Tüm kiplenimlerde gürültünün artmasından kaynaklı hata tabanı oluşmaya başlamıştır. Kiplenim derecesi arttıkça hata tabanı daha düşük SGO'larda görülmeye başlamıştır.

Alıcıda hem Nakagami hem de faz gürültüsü 0.1 varyans ile alıcıda tahmin edildiğinde gürültü değeri diğer senaryolara göre daha fazla arttığı için düşük SGO değerlerinde dahi hata tabanı oluşmaya başladığı görülmüştür.

Hem faz gürültülü hem de Nakagami sönümlenmeli sistemde değişik varyans değerleri ile tahmin edilen denkleştirmeler için SHO-SGO eğrileri incelendiği zaman SHO kayıpları görülmüştür. Varyans değerleri veya kiplenim dereceleri arttıkça SHO kayıpları da artmaktadır ve hatta yüksek SHO bölgelerinde hata tabanları oluşmaya başlamıştır. Kiplenim mertebesi arttıkça daha düşük SHO değerlerinde hata tabanları oluştuğu gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak sisteme eklenen faz gürültüsü SHO kaybına neden olmaktadır. Nakagami sönümleme eklenince sistemde gürültü yoğunluğu arttığı için SHO kaybı da artmaktadır. Alıcıda uygulanan varyans değerlerine göre SHO kaybının arttığı hatta gürültü gücü baskın olduğu durumlarda hata tabanı oluştuğu söylenebilir. Kiplenim mertebesi artması ile birlikte varyans değerlerinin artmasına benzer sonuçla SHO kaybında artış görülür. Kiplenim mertebeleri arttıkça daha düşük SHO'larda hata tabanı oluşmaya başlar. Başka bir ifadeyle kiplenim mertebesi arttıkça yıldız diyagramında konumlanan sembollerin birbirine yaklaşmasından kaynaklanan hassasiyet nedeniyle sembol hata oranı artmaktadır. Bu çalışma ile yüksek kiplenimler hız ve güç açısından kolaylık sağlarken gürültüye karşı daha savunmasız olduğu SHO eğrileri ve yıldız diyagramları ile gösterilmiştir. Haberleşme esnasında kullanılacak güç, mesafe ve hız doğrultusunda uyarlanabilir kodlama ve kiplenim sistemine göre DVB-S2 standartlarından en uygun kiplenim optimize edilerek kullanılmalıdır. DVB-S2 standartlarındaki tüm kiplenimler için faz gürültüsü ve Nakagami sönümlemenin etkileri incelenmiştir. Bu sonuçlar ile tasarımda hata marjları düşürülebilir yani maliyet azaltılabilir.

Tez çalışmasını geliştirmek için denkleştirme esnasında belirli olasılık dağılımlarına göre tahmin edilen faz gürültüsü ve Nakagami sönümleme değerleri analitik veya nümerik hesaplamalar ile geliştirilebilir. Aynı zamanda gürültülerin etkilerini bertaraf etmek için çeşitli yöntemler kullanılarak marj değerleri olabildiğince azaltılabilir.



## KAYNAKLAR

- Anonim. Web Sitesi: <https://terasense.com/terahertz-technology/radio-frequency-bands/>.  
Erişim Tarihi: 28.01.2021
- Anonim. 2005. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-S2 Adaptive Coding and Modulation for Broadband Hybrid Satellite Dialup Applications.
- Anonim. 2012. FLEXIBLE ADVANCED CODING AND MODULATION SCHEME FOR HIGH RATE TELEMETRY APPLICATIONS. RECOMMENDED STANDARD CCSDS 131.2-B-1. Washington, DC, USA.
- Anonim. 2013. UYDU HABERLEŞMESİ. ELEKTRİK-ELEKTRONİK TEKNOLOJİSİ. T.C. MİLLÎ EĞİTİM BAKANLIĞI.
- Anonim. 2019. Phase Noise Measurement Guide for Oscillators. SiTime Corporation.
- Atila, O. 2016. Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinde Kanal Kestirimi ve Performans Analizi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi.
- Aydoğan, Y. 2017. Yüksek Hızlı Alçak İrtifa Uydu Haberleşmesi için Uyarlamalı Modülasyon ve Kodlama Yöntemlerinin Gerçeklemesi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Üniversitesi.
- Bachir, A.B.A., Zhou M., Ahmed M. 2019. Modeling and Design of a DVB-S2X System.
- Baran, O., KASAL M. 2008. Oscillator Phase Noise Models. IEEE.
- Boiroju, N., Rao, K. 2015. Simple Approximations to Gaussian Q-Function. In: ResearchGate.
- Cerda, R., Crystal, C. 2006. Sources of Phase Noise and Jitter in Oscillators. Web Sitesi: <http://www.mpdigest.com/feature/>. Erişim Tarihi: 22.01.2021.
- Colavolpe, G. 2013. Communications over phase noise channels: a tutorial review. INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS AND NETWORKING.
- C.M. Lo and W.H. Lam. 2000. Error probability of binary phase shift keying in Nakagami-m fading channel with phase noise. IEE.
- Cogen, F., Aydın, E. 2020. Nakagami-m Sönümlenmeli Kanallarda HQAM Tabanlı Uzaysal Modülasyonun Performans Analizi Performance Analysis of HQAM Based Spatial Modulation over Nakagami-m Fading Channels. In: IEEE.

- Çiflikli, C., ILGIN, F., KARAKOÇ, T. 2017. Bilişsel Radyo Sistemleri için Kör Spektrum Algılama Yöntemlerinin Farklı Haberleşme Kanallarındaki Performans Analizi. GAZİOSMANPAŞA BİLİMSEL ARAŞTIRMA DERGİSİ (GBAD) Gaziosmanpasa Journal of Scientific Research.
- Dalal,S.,Berwal,P.2014. A BER Performance Analysis of Shift Keying Technique with MMSE/MLSE estimation in fading domain.In: International Journal of Innovative Research in Advanced Engineering (IJIRAE).
- Demir, A., Roychowdhury, J., Mehrotra, A.1998. Phase Noise in Oscillators: A Unifying Theory and Numerical Methods for Characterisation.In: 35th Design Automation Conference.
- Demir, A. 2000. Phase Noise in Oscillators: A Unifying Theory and Numerical Methods for Characterization. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS.
- Demir, A. 2002. Phase Noise and Timing Jitter in Oscillators With Colored-Noise Sources. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS.
- Ebadinezhad,S.,Hasan,S.2019. BER Evaluation in LTE SC-FDMA under Multipath Channels.In: International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE).
- Gardikis, G., Zotos, N., Kourtis, A. 2009. Satellite Media Broadcasting with Adaptive Coding and Modulation. Hindawi Publishing Corporation International Journal of Digital Multimedia Broadcasting.
- Ghozlan, H., Kramer,G. 2013. On Wiener Phase Noise Channels at High Signal-to-Noise Ratio. Web Sitesi: //arxiv.org/abs/1301.6923v1 Erişim Tarihi: 22.01.2021.
- Ghozlan, H., Kramer,G. 2017. Models and Information Rates for Wiener Phase Noise Channels. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY.
- Goldsmith, A. 2005. Wireless Communication. Cambridge University Yayını, Cambridge.
- Gupta, M.,Nema, R.,Gour, P.2011. Bit Error Rate Performance in OFDM System Using MMSE & MLSE Equalizer Over Rayleigh Fading Channel Through The BPSK, QPSK,4 QAM & 16 QAM Modulation Technique. In: Department of Electronics & Communication NRI Institute of Information Science & Technology Bhopal.
- Tse, D. 2004. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Yayını, Cambridge.

- Hajimiri, A. and Lee, T.H.1998. A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators. In:IEEE Journal of Solid-State Circuits.
- Hariq, H. 2013. Kablosuz Optik Haberleşme için Uyarlanabilir Modülasyon ve Kodlama. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Üniversitesi.
- Hieder, A. 2018. Improvement of Fading Channel Modeling Performance for Wireless Channel. International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE).
- Kapucu, N. 2012. İşbirlikli Haberleşme Sistemlerinin Farklı Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri için Yeni Matematiksel İfadelerin Türetilmesi. Yüksek Lisans Tezi. Erciyes Üniversitesi.
- Kester, W. 2009. Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter. Analog Devices.
- Khanzadi, R. 2013. Modeling and Estimation of Phase Noise in Oscillators with Colored Noise Sources. Chalmers University of Technology. Goteborg, Sweden.
- Khanzadi, R. 2014. Calculation of the Performance of Communication Systems From Measured Oscillator Phase Noise. In: IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS.
- Khanzadi, R. 2015. Phase Noise in Communication Systems Modeling, Compensation, and Performance Analysis. Chalmers University of Technology Göteborg, November.
- Krishnan, R., Khanzadi, R., Eriksson, T., Svensson, T. 2013. Soft Metrics and Their Performance Analysis for Optimal Data Detection in the Presence of Strong Oscillator Phase Noise. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS.
- Krishnan, R., Mehrpouyan, H., Eriksson, T., Svensson T. 2011. Optimal and Approximate Methods for Detection of Uncoded Data with Carrier Phase Noise. IEEE.
- Leeson, D.1966. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum.In: Proceeding of the IEEE.
- Leeson, D. 2016. Oscillator Phase Noise: A 50- Year Review. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.
- Liu, Z., Xie, Q., Peng, K., Yang, Z. 2011. APSK Constellation with Gray Mapping. IEEE Communication Letters.
- Mahender, K., Kumar, T.A., Ramesh, K.S. 2017. SER and BER Performance Analysis of Digital Modulation Scheme over Multipath Fading Channel. in Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems. Volume 10. Number 22.



- Maini, A., Agrawal, V. 2011. Satellite Technology Principles and Applications.
- Mehmood, A., Mohammed, A. 2010. Characterisation and Channel Modelling for Satellite Communication Systems. Anonim. 2017. Low-Earth Orbit satellites: Spectrum access.
- Munier, F., Alpman, E., Eriksson, T., Svensson, A., Zirath, H. 2003. Estimation of Phase Noise for QPSK Modulation over AWGN Channels. Web Sitesi: <http://www.s2.chalmers.se>. Erişim Tarihi: 22.01.2021. Chalmers University of Technology, S-41296 Gothenburg, Sweden.
- Noga, M.K. 2010. Overview of Fading Channel Modeling. INTL JOURNAL OF ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.
- Oktal , H., YAMAN, K. 2019. Uyduya Dayalı Konum Belirleme. Sözkese Matacılık. Nisan Kitabevi.
- Pollet,T.,Blander,M.V.,Moeloenoy,M.1995.BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise.In:IEEE Transoction Communications.
- Razavi, B.1996.A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators.In:IEEE Journal of Solid-State Circuits.
- Sahar,E.,Hasan,S.2019. BER Evaluation in LTE SC-FDMA under Multipath Channels. In: International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE).
- Sitti, Y. 2011. Alıcı Çeşitlemeli İşbirlikli Sistemlerin Sönümlenmeli ve Gölgelemeli Kanallardaki Hata Performans Analizi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi.
- Shi, D., Wu, N., Wang, H., Kuang, J. 2014. Simplified error performance analysis of APSK signals. IEICE Communications Express, Vol. 3, No.5, 163-167. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing, China.
- Shinde, S. 2014. Review of Oscillator Phase Noise Models. Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists. Hong Kong.
- Weerackody, V. 2013. Adaptive Coding and Modulation for Satellite Communication Links in the Presence of Channel Estimation Errors. In: The Johns Hopkins University.

## EK 1 TÜRKÇE-İNGİLİZCE SÖZLÜK

|   |  |
|---|--|
| Uyarlanabilir kodlama ve kiplenim                             | : Adaptive Coding and Modulation   |
| Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü                               | : Additive White Gaussian Noise  |
| Genlik ve faz kaydırmalı kiplenim                             | : Amplitude and Phase Shift Keying                                       |
| Uzay veri sistemleri danışma komitesi                         | : Consultative Committee for Space Data Systems                          |
| Sayısal video yayını  | : Digital Video Broadcasting   |
| Sayısal video yayını-kablo                                    | : Digital Video Broadcasting- Cable                                      |
| Sayısal video yayını- uydu                                    | : Digital Video Broadcasting- Satellite                                  |
| Sayısal video yayını- uydu- ikinci nesil                      | : Digital Video Broadcasting- Satellite- Second Generation               |
| Sayısal video yayını- karasal                                 | : Digital Video Broadcasting- Terrestrial                                |
| Denkleştirme  | : Equalization   |
| Hata tabanı   | : Error Floor  |
| Sönümlmeli kanal  | : Fading Channel   |
| Hızlı sönümleme   | : Fast Fading  |
| Düz sönümleme   | : Flat Fading  |
| Gecikme yayılımı  | : Delay Spread   |
| Küresel konumlama sistemi                                     | : Global Position Systems  |
| Semboller arası karışım                                       | : Intersymbol Interference   |
| Darbe duyarlılığı işlevi                                      | : Impulse Sentivity Function   |
| Doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler                      | : Linear and Time Invariant System                                       |
| Görüş hattı olan radyo yayılımı                               | : Line-of-Sight  |
| Maksimum olabilirlik  | : Maximum Likelihood   |
| Görüş hattında olmayan radyo yayılımı                         | : Non-Line-of-Sight  |
| Faz kilitlemeli çevrim  | : Phase Locked Loop  |
| Faz gürültüsü   | : Phase Noise  |
| Faz kaydırmalı kiplenim                                       | : Phase Shift Keying   |
| Güç spektral yoğunluk   | : Power Spectral Density   |
| Dörtlü faz kaydırmalı kiplenim                                | : Quadrature Phase Shift Keying  |
| Uluslararası haberleşme birliği radyo haberleşmesi alt birimi | : Radiocommunication Sector of the International Telecommunication Union |
| Rastgele yürüyüş  | : Random Walk  |
| Karekök ortalama  | : Root Mean Square   |
| Sinyal gürültü oranı  | : Signal Noise Ratio   |
| Sembol hata oranı   | : Symbol Error Rate  |
| Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü                 | : The Institute of Electrical and Electronics Engineers                  |
| Tek düze  | : Uniform  |
| Gerilim kontrollü osilatör                                    | : Voltage Controlled Oscillator  |