



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**I/Q DENGESİZLİĞİNİN UYARLANABİLİR
AKILLI YÜZEY – DESTEKLİ UZAYSAL
MODÜLASYON SİSTEMLERİ ÜZERİNDEKİ
ETKİLERİ**

Elif Öykü ALTUNDAĞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Ocak-2024
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Elif Öykü Altundağ tarafından hazırlanan “I/Q Dengesizliğinin Uyarlanabilir Akıllı Yüzey – Destekli Uzaysal Modülasyon Sistemleri Üzerindeki Etkileri” adlı tez çalışması 30/01/2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan

Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

Danışman

Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY

İmza

.....

.....

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Mevlüt UYAN
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

İmza

Elif Öykü ALTUNDAĞ

Tarih: 30/01/2024

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

I/Q DENGESİZLİĞİNİN UYARLANABİLİR AKILLI YÜZEY – DESTEKLİ UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Elif Öykü ALTUNDAĞ

Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

2024, 44 Sayfa

Jüri

Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN
Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN
Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY

Kablosuz haberleşme teknolojisine talep günden güne artmakta ve bu durum haberleşme sinyallerinin iletim ve kanal kapasitesini iyileştirme zorunluluğunu beraberinde getirmektedir. Söz konusu iyileştirme araştırmalarında çözüm önerisi olarak sunulan çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) haberleşme modellerinde ise kanallar arası girişim gibi problemler sebebiyle veri iletiminde kısıtlama olduğu görülmüştür. Bu veri kısıtlamasına çözüm olarak sunulan yeni nesil uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) ve türevi haberleşme modelleri ile spektrum ve enerji verimliliği artırılmaya çalışılmakta ancak bu modellerin uygulanması esnasında oluşan donanımsal hatalar nedeniyle sistem performansı olumsuz etkilenmektedir. Sinyal performansını ciddi şekilde düşüren donanımsal hatalardan eş-faz (in-phase, I)/dik-faz (quadrature-phase, Q) (I/Q) dengesizliği de sistem kalitesini azaltmaktadır. Son zamanlarda kablosuz haberleşme alanında oldukça popüler bir fikir haline gelen uyarlanabilir akıllı yüzey (reconfigurable intelligent surface, RIS) teknolojisinin yakın zamanda yeni nesil haberleşme sistemlerinde yaygınlaşacağı düşünülmektedir. Geleceğin haberleşme sistemlerine RIS'lerin entegrasyonu esnasında I/Q dengesizliği etkilerinin göz ardı edilmemesi ve RIS-destekli sistemlerde I/Q dengesizliğinden kaynaklanan bozucu etkilerin ortadan kaldırılması gerekmektedir.

Tüm bu durumlar göz önünde bulundurularak bu tez çalışmasında; çeşitli senaryolar üzerinde donanımsal uyumsuzluklardan kaynaklanan I/Q dengesizliğinin RIS-destekli SM ve uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK) haberleşme modelleri üzerindeki etkileri incelenmiştir. Ele alınan senaryolar; sezim algoritmalarının I/Q dengesizliği parametrelerine göre belirlenmesi ve RIS teknolojisinin yansıma fazlarını tahmin etme durumlarına göre çok yönlü ele alınarak simülasyon üzerinde oluşturulmuştur. Elde edilen sonuçlar SM/SSK tekniği kullanılan haberleşme modellerinin tasarımında I/Q dengesizliğinin olumsuz etkilerinin dikkate alınması gerektiğini göstermiştir. RIS kullanımının SM/SSK haberleşme modellerinde I/Q dengesizliği etkisini azalttığı görülse de sistemin hata performansının iyileştirilmesine ihtiyaç duyulduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: En yüksek olabilirlik sezimi, I/Q dengesizliği, uyarlanabilir akıllı yüzey, uzay kaydırmalı anahtarlama, uzaysal modülasyon

ABSTRACT

MS THESIS

THE EFFECTS OF I/Q IMBALANCE ON RECONFIGURABLE INTELLIGENT SURFACE-ASSISTED SPATIAL MODULATION SYSTEMS

Elif Öykü ALTUNDAĞ

Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical and Electronics Engineering

Advisor: Assoc.Prof.Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

2024, 44 Pages

Jury

Assoc.Prof.Dr. Ayşe Elif CANBİLEN
Assoc.Prof.Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN
Asst.Prof.Dr Hakkı SOY

The demand of wireless communication technology is increasing day by day, and this needs improving the transmission and channel capacity of communication signals. As a solution for this problem multiple-input multiple-output (MIMO) communication models offered in the improvement research. Nevertheless it has been observed that there are restrictions in data transmission because of the problems such as inter-channel interference in MIMO communication models. Improvement of spectrum and energy efficiency is tried to ensure with new generation spatial modulation (SM) and similar communication models, which are offered as a solution to this data limitation, but system performance is negatively affected from hardware errors that occur during the application of these models. In-phase (I)/quadrature-phase (Q) (I/Q) imbalance, which is a hardware error that seriously reduces performance, also reduces system quality. Reconfigurable intelligent surface (RIS) technology, which has recently become a very popular idea in the field of wireless communication, is thought that will become widespread in new generation communication systems. During the integration of RISs into future communication systems, the effects of I/Q imbalance should not be ignored and the disruptive effects caused by I/Q imbalance in RIS-assisted systems should be eliminated.

Considering all these situations, in this study; the effects of I/Q imbalance caused by hardware impairments are examined on RIS-assisted SM and SSK communication models in various scenarios. These scenarios has been created on the simulation by considering the miscellaneous situations such as determining the detection algorithms according to the I/Q imbalance parameters and estimating the reflection phases of RIS technology. The results show that the negative effects of I/Q imbalance should be considered in the design of communication models that use the SM/SSK technique. It has been observed that the use of RIS reduces the I/Q imbalance effect in SM/SSK communication models, but error performance still needs to be improved.

Keywords: I/Q imbalance, maximum likelihood detection, reconfigurable intelligent surface, spatial modulation, space shift keying

ÖNSÖZ

Çalışmamız boyunca bilgi ve tecrübeleriyle ve büyük bir sabırla yol gösteren değerli danışmanım Konya Teknik Üniversitesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN'e; hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen annem Nedret ALTUNDAĞ ve babam Erol Uğur ALTUNDAĞ'a teşekkürü borç bilirim.

Elif Öykü ALTUNDAĞ
KONYA-2024



İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	ix
1 GİRİŞ	2
2 KAYNAK ARAŞTIRMASI	4
3 MATERYAL VE YÖNTEM.....	7
3.1 Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (MIMO) Sistemler	7
3.2 Uzaysal Modülasyon (SM) Teknikleri	8
3.2.1 Uzay kaydırmalı anahtarlama modülasyonu (SSK).....	10
3.2.2 Uzaysal modülasyon (SM).....	12
3.3 Eş-Faz/Dik Faz (I/Q) Dengesizliği	14
3.4 Uyarlanabilir Akıllı Yüzey (RIS) Teknolojisi.....	19
3.4.1 RIS Destekli SM/SSK Yapısı	21
3.5 En Yüksek Olabilirlik (ML) Sezimi Algoritması.....	23
3.6 Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli	24
4 ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	25
4.1 I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SSK Sistemi.....	25
4.1.1 Optimal Olmayan MLD	26
4.1.1.1 Yansıma faz açılarının bilinmediği (Blind) RIS.....	26
4.1.1.2 Yansıma faz açılarının bilindiği (Intelligent) RIS	27
4.1.2 Optimal MLD	28
4.1.2.1 Blind RIS	28
4.1.2.2 Intelligent RIS	30
4.1.3 ABER.....	31
4.1.4 RIS-Destekli SSK Sisteminin I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki Performans Analizi	32
4.2 I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM Sistemi	35
4.2.1 Verici I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM.....	36
4.2.2 Alıcı I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM.....	38
4.2.3 ABER.....	39
4.2.4 RIS-Destekli SM Sisteminin I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki Performans Analizi	39
5 SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	42
5.1.1 Sonuçlar	42
5.1.2 Öneriler	42

KAYNAKLAR	43
-----------------	----



SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

- $a_I(t)$: Vericide ideal lokal osilatör sinyalinin gerçel kısmı
 $a_Q(t)$: Vericide ideal lokal osilatör sinyalinin sanal kısmı
 $a_I^{IQ}(t)$: Vericide I/Q dengesizliği olan osilatör sinyalinin gerçel kısmı
 $a_Q^{IQ}(t)$: Vericide I/Q dengesizliği olan osilatör sinyalinin sanal kısmı
 $b_I(t)$: Alıcıda ideal lokal osilatör sinyalinin gerçel kısmı
 $b_Q(t)$: Alıcıda ideal lokal osilatör sinyalinin sanal kısmı
 $b_I^{IQ}(t)$: Alıcıda I/Q dengesizliği olan osilatör sinyalinin gerçel kısmı
 $b_Q^{IQ}(t)$: Alıcıda I/Q dengesizliği olan osilatör sinyalinin sanal kısmı
 E : Ortalama sinyal enerjisi
 G_1, G_2 : Verici tarafındaki I/Q dengesizliği katsayıları
 g_i : RIS ile alıcı arasında tanımlanan sönümlemeli kanal katsayısı
 g_R : Alıcıda görülen I/Q dengesizliği genlik katsayısı
 g_t : Vericide görülen I/Q dengesizliği genlik katsayısı
 H : Sönümlemeli kanal katsayıları matrisi
 $h_{i,t}$: Her bir verici anten ile RIS yüzey arasında tanımlanan sönümlemeli kanal katsayısı
 κ_1, κ_2 : Alıcı tarafındaki I/Q dengesizliği katsayıları
 N : RIS'te bulunan yansıtıcı eleman sayısı
 N_r : Alıcı anten sayısı
 n_r : Alıcı yapının r. antenine ulaşan gürültü
 N_t : Verici anten sayısı
 $x_t(t)$: Verici yapının t. anteninden iletilen sinyal
 $x_{RF_t}(t)$: RF zincir yapısında verici antenden iletilen ideal sinyal
 $x_{RF_t}^{IQ}(t)$: RF zincir yapısında verici antenden iletilen I/Q dengesizliği etkisindeki sinyal
 y_B : Blind RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyal
 y_B^I : Blind RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyalin gerçel kısmı
 y_B^Q : Blind RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyalin sanal kısmı
 y_I : Intelligent RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyal
 y_I^I : Intelligent RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyalin gerçel kısmı
 y_I^Q : Intelligent RIS yapısında alıcıya ulaşan sinyalin sanal kısmı
 y_L : I/Q dengesizliği etkisiyle alıcıya ulaşan sinyal
 y_r : İdeal durumda alıcıya ulaşan sinyal
 y_r^I : İdeal durumda alıcıya ulaşan sinyalin gerçel kısmı
 $\hat{y}_r^I$: I/Q dengesizliğinin etkisinde alıcıda sezimlenen sinyalin gerçel kısmı
 y_r^Q : İdeal durumda alıcıya ulaşan sinyalin sanal kısmı
 $\hat{y}_r^Q$: I/Q dengesizliğinin etkisinde alıcıda sezimlenen sinyalin sanal kısmı
 $y_{RF_r}(t)$: RF zincir yapısında alıcı antene ulaşan sinyal
 $\hat{y}_{RF_r}(t)$: RF zincir yapısında alıcıda sezimlenen sinyal

- $y_{RF_r}^{IQ}(t)$: RF zincir yapısında alıcı antene ulaşan I/Q dengesizliği etkisindeki sinyal
 y_t : Sönümlemeli kanal ortamının etkisine uğrayan sinyal
 σ_n^2 : Gürültü bileşeninin varyans değeri
 ϕ_R : Alıcıda görülen I/Q dengesizliği faz katsayısı
 ϕ_t : Vericide görülen I/Q dengesizliği faz katsayısı
 ρ : Gürültünün gerçel ve sanal kısımlarının korelasyon katsayısı

Kısaltmalar

- ABER : Ortalama Bit Hata Oranı (Average Bit Error Rate)
 ADC : Analog-Sayısal Dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
 APEP : Ortalama Çiftsel Hata Olasılığı (Average Pairwise Error Probability)
 BER : Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
 BPF : Bant Geçirgen Filtre (Bandpass Filter)
 DAC : Sayısal- Analog Dönüştürücü (Digital-to-Analog Converter)
 I/Q : Eş Faz/Dik Faz (In-phase/Quadrature Phase)
 IAS : Antenler Arası Senkronizasyon (Inter-Antenna Synchronization)
 ICI : Kanallar Arası Girişim (Inter-Channel Interference)
 LNA : Düşük Gürültü Yükselteci (Low Noise Amplifier)
 LOS : Direkt Görüş Hattı (Line of Sight)
 LPF : Alçak Geçirgen Filtre (Low Pass Filter)
 MIMO : Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output)
 ML : En Yüksek Olabilirlik (Maximum Likelihood)
 MLD : En Yüksek Olabilirlik Dedektörü (Maximum Likelihood Detector)
 PA : Güç Yükselteci (Power Amplifier)
 PEP : Çiftsel Hata Olasılığı (Pairwise Error Probability)
 QAM : Dik Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
 RF : Radyo Frekans
 RIS : Uyarlanabilir Akıllı Yüzey (Reconfigurable Intelligent Surface)
 SNR : Sinyal – Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
 SM : Uzaysal Modülasyon (Spatial Modulation)
 SSK : Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Space Shift Keying)

1 GİRİŞ

Kablosuz iletişim sistemleri günümüz haberleşme teknolojisinde önemli bir yere sahiptir. Giderek yaygınlaşan beşinci nesil (fifth generation, 5G) teknolojisi ile birlikte kablosuz haberleşmenin önemi daha da artmış ve mevcut spektrum bandında yoğun trafikler oluşmaya başlamıştır. Yoğun haberleşme trafiği, kanal kapasitesinin artırılması ve hata başarımlarının iyileştirilmesi gereksinimlerini beraberinde getirmiştir. Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input-multiple-output, MIMO) sistem modellerinin bu gereksinimleri karşılayacağı değerlendirilse de tüm antenlerin birlikte kullanılması sebebiyle antenler arasında oluşacak girişimin bilgi sinyalinin iletimini kısıtladığı görülmüştür.

Bu kısıtlamaya çözüm geliştirmek adına haberleşme sinyalinin elektromanyetik dalga özelliklerini sinyal kalitesini artıracak şekilde değiştirmeyi sağlayan iki boyutlu, düşük maliyetli yansıtıcı elemanlardan oluşan uyarlanabilir akıllı yüzeylerin (reconfigurable intelligent surface, RIS) alıcı ve verici antenler arasına yerleştirmesi gündeme gelmiştir. Bu yaklaşımla üzerinde çalışmaların yoğunlaştığı RIS'ler, alıcıdaki sinyal kalitesini artırmak için tümleşik elektronik devreler aracılığıyla elektronik olarak kontrol edilebilen ve kablosuz haberleşmeye olanak sağlayan elektromanyetik özelliğe sahip yüzeylerdir. Üzerine çarpan radyo dalgalarını, elektromanyetik özelliklerini değiştirecek şekilde yönlendirerek yansıtan meta-materyal elemanlardan oluşmaktadır. Güç kaynağına ihtiyaç duymayan bu pasif yansıtıcı elemanlar; karmaşık sinyal işleme, kodlama ve kod çözme algoritmaları gerektirmez. Üzerine yansıyan sinyalin fazını yönlendirerek yüksek spektral verimlilik sağlarken analog-dijital, dijital-analog dönüştürücülere ve güç yükselteçlerine gereksinimi olmadığından alıcı gürültüsünden de etkilenmezler.

RIS-destekli yenilikçi haberleşme modelleri, iletim yapılan anteni adresleyen bilgi bitinin de iletildiği uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) ve SM'in daha basit bir modeli olan uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK) teknikleri ile de tasarlanabilmektedir. SM modeli; antenler arası zaman senkronizasyonu gerekliliği ve elektromanyetik dalga girişimi gibi MIMO sistemlerin kullanımını zorlaştıran problemleri azaltmak adına geliştirilmiştir. Bu teknikte belirli bir zaman aralığında tek bir anten kullanılmakta; dolayısıyla tüm antenler için ortak kullanılan tek bir radyo-frekans (RF) zinciri bulunmaktadır. SSK tekniğinde ise sinyal kaynağından gelen bitler yalnızca iletimi

yapacak antenin seçiminde kullanılır. Geleneksel genlik-faz modülasyonu işlemleri uygulanmaz. Bu sebeple hem alıcıda hem vericide daha basit bir mimariye sahiptir.

Kablosuz haberleşme modelleri tasarlanırken kullanılan donanım bileşenlerinin fiziksel özellikleri ve elektromanyetik dalgaların doğası gereği, özellikle yüksek frekans bantlarında çalışan alıcı/verici mimarilerinde istenmeyen durumlarla karşılaşılabilir. İçinde SM tekniklerinin de bulunduğu birçok kablosuz haberleşme modelinde sıklıkla tercih edilen doğrudan dönüştürmeli (direct conversion) mimari yapısında eş faz (I) ve dik/dördün faz (Q) kollarında sinyal işlenerek faz bilgisi elde edilir. Ancak kullanılan devre elemanları ideal olmadığından I ve Q sinyalleri arasında genlik ve/veya faz farkı oluşmakta ve I/Q dengesizliği hatası meydana gelmektedir.

Yukarıda bahsedilen durumlar dikkate alınarak bu çalışmada, ideal donanım varsayımıyla sunulan yansıma faz açılarının bilindiği ve bilinmediği RIS-destekli SM/SSK şemalarının I/Q dengesizliği etkisi altındaki davranışı incelenmiş ve geleneksel SM/SSK ile karşılaştırmalı sonuçlar sunulmuştur. Optimal ve optimal olmayan en yüksek olabilirlik dedektörü (maximum likelihood detector, MLD) yapısı kullanılarak bilgisayar simülasyonlarıyla ortalama bit hata oranı (average bit error rate, ABER) hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar, haberleşme sistemleri tasarlanırken I/Q dengesizliği hatasının performans üzerindeki etkilerinin dikkate alınmasının önemini göstermektedir.

2 KAYNAK ARAŞTIRMASI

Günümüzde oldukça yaygın bir kullanım alanı olan kablosuz haberleşmenin temelleri, Marconi tarafından gerçekleştirilen elektromanyetik dalgaların, arasında fiziksel bir ortam olmayan verici ve alıcı arasında iletilmesi deneyine kadar dayanmaktadır (Mesleh ve Alhassi, 2018).

Kablosuz sinyal iletimi radyo ve televizyon kullanımı ile birlikte uygulama alanı bulmuş ve hücresel haberleşme yöntemine geçilmesiyle birlikte kablosuz haberleşmenin kullanım alanı artmıştır. Kablosuz haberleşme, 1980'li yıllarda birinci nesil (first generation, 1G) telefonların yaygınlaşması ile birlikte artan bir talep görmüş; haberleşmenin sağlandığı elektromanyetik spektrum üzerinde yoğun trafik oluşumu yeni yöntemler arama ihtiyacını doğurmuştur (Mesleh ve Alhassi, 2018). Yine aynı yıllarda Salz (1985), yürüttüğü çalışmalarda çoklu verici ve çoklu alıcı antenlerden oluşan bir kablosuz haberleşme modelini önermiştir.

SM uygulamalarından ilk olarak Chau ve Yu (2001) tarafından bahsedilmiştir. Geleneksel dijital modülasyon teknikleriyle birlikte kullanılabileceği vaat edilen bu yöntemle çoklu verici anten mimarisine sahip haberleşme modellerinde veri hızının iyileştirilebileceğinden bahsedilmiştir. MIMO sistemlerin sinyal kalitesini bozmadan karmaşıklığını azaltmayı ve maliyetini düşürmeyi hedefleyen yeni bir konsept olarak SM modelinden bahsedilmiştir. Genlik ve faz modülasyonu gibi geleneksel modülasyon sistemleriyle birlikte uygulanan bu kodlama teknikleri sayesinde düşük karmaşıklıkta ve yüksek spektral etkinlikteki alıcı/verici mimarilerinin çalışma mantığının belirli bir zaman aralığında tek bir antenin iletim yapması esasına dayandığı söylenmiştir. Bu sayede antenler arası girişim etkisinden kaçınılmış olduğu ve kullanılan iletim antenleri arasında zaman senkronizasyonuna gerek kalmadığı belirtilmiştir. Tüm iletim antenleri için tek bir RF zincir yeterli olacağından tasarımın geleneksel MIMO sistemlerine göre daha basit hale geleceği vurgulanmıştır (Ahn ve ark., 2008; Di Renzo ve ark., 2011; Balotra ve Barman, 2013).

Di Renzo ve ark. (2011) tarafından yapılan çalışmalarda SM'nin yanında SM'nin bir türü olan SSK'nin de modellenmesi yapılmıştır. SSK tekniğinde sinyal kaynağından gelen bitlerin SM uygulanan bloğa iletilerek yalnızca anten seçiminde kullanıldığı belirtilmiştir. Geleneksel genlik-faz modülasyonu işlemi uygulanmadığı, bu sebeple hem alıcıda hem vericide SM sistemlerine göre daha basit bir mimariye sahip olduğu açıklanmıştır. SSK'nin, SM modellemesinin avantajlarına ek olarak daha basit tasarıma

sahip ve daha düşük maliyetli bir model olduğu görülmüştür (Di Renzo ve ark., 2011; Canbilen, 2021). Bununla birlikte SSK tekniği uygulanan modellerin SM tekniği uygulanan modellere göre daha iyi hata performansı sağladığı görülmüştür.

Kablosuz haberleşme modelleri tasarlanırken kullanılan donanım bileşenlerinin fiziksel özellikleri ve elektromanyetik dalgaların doğası gereği, özellikle yüksek frekans bantlarında çalışan alıcı/verici mimarilerinde istenmeyen sonuçlar elde edilebilmektedir. SM gibi doğrudan dönüştürmeli alıcı/verici mimarisine sahip sistemlerde I/Q dengesizliğinin hata performansına etkilerinin incelendiği çeşitli çalışmalar yürütülmüş ve I/Q dengesizliğine sebep olan genlik ve faz uyumsuzluklarının performans sonucunu ciddi şekilde etkilediği görülmüştür (Alsmadi ve ark., 2018; Bouhlef ve Sakly., 2021; Canbilen, 2021). Bu çalışmalarda, alıcıda sinyali ve sinyal iletimini yapan anteni tespit etmeye yönelik tasarlanan dedektörün özelliklerinin hata performansı üzerindeki etkileri tartışılmıştır. Tasarımı aşamasında I/Q dengesizliği parametrelerini bildiği varsayılan dedektör yapısı optimal, I/Q dengesizliği parametrelerini bilmediği kabul edilen dedektör yapısı optimal olmayan (non-optimal) olarak adlandırılmaktadır. Daha karmaşık bir tasarıma sahip olan optimal MLD'nin, optimal olmayan MLD'ye göre daha iyi ABER performansı sağladığı görülmüştür (Alsmadi ve ark., 2018; Canbilen, 2021).

Yukarıda bahsedilen geleneksel SM ve SSK tekniklerinin kullanıldığı haberleşme modellerinde alıcıya ulaşan sinyalin kalitesini artırmak amacıyla alıcı ve verici antenlerin arasına yerleştirilen RIS'lerin sisteme katkılarının araştırıldığı çalışmalar mevcuttur. RIS sistemler, hüzme kontrol ederek elektromanyetik dalgaları istenilen doğrultuda yönlendirebilmesi prensibiyle çalışan iletken meta-yüzeylerdir. RIS sistemlerin SM ve SSK teknikleriyle birlikte kullanılmasına ilişkin birçok çalışma yürütülmüştür. Örneğin Başar ve ark. (2020) tarafından yürütülen çalışmada SSK modeli üzerindeki RIS desteği etkisi incelenmiştir. Bu çalışmada RIS üzerinden yansıyan sinyalin yansıma faz açılarının bilinmesi ve bilinmemesi durumlarının incelendiği iki farklı senaryo üzerinde durulmuştur. Elde edilen sonuçlar, RIS desteği kullanılmayan geleneksel SSK tekniği sonuçları ile karşılaştırıldığında RIS-destekli modelin hata performansının daha iyi olduğu görülmüştür. Başar (2021) tarafından RIS-destekli SM modelleri kapsamlı bir şekilde ele alınmıştır. RIS-destekli SM ve SSK teknikleri kullanılarak alıcıda farklı sezim algoritmaları uygulanmıştır. RIS-destekli modellenen SM ve SSK teknikleri aynı koşullarda karşılaştırıldığında SSK modelinin daha iyi hata performansına sahip olduğu görülmüştür. Bununla birlikte modülasyon bit sayısı artan SM tekniklerinde de performansın olumsuz etkilendiği tespit edilmiştir. Bunlara ek olarak, Bouhlef ve ark.

(2021) tarafından yürütülen çalışmada donanım uyumsuzluklarının RIS-destekli SSK modelleri üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Bu tez çalışmasında, daha önce yapılan çalışmalardan da faydalanılarak RIS-destekli SSK ve SM modelleri üzerinde uygulanan farklı senaryoların I/Q dengesizliği etkisi altındaki hata performansları incelenerek sonuçları ortaya konulmuştur.

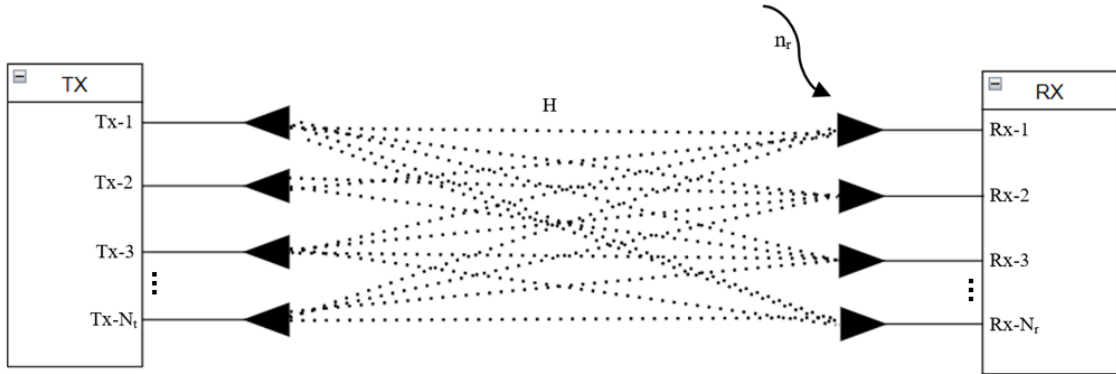


3 MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde genel olarak MIMO sistemlerin kullanımından ve mevcut dezavantajlarından; bu dezavantajlara çözüm olması amacıyla geliştirilen SM ve SM'nin daha basit bir hali olan SSK tekniklerinden bahsedilmiştir. SM ve SSK gibi haberleşme teknikleri ile birlikte kullanılan RIS yapısı üzerinde durulmuştur. RIS-destekli SM/SSK haberleşme modellerinde donanım uyumsuzluklarından biri olan I/Q dengesizliğinin alıcı performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir.

3.1 Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (MIMO) Sistemler

5G teknolojisinin hayatımıza girmesiyle kablosuz haberleşme teknolojisi önem kazanmıştır. Bu durum beraberinde çoklu anten yapısına sahip verici ve alıcı mimarilerinin, yani MIMO sistemlerin, kullanımının gerekliliğini de getirmiştir. MIMO sistemler hem verici hem alıcı tarafında birden fazla antenin kullanıldığı yapılardır. Temel olarak MIMO sistemler bir bağlantı hattının performansını ve veri hızını iyileştirmek için uzaysal boyutu kullanır. MIMO kablosuz haberleşme modellerinde giriş verici antenlerine, çıkış alıcı antenlerine karşılık gelmektedir. N_t adet verici antenin her birinden iletilen sinyal N_r adet alıcı antenin her biri ile algılanmaktadır. MIMO sistem modeli Şekil 3.1'de örneklenmiştir.



Şekil 3.1. MIMO sistem modeli

Şekil 3.1'de gösterilen N_t adet verici ve N_r adet alıcı antenine sahip bir MIMO sistem modeli Eşitlik 3.1'de verilen değerlerle ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_t^1 \\ x_t^2 \\ \vdots \\ x_t^{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Alıcıya ulaşan sinyal $N_r \times 1$ elemanlı y matrisiyle; verici antenlerden iletilen sinyal $N_t \times 1$ elemanlı x_t matrisiyle tanımlanmaktadır. Alıcı ve verici antenlerin arasında, iletilen sinyalin sönümlenmesine sebep olan kanal ortamı, sönümlenme katsayılarından oluşan $N_r \times N_t$ elemandan oluşan H matrisiyle; her alıcı anteni için ayrı olarak modellenen beyaz Gauss gürültüsü, $N_r \times 1$ elemanlı n matrisiyle ifade edilmektedir. Eşitlik 3.1’de verilen alıcıya ulaşan sinyalin basitleştirilmiş hali Eşitlik 3.2’de gösterilmektedir (Schenk, 2008; Mesleh ve Alhasssi, 2018).

$$y = Hx_t + n \quad (3.2)$$

MIMO sistemlerde hem verici hem alıcı tarafta birden fazla anten kullanılması beraberinde birçok probleme yol açacaktır. Antenler arası zaman senkronizasyonu gerekliliği ve antenler arasında elektromanyetik dalga girişimi oluşması bilgi sinyalinin iletimini zorlaştıracaktır. Her antenin ayrı bir RF zinciri grubu gerektirmesi de MIMO sistemlerin kullanımını zorlaştırmaktadır. Bununla birlikte masif MIMO sistemlerde kanal kapasitesini ve enerji etkinliğini kısıtlayıcı donanımsal uyumsuzluklar da oluşacaktır (Aygölü, 2011; Canbilen, 2021). Aynı anda birden fazla antenin çalışmasından kaynaklanan sorunların çözümü olarak SM adı verilen ve belirli bir zaman aralığında adreslenen antenin kullanımına dayalı modülasyon tekniği ileri sürülmüştür.

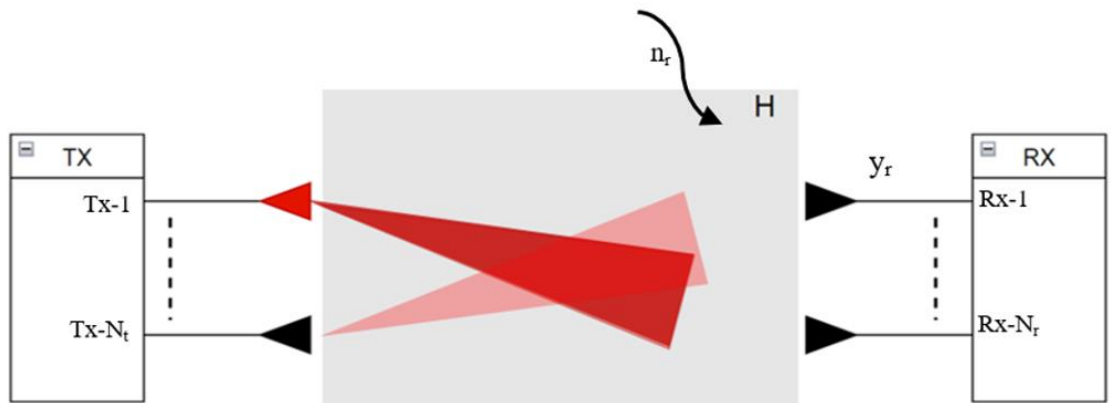
3.2 Uzaysal Modülasyon (SM) Teknikleri

MIMO sistemleri daha kullanışlı hale getirip Bölüm 3.1’de bahsedilen problemleri gidermek adına çoklu anten kullanımı için pek çok SM modeli önerilmiştir. SM tekniklerinde belirli bir zaman aralığında sınırlı sayıda anten kullanılmaktadır. Belli antenler için ortak olarak kullanılan sınırlı sayıda anten arkası birim RF zincir bulunmaktadır. Geleneksel genlik ve faz modülasyonları ile birlikte de kullanılabilen SM tekniklerinde iletilen sinyalin beraberinde iletim yapılan antenin indis bilgisinin de eklenmesi ile alıcı tarafında sinyalin demodülasyonu esnasında MIMO sistemler için

bahsedilen girişim ve senkronizasyon problemlerinin minimuma indirilmesi, bazı SM teknikleri için tamamen önlenmesi amaçlanmaktadır.

Uzay modülasyon olarak da anılan teknikler farklı yaklaşımlarla çeşitli alt başlıklar altında toplanmıştır. Uzay modülasyon tekniklerinin en basit yaklaşımı olan SSK tekniğinde yalnızca anten indisi bilgisi bit olarak iletilmektedir. Diğer tüm versiyonların geliştirilmesine ilham olduğu için bu tip modülasyon türlerinin geneline de ismini veren SM'de ise anten indisi ile birlikte geleneksel modülasyon uygulanmış sinyalin de bilgisi bit olarak iletilmektedir. Oldukça yaygın bir şekilde kullanılan SSK ve SM tekniklerinin dışında birden fazla antenin aynı anda aktif olabildiği genelleştirilmiş SSK (GSSK) ve genelleştirilmiş SM (GSM) teknikleri de kullanılmaktadır. SSK ve SM tekniklerinde kullanılacak anten sayısı 2'nin kuvveti sayıda olması gerekirken GSSK ve GSM tekniklerinde herhangi bir sayıda anten kullanılabilir. Dik SSK (Quadrature SSK, QSSK) ve dik SM (QSM) tekniklerinde taşıyıcı sinyalin sinüs ya da kosinüs kısmının kullanılması ile veri hızının artırılması ve SSK/SM şemasının performansının iyileştirilmesi amaçlanmıştır (Mesleh ve Alhasssi, 2018).

Şekil 3.2'de örnek bir SM sistem modeli verilmiştir. TX ile gösterilen verici tarafında antenler sırasıyla aktif edilmekte olup aktif olan anten kırmızı ile gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılabileceği üzere sinyal, iletim yapılacak her bir iletim anteni için farklı bir kanal ortamı üzerinden yayılacaktır. Aktif olan antenden yapılacak iletimin kanalı kırmızı, iletim yapılmayan pasif antenin kanalı pembe renkte gösterilmiştir. İletim yapılan anten bilgisini temsil eden bit aynı zamanda iletimin hangi kanal üzerinden yapıldığını da belirtmiş olacaktır.



Şekil 3.2. SM sistem modeli

H sönmülemeli kanal ortamından n Gaussian gürültüsüne maruz kalarak alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.3'te gösterildiği şekilde ifade edilebilir.

$$y_r = \sqrt{E}y_t + n_r \quad (3.3)$$

Alıcıya ulaşan sinyal y_r ile, ortalama sinyal gücü E ile, alıcı antenindeki gürültü ise n_r ile gösterilmiştir. Verici anteninden iletdikten sonra sönümlemeli kanalda yayılan sinyal olan y_t her haberleşme tekniğine göre ayrı ayrı tanımlanacaktır.

SM tekniğinin, MIMO sistemlerin getirdiği olumsuzluklara karşı avantajları şu şekilde sıralanabilir (Mesleh ve ark., 2008; Di Renzo ve ark., 2011; Balotra ve Barman, 2013):

- Antenler arası senkronizasyon (inter-antenna synchronization IAS) ihtiyacı yoktur ve kanallar arası girişimden (inter channel interference, ICI) etkilenmez.
- Veri iletimi için her bir antene ayrı bir RF zinciri gerektirmez.
- Girişim önleme algoritmaları gerektirmez. Bu sebeple basit bir tasarıma sahiptir.
- Düşük maliyetle etkin güç kullanımı sağlar.

SM tekniğinin sağladığı avantajların yanı sıra birtakım dezavantajları da mevcuttur. Bu dezavantajlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Almaç tarafında veri tespiti için kanal yapısının iyi bilinmesi gerekmektedir.
- SM vericilerdeki veri hızı anten sayısı ile orantılı olarak logaritmik artış gösterir. Bu durum SM yapısının yüksek spektral etkinliğini kısıtlar.

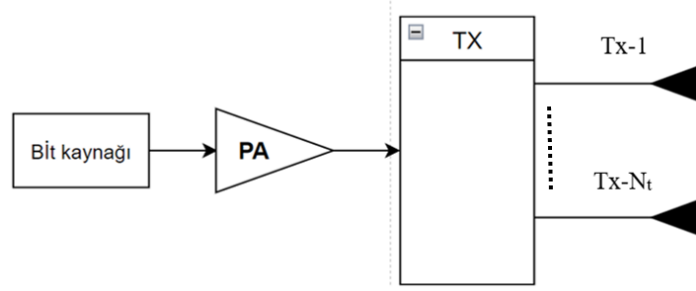
SM ile ilgili yapılan çalışmalarda çoğunlukla alıcı tarafında sinyalin demodülasyon işlemi için en yüksek olasılırlık (maximum likelihood, ML) sezimi algoritması kullanılarak tasarlanan dedektör yapısı tercih edilmektedir (Balotra ve Barman, 2013).

Bu tez çalışmasında yalnızca verici anten indisinin iletildiği SSK tekniği ve anten indisile beraber geleneksel modülasyon uygulanmış sinyal bitinin de iletildiği SM tekniği üzerinde durulacaktır.

3.2.1 Uzay kaydırmalı anahtarlama modülasyonu (SSK)

SM tekniklerinin en basit yapıya sahip modeli olan SSK’de sinyal kaynağından gelen bitler modülasyon bloğuna iletilerek yalnızca anten seçiminde kullanılır. Geleneksel

genlik-faz modülasyonu işlemleri uygulanmaz, RF zincir yapısına ihtiyaç duymaz. Bu sebeple Şekil 3.3'te görülebileceği gibi basit bir mimariye sahiptir. Alıcı tarafta ise sezim algoritması uygulanarak verici anten indisi belirlenir (Canbilen, 2021; Di Renzo ve ark.,2011).

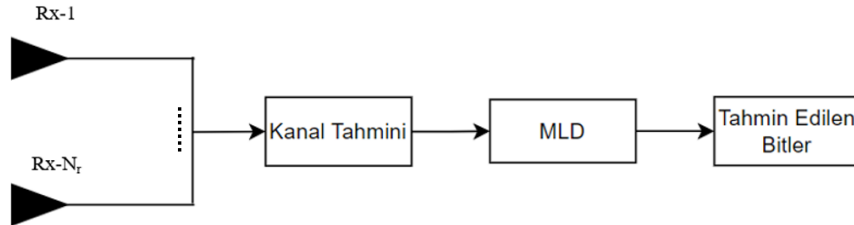


Şekil 3.3. SSK sistem modeli verici mimarisi

SSK haberleşme tekniğinde alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.4'te gösterildiği gibi olacaktır.

$$y_r = \sqrt{E}h_{t,r} + n_r \quad (3.4)$$

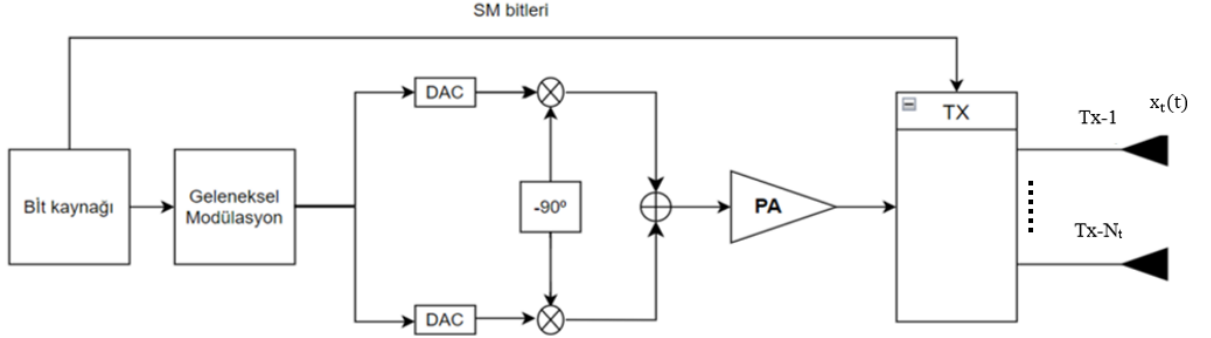
Eşitlik 3.3'teki verileri SSK tekniğine göre düzenlediğimizde Eşitlik 3.4 elde edilecektir. Burada y_r ile alıcıya ulaşan sinyal, E ile ortalama sinyal gücü, n_r ile alıcı antenindeki gürültü ifade edilmektedir. SSK modeline özgü olarak y_t yerine yazılan $h_{t,r}$ ile t . verici anteninden iletilen sinyalin H sönümlmeli kanal ortamındaki sönümlleme katsayısı ifade edilmektedir. H sönümlmeli kanal ortamından iletilerek alıcıya ulaşan bitler aktif olan alıcı antenle algılanır ve kanal tahmini sonrası MLD'de verici antenin indisi çözülür ve tahmini bitler elde edilir. SSK alıcı mimarisi Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. SSK sistem modeli alıcı mimarisi

3.2.2 Uzaysal modülasyon (SM)

Kablosuz haberleşme modellerinde sıklıkla tercih edilen doğrudan dönüştürmeli (direct conversion) mimari yapısı kullanılarak tasarlanan SM haberleşme modelinin verici kısmı Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



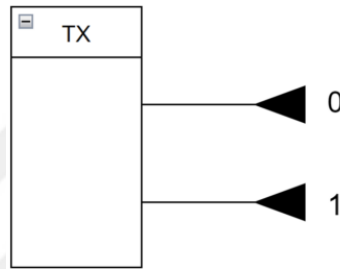
Şekil 3.5. SM verici mimarisi

Şekil 3.5'ten de anlaşılacağı üzere verici tarafında sinyal kaynağından gelen bitler iki gruba ayrılır ve bu gruplara farklı modülasyon teknikleri uygulanır. Birinci gruba uygulanan SM, gelen bilgi bitlerine göre sinyalin hangi antenden iletileceğini belirler. Başka bir deyişle sinyal biti bloğu ile iletim için kullanılacak anten arasında eşleşme oluşturur. N_t adet iletim anteni bulunan bir MIMO sistem için $\log_2(N_t)$ adet adresleme biti üretilerek kullanılacak anteni belirlemek üzere doğrudan anahtar bloğuna gönderilecektir. İkinci blokta ise haberleşme sistemlerinde geleneksel olarak uygulanan genlik-faz modülasyonu yöntemlerinden biri uygulanarak kompleks formdaki sinyal I ve Q bileşenleri için ayrı kollardan iletir. Sayısal-analog dönüştürücü (digital-to-analog converter, DAC) biriminde bitler analog forma dönüştürülür sonrasında lokal osilatör sinyali ile işleme tâbi tutularak iletim yapılacak frekansa yükseltilir ve güç yükselteci (power amplifier, PA) biriminde gücü yükseltilerek verici antene iletir. Burada kullanılacak bit sayısı uygulanacak geleneksel modülasyonun özelliğine göre belirlenmektedir. Toplamda iletilecek bit sayısı $m = \log_2(N_t M)$ olacaktır. Formülde belirtilen m her bir iletim anında gönderilen bit sayısını, N_t verici anten sayısını, M ise SM tekniği ile beraber kullanılan geleneksel modülasyon için gereken bit sayısını ifade etmektedir. Çizelge 3.1'de iki antenden oluşan bir verici yapısında iletim yapılan anten bilgisini ve 2-bit QAM modülasyon bilgisini içeren bir sinyal için hangi bitlerin iletileceği örneklenmiştir.

Çizelge 3.1. SM iletilen bitler

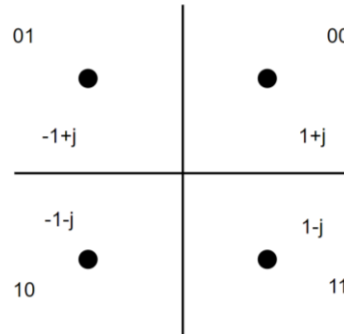
Anten	0	0	0	0	1	1	1	1
QAM	00	01	10	11	00	01	10	11
İletilen Sinyal	000	001	010	011	100	101	110	111

Çizelge 3.1 için Şekil 3.6’da gösterildiği üzere anten indisini gösteren “0” biti vericinin 1. antenine ve “1” biti vericinin 2. antenine işaret etmektedir.



Şekil 3.6. Anten tanımlayıcı bitler

Çizelge 3.1 için Şekil 3.7’den anlaşılacağı üzere “00” bitleri “ $1+j$ ”, “01” bitleri “ $-1+j$ ”, “10” bitleri “ $-1-j$ ”, “11” bitleri “ $1-j$ ” sembollerine karşılık gelmektedir.



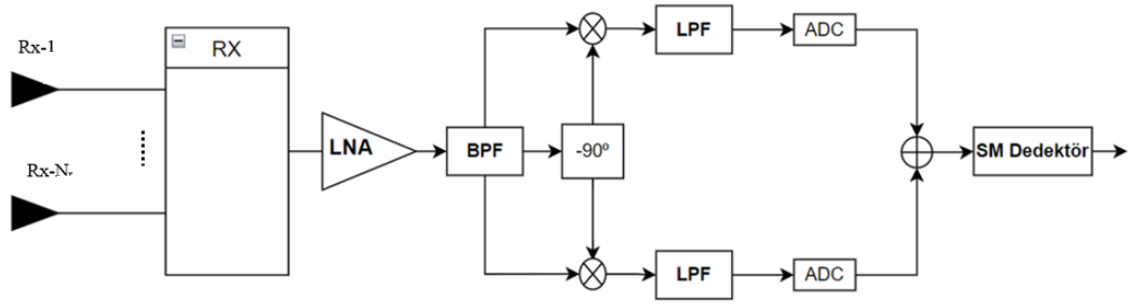
Şekil 3.7. QAM tanımlayıcı bitler

Sinyal bitleri ile adreslenen antenden iletilecek sinyal analog forma çevrilir ve antenler aracılığıyla sönmülemeli kanal ortamına iletilir. Antenlerin uzaysal konumu sebebiyle her antenden iletilen sinyalin yayılımı farklı olacaktır. Ancak belirli bir zamanda yalnızca bir verici anten aktif olduğundan alıcı tarafına tek bir sinyal ulaşacaktır. Alıcı antenine ulaşan sinyal Eşitlik 3.5’te gösterilen y_r ile ifade edilmektedir.

$$y_r = \sqrt{E} h_{t,r} x_t + n_r \quad (3.5)$$

Eşitlikte SM modeline özgü olarak y_t yerine $h_{t,r} x_t$ yazılmıştır. Burada $h_{t,r}$ ile t . verici anteninden iletilen sinyalin H sönümlenmeli kanal ortamındaki sönümleme katsayısı, x_t ile t . verici anteninden iletilen sinyal ifade edilmektedir.

Kullanılan mimari MIMO olduğundan alıcı tarafında da birden fazla anten olacaktır. SM haberleşme modelinin alıcı kısmı Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. SM alıcı mimari

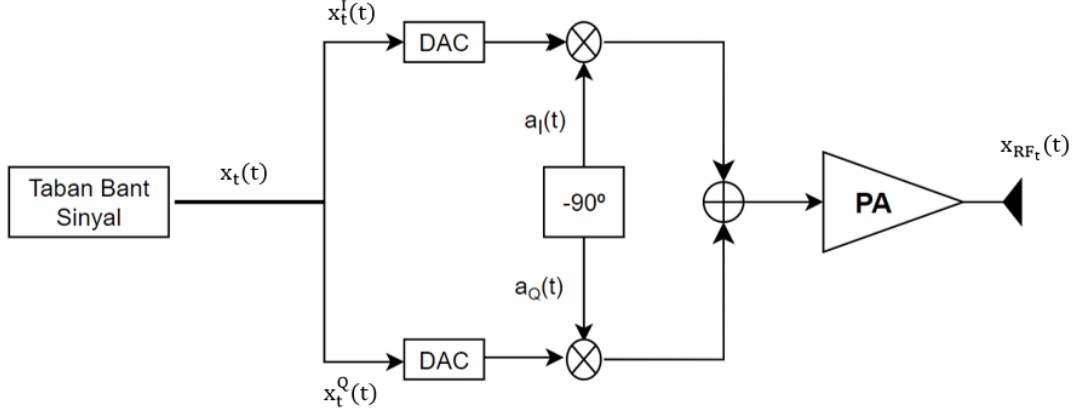
Alıcı antenlerinden algılanan sinyal düşük gürültü yükseltici (low noise amplifier, LNA) ile güçlendirildikten sonra taban bant seviyesine indirilerek gerçel ve sanal kısımları ayrı kollardan lokal osilatör sinyalleri ile çarpılarak alçak geçirgen filtreden (low pass filter, LPF) geçirilir ve dijital forma dönüştürülerek anten indisi bulunmak üzere dedektöre iletilir. Anten indisinin çözülebilmesi için çeşitli sezim algoritmaları kullanılabilmektedir. Bu tez çalışmasında ML sezimi algoritmasıyla çalışılmıştır.

3.3 Eş-Faz/Dik Faz (I/Q) Dengesizliği

Kablosuz haberleşme modellerinde sıklıkla tercih edilen doğrudan dönüştürmeli (direct conversion) mimari yapısında frekans dönüşümü için harici ara frekans (intermediate frequency, IF) ve görüntü bastırma oranı (image rejection ratio, IRR) filtreleri yerine eş faz (I) ve dik faz (Q) kolunda uygulanan sinyal işleme yöntemi kullanılır (Schenk, 2008). Bu işlem sinyalin faz bilgisinin elde edilmesine olanak sağlar. Doğrudan dönüştürmeli alıcı/verici mimarilerinin avantajlarının yanında, heterodin alıcı/verici mimarilerine göre dezavantajları da bulunmaktadır. Bu çalışmada, bahsedilen dezavantajlardan I/Q dengesizliği üzerinde durulacaktır. Frekans dönüşümü için

kullanılan farklı devre elemanları sebebiyle I ve Q sinyalleri arasında karşılıklı oluşan farka I/Q dengesizliği adı verilir.

Şekil 3.9’da doğrudan dönüştürmeli bir sistemin vericisinde t . antenden iletilen taban bant sinyali $x_t(t)$ ile gösterilmiştir.



Şekil 3.9. Doğrudan dönüştürmeli mimaride verici anten RF zincir yapısı

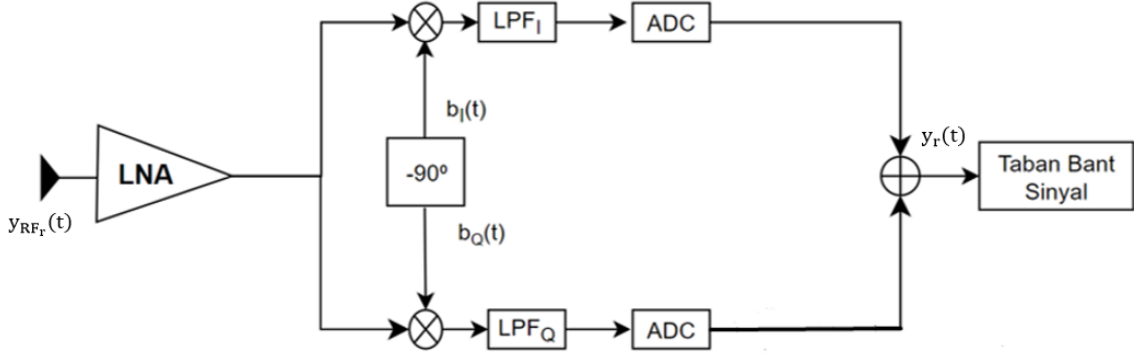
Bu sinyalin gerçel ($x_t^I(t)$) ve sanal ($x_t^Q(t)$) kısımlarının ayrı kollardan analog sinyale dönüştürüldüğü görülmektedir. Sinyaller analog sinyale dönüştürüldükten sonra lokal osilatör tarafından üretilen f_c frekansına sahip sinyal ile birlikte mikserden geçirilerek frekans yükseltme işlemi yapılır. Güç yükselteciden geçirilen sinyal antene ulaştırılır ve iletim kanalına gönderilir. Kollar arasında taşıyıcı sinyalin genlik ve fazında mükemmel eşleşmenin sağlandığı durum için verici tarafındaki lokal osilatörlerin üretmesi beklenen sinyallerin $a_I(t) = \cos(2\pi f_c t)$ ve $a_Q(t) = \sin(2\pi f_c t)$ gibi ortogonal iki sinyal olması beklenmektedir. Böylelikle RF seviyesinde gönderilen sinyal ($x_{RF_t}(t)$) Eşitlik 3.6’daki gibi, taban bant sinyalinin önce gerçel ve sanal kısımlarına ayrılıp analog sinyale çevrilmesi ve sonrasında elde edilen sinyallerin lokal osilatör sinyalleriyle çarpılmasıyla elde edilir.

$$\begin{aligned} x_{RF_t}(t) &= 2(\operatorname{Re}\{x_t(t)\}\cos(2\pi f_c t) - \operatorname{Im}\{x_t(t)\}\sin(2\pi f_c t)) \\ &= x_t(t)e^{j2\pi f_c t} + x_t^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Bu değer aynı zamanda, taban bant sinyalinin lokal osilatör sinyalinin gerçel ve sanal kısımlarıyla birlikte çarpılmış hali ile taban bant sinyalinin eşleniğinin, lokal osilatör

sinyalinin eşleniği ile çarpılmış halinin toplamına eşit olacaktır (Schenk, 2008). Eşitlikte $(\cdot)^*$ ifadesi karmaşık eşlenik değerini ifade etmek için kullanılmıştır.

Şekil 3.10.'da doğrudan dönüştürmeli bir sistemin alıcı mimarisi modellenmiştir.



Şekil 3.10. Doğrudan dönüştürmeli mimaride alıcı anten RF zincir yapısı

Alıcı tarafta antenden alınan RF sinyali (y_{RF_r}), Eşitlik 3.7'de gösterildiği gibi alıcı taraf taban bant sinyali terimleri kullanılarak yazılır.

$$y_{RF_r}(t) = y_r(t)e^{j2\pi f_c t} + y_r^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \quad (3.7)$$

Mükemmel eşleşmenin sağlandığı durum için üretilecek lokal osilatör sinyallerinin $b_I(t) = \cos(2\pi f_c t)$ ve $b_Q(t) = -\sin(2\pi f_c t)$ olması beklenmektedir. Lokal osilatör sinyalleri ile çarpıldıktan sonra bilgi sinyalinin üst koldaki bileşeni LPF'den geçirilir ve Eşitlik 3.8'de gösterilen sinyal elde edilir.

$$\begin{aligned} y_r^I(t) &= LPF\{y_{RF_r}(t)\cos(2\pi f_c t)\} \\ &= \frac{1}{2}LPF\{y_{RF_r}(t)(1 + e^{j2\pi f_c t}) + y_{RF_r}^*(t)(1 + e^{-j2\pi f_c t})\} = Re\{y_r(t)\} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Eşitlik 3.8 ile verilen sinyal taban bant sinyalinin gerçel kısmını oluşturacaktır. Bilgi sinyalinin alt koldaki bileşeni de LPF'den geçirildikten sonra Eşitlik 3.9'da gösterilen sinyal elde edilir.

$$\begin{aligned} y_r^Q(t) &= LPF\{-y_{RF_r}(t)\sin(2\pi f_c t)\} \\ &= \frac{j}{2}LPF\{y_{RF_r}(t)(e^{j2\pi f_c t} - 1) + y_{RF_r}^*(t)(1 - e^{-j2\pi f_c t})\} = Im\{y_r(t)\} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Bu sinyal taban bant sinyalinin sanal kısmını oluşturacaktır. Eşitlik 3.8 ve Eşitlik 3.9'da elde edilen sinyaller toplanarak alıcı taban bant sinyali olan $y_r(t)$ elde edilir.

RF ön-son katların uygulamasında pratikte sınırlı doğruluk sağlanabilmesi sebebiyle dikgen durumdaki I ve Q kollarında mükemmel eşleşme olması mümkün değildir. Sınırlı doğruluk, genlikte ve fazda uyumsuzluğa sebep olacaktır. $g_{t,I}$ ve $\phi_{t,I}$ gerçel bileşen üzerindeki genlik ve faz uyumsuzluğunu, $g_{t,Q}$ ve $\phi_{t,Q}$ ise sanal bileşen üzerindeki genlik ve faz uyumsuzluğunu göstermektedir. Genlik ve faz uyumsuzluğu hesaba katıldığında verici tarafında üretilecek lokal osilatör sinyallerinin $a_I^{IQ}(t) = g_{t,I} \cos(2\pi f_c t + \phi_{t,I})$ ve $a_Q^{IQ}(t) = g_{t,Q} \sin(2\pi f_c t + \phi_{t,Q})$ olması beklenmektedir. Genlik ve faz uyumsuzluğunun yalnızca sanal bileşen ($a_Q^{IQ}(t)$) üzerinde olduğu varsayılarak verici antenden iletilen RF sinyal Eşitlik 3.10'da gösterildiği gibi taban bant sinyali ($x_t(t)$) cinsinden yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned} x_{RF_t}^{IQ}(t) &= 2 \left(\operatorname{Re}\{x_t(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \operatorname{Im}\{x_t(t)\} g_{t,Q} \sin(2\pi f_c t + \phi_{t,Q}) \right) \\ &= e^{j2\pi f_c t} (\operatorname{Re}\{x_t(t)\} + j g_{t,I} e^{j\phi_{t,I}} \operatorname{Im}\{x_t(t)\}) \\ &\quad + e^{-j2\pi f_c t} (\operatorname{Re}\{x_t(t)\} - j g_{t,I} e^{-j\phi_{t,I}} \operatorname{Im}\{x_t(t)\}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Eşitlik 3.6'da uyumsuzluğun olmadığı durum için yazılan RF sinyali ile Eşitlik 3.10'da I/Q hatası etkisi altındaki sinyal kıyaslandığında sanal bileşene genlik katsayısı ve faz farkı eklendiği görülmektedir. Gerçel ve sanal kısımları ayrı ayrı gösterilen lokal osilatör sinyalini tek bir eşitlik olarak yazmak istersek, uyumsuzluktan gelen parametreler Eşitlik 3.11'de olduğu gibi verilebilir (Schenk, 2008). Burada gerçel kısmın katsayısı (G_1) ve sanal kısmın katsayısı (G_2) olarak gösterilmiştir.

$$G_1 = \frac{1}{2} (1 + g_t e^{-j\phi_t}) \quad G_2 = \frac{1}{2} (1 - g_t e^{j\phi_t}) \quad (3.11)$$

Uyumsuzluklar G_1 ve G_2 katsayılarıyla gösterildiğinde lokal osilatör tarafından üretilen sinyal Eşitlik 3.12'de gösterildiği gibi tanımlanabilmektedir.

$$a^{IQ}(t) = G_1 e^{j2\pi f_c t} + G_2 e^{j2\pi f_c t} \quad (3.12)$$

Vericiden iletilen I/Q uyumsuzluğuna sahip RF sinyali verici taban bant sinyali cinsinden yazıldığında Eşitlik 3.13'te gösterildiği gibi olacaktır.

$$x_{RF_t}^{IQ}(t) = G_1 x_t(t) + G_2^* x_t^*(t) \quad (3.13)$$

I/Q dengesizliği etkisiyle alıcı tarafa ulaşan RF sinyal Eşitlik 3.14'te gösterildiği gibi alıcı taban bant sinyali cinsinden yazılmıştır.

$$y_{RF_r}^{IQ}(t) = \hat{y}_r(t)e^{j2\pi f_c t} + \hat{y}_r^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \quad (3.14)$$

Alıcı tarafın I/Q dengesizliğine sahip lokal osilatör sinyalleri $b_I^{IQ}(t) = k_{r,I} \cos(2\pi f_c t + \phi_{r,I})$ ve $b_Q^{IQ}(t) = -k_{r,Q} \sin(2\pi f_c t + \phi_{r,Q})$ olarak tanımlanmaktadır. $k_{r,I}$ ve $\phi_{r,I}$, gerçel bileşen üzerindeki genlik ve faz uyumsuzluğunu; $k_{r,Q}$ ve $\phi_{r,Q}$ ise sanal bileşen üzerindeki genlik ve faz uyumsuzluğunu göstermektedir. Lokal osilatör sinyalleri ile çarpıldıktan sonra bilgi sinyalinin gerçel kolundaki bileşeni LPF'den geçirilir. Eşitlik 3.15'te gösterilen sinyal elde edilir.

$$\begin{aligned} \hat{y}_r^I(t) &= LPF\{y_{RF_r}^{IQ}(t) \cos(2\pi f_c t)\} \\ &= \frac{1}{2} LPF\{y_{RF_r}^{IQ}(t)(1 + e^{j2\pi f_c t}) + (y_{RF_r}^{IQ})^*(t)(1 + e^{-j2\pi f_c t})\} = Re\{\hat{y}_r(t)\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Bu sinyal taban bant sinyalinin gerçel kısmını oluşturacaktır. Bilgi sinyalinin sanal faz kolundaki bileşeni de LPF'den geçirildikten sonra Eşitlik 3.16'da gösterilen sinyal elde edilir.

$$\begin{aligned} \hat{y}_r^Q(t) &= LPF\{-y_{RF_r}^{IQ}(t) \sin(2\pi f_c t)\} \\ &= \frac{j}{2} LPF\{y_{RF_r}^{IQ}(t)(e^{j2\pi f_c t} - 1) + (y_{RF_r}^{IQ})^*(t)(1 - e^{-j2\pi f_c t})\} = Im\{\hat{y}_r(t)\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Bu sinyal taban bant sinyalinin sanal kısmını oluşturacaktır. Eşitlik 3.15 ve Eşitlik 3.16'de elde edilen sinyaller toplanarak alıcı taban bant sinyali olan $\hat{y}_r(t)$ elde edilir. $b_I^{IQ}(t)$ ve $b_Q^{IQ}(t)$ olmak üzere gerçel ve sanal kısımları ayrı şekilde verilen lokal osilatör sinyalinin tek bir eşitlik olarak yazmak istersek, uyumsuzluktan gelen parametreler Eşitlik

3.17’de olduğu gibi gerçel kısmın katsayısı (κ_1) ve sanal kısmın katsayısı (κ_2) olarak gösterilebilir.

$$\kappa_1 = \frac{1}{2}(1 + g_R e^{-j\phi_R}) \quad \kappa_2 = \frac{1}{2}(1 - g_R e^{j\phi_R}) \quad (3.17)$$

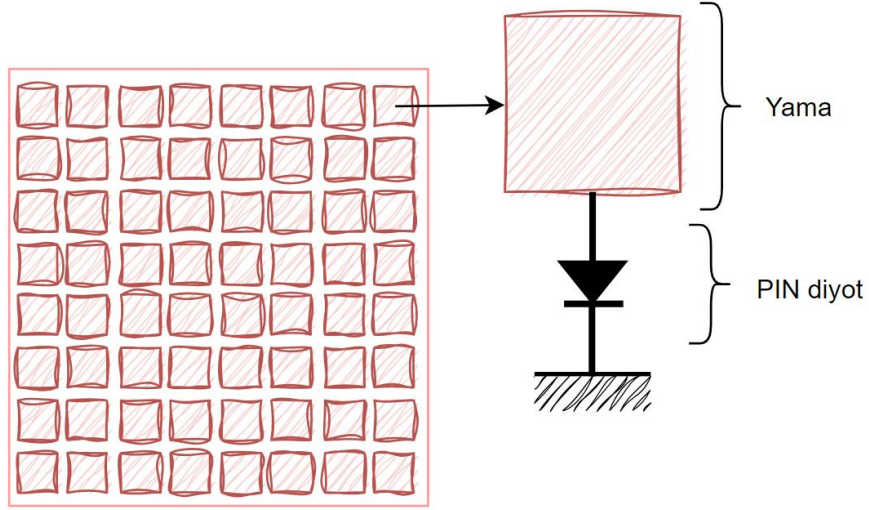
Uyumsuzluk vericide olduğu gibi yalnız sanal kolda olacak şekilde modellenmiştir. Uyumsuzluklar κ_1 ve κ_2 katsayılarıyla gösterildiğinde alıcının taban bant sinyalinin Eşitlik 3.18’de tanımlandığı gibi olduğu görülmektedir (Schenk, 2008; Canbilen, 2021).

$$\hat{y}_{RF_r}(t) = \kappa_1 \hat{y}_r(t) + \kappa_2 \hat{y}_r^*(t) \quad (3.18)$$

3.4 Uyarlanabilir Akıllı Yüzey (RIS) Teknolojisi

Haberleşme modellerinin kullanımında enerji ve spektrum kazancını artırmak amacıyla yenilikçi bir teknoloji olarak RIS kavramı ortaya atılmıştır. Kablosuz ortamın programlanabilir olmasını vadeden RIS’ler alıcıdaki sinyal kalitesini artırmak amacıyla tümleşik elektronik devreler aracılığıyla elektronik olarak kontrol edilebilen ve kablosuz haberleşmeye olanak sağlayan elektromanyetik özelliğe sahip yüzeylerdir (Di Renzo ve ark., 2020).

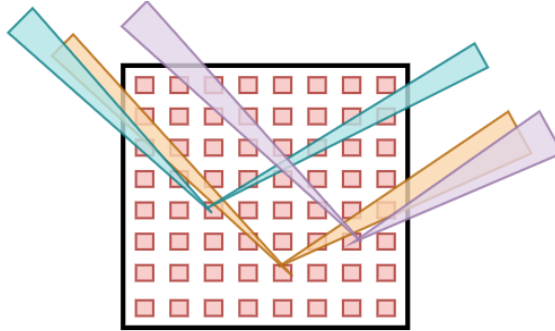
RIS sistemler, hüzmeye kontrol ederek elektromanyetik dalgaları istenilen doğrultuda yönlendirebilmesi prensibiyle çalışmaktadır. Bu tür bir dinamik kullanım için P tipi-öz tip-N tipi (P type -intrinsic type – N type semiconductor, PIN) diyotlardan veya varaktörlerden oluşan meta-yüzeylerin yazılımla kontrol edilmesi söz konusudur. PIN diyotlar ve varaktörler, rezonans frekansını elektronik olarak değiştirmek ya da yansıyan sinyal için istenen faz ve genlik değişikliklerini oluşturmak için kullanılabilir. Şekil 3.11’de bir yansıtıcı eleman ve bu elemana bağlı bir PIN diyot modellenmiştir. Kapalı haldeki diyotlar yamanın üzerine düşen sinyali iletirken açık haldeki diyotlar sinyalin yansımalarını sağlayarak faz farkı oluşturmaktadır (Iwasaki ve ark., 2009).



Şekil 3.11. RIS yansıtıcı eleman yapısı

Meta-yüzeye çarpan sinyalin gücü RIS'in ölçeklendirme özelliğinden dolayı RIS'i oluşturan birimlerin sayısının karesine eşit bir faktör kadar ölçeklendirilir. Verici ile RIS arasındaki mesafe, alınan gücün ölçeklendirilmesine, iletim gücünün azaltılmasına ve veri hızlarının arttırılmasına olanak tanır (Aïssa ve ark, 2021).

Şekil 3.12'de gösterildiği gibi RIS, üzerine çapan radyo dalgalarını elektromanyetik özelliklerini değiştirecek şekilde yönlendirerek yansıtan N adet meta-metal elementlerden oluşan dizili yapıdır.

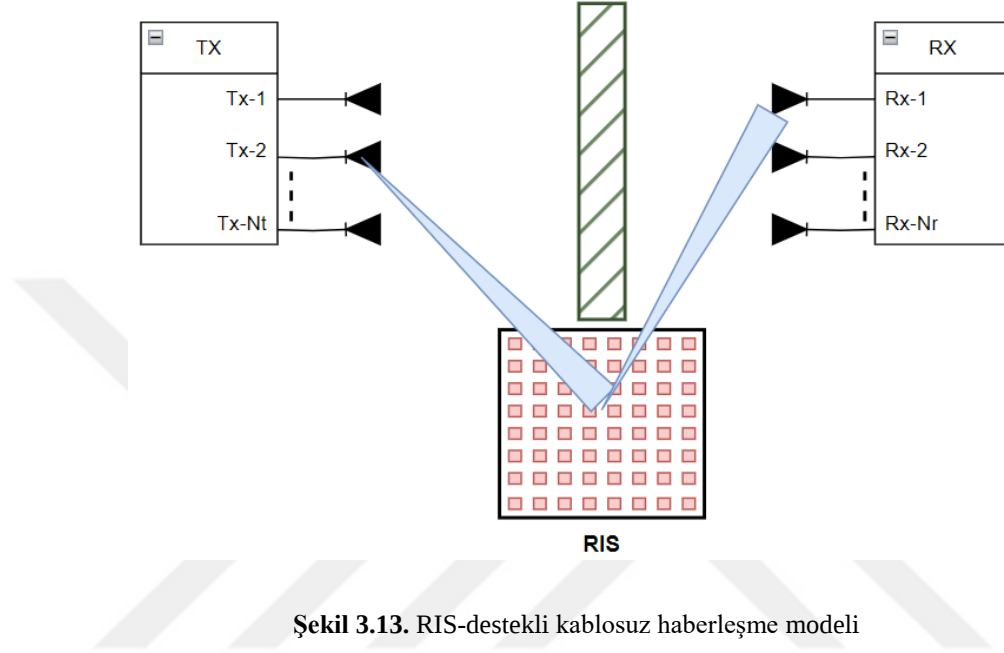


Şekil 3.12. RIS yapısı

RIS elementler güç kaynağına ihtiyaç duymayan pasif elementlerdir. Karmaşık sinyal işleme, kodlama ve kod çözme algoritmaları gerektirmez. Analog - dijital, dijital - analog dönüştürücülere ve güç yükselteçlerine gereksinimi olmadığından alıcı gürültüsünden etkilenmez. Güç kaynağı ve sinyal işleme algoritmalarına ihtiyaç

duymadan üzerine yansıyan sinyalin fazını yönlendirerek yüksek spektral verimlilik sağlar.

Alıcı ve verici istasyonların arasında direkt görüş hattı (Line of sight, LOS) olmadığı durumlarda sinyal iletiminin RIS üzerinden yapıldığı bir model Şekil 3.13'te gösterilmiştir.



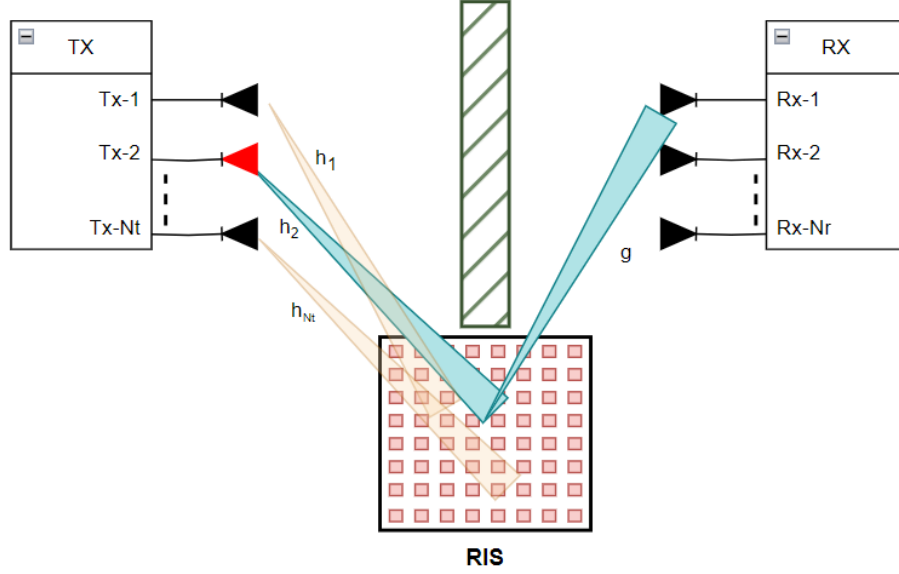
Şekil 3.13. RIS-destekli kablosuz haberleşme modeli

Şekil 3.13'teki gibi çoklu antene sahip verici ile çoklu antene sahip alıcı arasında sinyal iletimini engelleyecek şekilde nesneler olması durumunda iletimin RIS üzerinden sağlıklı bir biçimde yapılması sağlanacak ve böylelikle LOS olmayan bir ortam için iletişimin sürdürülebilmesi mümkün olacaktır.

3.4.1 RIS Destekli SM/SSK Yapısı

Kanal kapasitesinin iyileştirilmesi, enerji ve spektrum kazancının artırılması gibi amaçlarla RIS'lerin çeşitli MIMO haberleşme sistemleri ile birlikte kullanılması hedeflenmektedir. SM ve SSK modülasyon teknikleri, RIS'lerle birlikte kullanılması önerilen haberleşme modelleri arasındadır (Aïssa ve ark, 2021).

Şekil 3.14'te alıcı ve verici yapıları arasında sinyal iletimini engelleyen bir yapı olması halinde iletimin RIS üzerinden SM/SSK kullanılarak sağlandığı görülmektedir.



Şekil 3.14. RIS-destekli SM/SSK modeli

Böylece sönümlenmeli kanal ortamının h_i olarak ifade edilen verici ile RIS arasında kalan kanal ve g_i olarak ifade edilen RIS ile alıcı arasında kalan kanal olmak üzere iki kısımdan oluştuğu görülmektedir. Şekil 3.14'te sinyalin h_i kanalını izleyerek RIS elemanlarına ulaştığı ve buradan yansıyan sinyalin g_i kanalını izleyerek alıcıya ulaştığı gösterilmektedir (Alouini ve ark, 2019). SM tekniğiyle birlikte kullanılan RIS yapısı anten adres biti ve bilgi sinyali iletimi yaparken; SSK tekniğinde RIS üzerinden yalnızca anten indis bilgi biti iletilmektedir.

Verici anten tarafından iletilen sinyal $h_{t,i}$ sönümlenmeli kanalı üzerinden ilerleyerek RIS yüzeyine ulaşır ve N adet yansıtıcı elemandan yansıyarak g_i sönümlenmeli kanalı üzerinden alıcıya ulaşır. Alıcıya ulaşan sinyal, bir RIS elemanı için elde edilen $h_{t,i}$, g_i sönümlenmeli kanal katsayılarının ve RIS yansıtıcı elemanlarından yansıyan sinyallerin yansıma fazından elde edilen $e^{-j\phi_i}$ değerlerinin her bir reflektör için çarpımlarının toplam ifadesi olarak yazılır. RIS-destekli SSK modeli için alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.19'da verilmiştir.

$$y_r = \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} e^{-j\phi_i} g_i \right) + n_r \quad (3.19)$$

RIS-destekli SM modeli için alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.20'de gösterilmiştir.

$$y_r = \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} e^{-j\phi_i} g_i \right) x_t + n_r \quad (3.20)$$

Eşitliklerde verilen $h_{t,i}$ ile N_t adet verici anten içinden t . verici anteninden iletilen sinyalin RIS yüzeyinde yer alan N tane yansıtıcı eleman içinden i . elemana ulaşan H sönümlemeli kanal ortamındaki sönümleme katsayısı; $e^{-j\phi_i}$ ile t . verici anteninden iletilen sinyalin RIS yüzeyinin i . yansıtıcı elemanından yansıma açısı, g_i ile RIS yüzeyinin i . yansıtıcı elemanından yansıyan sinyalin G sönümlemeli kanal ortamındaki sönümleme katsayısı ifade edilmektedir. Daha önceki eşitlikler için de tanımlandığı gibi y_r alıcıya ulaşan sinyali, E ortalama sinyal gücü, n_r alıcı antenindeki gürültüyü ve x_t t . verici anteninden iletilen sinyali temsil etmektedir.

3.5 En Yüksek Olabilirlik (ML) Sezimi Algoritması

Alıcı tarafında sinyalin demodülasyon işlemi için en yüksek olabilirlik (ML) sezimi algoritması kullanılarak tasarlanan dedektör yapısı kullanılmıştır.

ML sezimi algoritması, gözlemlenen bir veri setinde varsayılan bir olasılık dağılımının parametrelerini bulmaya yönelik bir tahmin algoritmasıdır. SM tekniklerinde alıcıda algılanan sinyali tespit eden dedektörün tasarımında kullanılır.

Alıcıya ulaşan örnek bir sinyalin tanımı Eşitlik 3.2’de verilmiştir. Sezim işlemi yapılırken alıcıya ulaşması beklenen sinyal için bir hipotez kurularak bu hipoteze karşılık gelen olasılık dağılım fonksiyonları (probability density function, PDF) bulunur ve hangi PDF değerinin büyük olduğuna bakılarak karara varılır. SM-tabanlı MIMO sistem kullanıldığı varsayılan bir senaryo için tasarlanabilecek bir ML dedektör yapısı Eşitlik 3.21’de verilmiştir. Verilen eşitlikte $\hat{x}$; tahmin edilen sembolü, H kanal sönümlenme matrisini ve x_i olası iletilen sinyali temsil etmekte; $f_{(y|x_i H)}(y|x = \hat{x}, H)$ ise alınan sinyal y ’nin şartlı PDF’sini göstermektedir (Canbilen, 2019).

$$\hat{x} = \arg \max_{i \in M} \left\{ f_{(y|x_i H)}(y|x = \hat{x}, H) \right\} \quad (3.21)$$

3.6 Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli

Bu tez çalışmasında, sönümlmeli kanal ortamını modellemek için Rayleigh dağılımı kullanılmıştır. Vericiden yayılan sinyalin sönümlmeli kanal ortamındaki değişimi Rayleigh dağılımına göre modellenmiştir. Rayleigh sönümlmeli kanalı çoğunlukla alıcı ile verici arasında LOS hattı olmayan, sinyalin çeşitli yüzeyler tarafından yansıtılarak alıcıya iletildiği ortamları modellemek için kullanılan bir modeldir.

Rayleigh dağılımına sahip bir x değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonu Eşitlik 3.22’de verilmiştir. Dağılımın varyans değeri σ^2 ile ifade edilmiştir (Mesleh ve Alhasssi, 2018).

$$f(x|\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.22)$$

4 ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında RIS ile birlikte kullanılan SM ve SSK tabanlı haberleşme modellerinde donanımsal kısıtlar sebebiyle meydana gelen I/Q dengesizliğinin etkileri incelenmiştir. Ele alınan sistemler ve önerilen çözümler, sırasıyla alt başlıklar halinde verilmiştir.

4.1 I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SSK Sistemi

SSK modülasyon şemalarında verici anten tarafından yalnızca iletim yapılan antenin adres biti gönderilir. Alıcıya ulaşan sinyal $h_{t,r}$ kanalı üzerinden iletilen adres biti bilgisini, sinyal gücü seviyesini ve gürültü sinyalini içerir. Alıcı tarafında I/Q dengesizliğinin görüldüğü bir senaryo için alıcıya ulaşan sinyale I/Q dengesizliği parametreleri eklenecektir. y_r alıcıya ulaşan sinyali, t iletim yapılan verici anteni, r ise sinyalin ulaştığı alıcı antenini temsil etmektedir. Bu çalışmada verici tarafında iki, alıcı tarafında bir anten kullanılarak senaryonun basitleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu sebeple bundan sonra alıcı anteni için indis kullanılmayacaktır. SSK tekniği kullanılan bir haberleşme modelinde alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.4'te, RIS-destekli bir SSK modelinde alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.19'da verilmiştir. Donanımsal hata olmadığı kabul edilen y_r sinyaline I/Q dengesizliği parametreleri dâhil edilmek istendiğinde Eşitlik 3.18'de gösterilen işlem uygulanarak y_L elde edilir. I/Q dengesizliği parametreleri κ_1 ve κ_2 Eşitlik 3.17'de verildiği gibi olmakla birlikte; I/Q dengesizliği etkisindeki RIS-destekli SSK modelinde alıcıya ulaşan sinyali elde etmek için Eşitlik 3.18 ve Eşitlik 3.19'dan faydalanılarak Eşitlik 4.1 yazılır.

$$y_L = \kappa_1 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) + \kappa_2 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right)^* + \kappa_1 n_r + \kappa_2 n_r^* \quad (4.1)$$

Eşitlik 4.1'deki y_L , I/Q dengesizliği sonucu elde edilen sinyali, y_r ideal durumda alıcıya ulaşan sinyali, n_r ise alıcıda görülen kanal gürültüsünü ifade etmektedir. Ayrıca $h_{t,i}$ ile t . verici anteninden iletilen sinyalin RIS yüzeyinin i . elemanına ulaşan H sönümlemeli kanal ortamındaki sönümleme katsayısı, ϕ_i ile t . verici anteninden iletilen sinyalin RIS yüzeyinin i . elemanından yansıma fazı açısı, g_i ile RIS yüzeyinin i .

elemanından yansıyan sinyalin G sönümlemeli kanal ortamındaki sönümleme katsayısı ifade edilmektedir.

Alicı tarafında algılanan sinyalin demodülasyonu için ML dedektörü (MLD) tasarımı uygulanmıştır. MLD yapısı I/Q dengesizliği parametrelerinin kestirilme durumuna göre farklılık göstermektedir. Alıcıda I/Q dengesizliği parametrelerinin bilindiği koşullarda tasarlanan MLD optimal, bilinmediği koşullarda tasarlanan MLD optimal olmayan olarak anılacaktır. Bu yapıların kullanıldığı senaryolar için elde edilen sonuçlar alt başlıklar halinde sunulmuştur.

4.1.1 Optimal Olmayan MLD

Alicı tarafında I/Q dengesizliği parametrelerinin bilinmediği dedektör yapısına optimal olmayan MLD adı verilmiştir. Bu durumda alıcı-verici yapısında I/Q dengesizliğinin bozucu etkileri mevcut olmasına rağmen alıcı tarafta gönderilen sinyalin tespit edilmesi işleminde I/Q dengesizliğinin olmadığı varsayılarak hesaplama yapılır. Optimum olmayan MLD tasarlanırken, alıcıya ulaşan sinyalin etkilendiği gürültünün düzensiz karakteristiği ihmal edilir. RIS'de aktif anten ve yansıma faz açısı bilgilerinin bulunması durumuna göre tasarlanan MLD değişkenlik göstereceğinden iki farklı senaryo iki ayrı alt başlık altında incelenmiştir.

4.1.1.1 Yansıma faz açılarının bilinmediği (Blind) RIS

En kötü RIS senaryosu olarak kabul edilen yansıma faz açılarının bilinmediği (blind) RIS durumunda, RIS yansıtıcı ve alıcı antenlerin indislerini bilmemektedir. Anten indislerini bilmemesi sebebiyle yayınların geliş ve yansıma açılarını da bilemediğinden MLD, faz açısı sıfır olarak kabul edilerek tasarlanmıştır. Dolayısıyla Eşitlik 4.1'de verilen formülde $\phi_i = 0$ olarak kabul edilmiştir ve alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 4.2'deki gibi elde edilmiştir.

$$y_B = \kappa_1 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right) + \kappa_2 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right)^* + \kappa_1 n_r + \kappa_2 n_r^* \quad (4.2)$$

Böylelikle Blind RIS-destekli SSK modelinde MLD tasarımı alıcıya ulaşan sinyalin, her bir verici antenden gelmesi beklenen sinyalle karşılaştırılmasıyla en yakın sonucu veren antenin seçilmesi şeklinde yapılır. Bu karşılaştırma işlemi Eşitlik 4.3'te gösterildiği şekilde yapılır.

$$q = \arg \min_t \left\{ \left| y_B - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right|^2 \right\} \quad (4.3)$$

Sistemin hata performansını belirlenmesi için tasarlanan optimal olmayan MLD'nin hatalı sezim yaptığı durumlar tespit edilir. Hatalı sezim, sinyal iletiminin t . antenden yapıldığı ancak alıcıda $\hat{t}$. anten olarak sezildiği durumdur. Bu durum için çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) değeri $Pr\{\cdot\}$ olasılığı temsil etmek üzere Eşitlik 4.4'te gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$P = Pr \left\{ \left| y_B - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right|^2 > \left| y_B - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N h_{\hat{t},i} g_i \right|^2 \right\} \quad (4.4)$$

4.1.1.2 Yansıma faz açılarının bilindiği (Intelligent) RIS

Yansıma faz açılarının bilindiği (intelligent) RIS durumunda RIS'nin faz açısının bir yazılım kontrolünde, gelen ve yansıyan sinyallerin en yüksek sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerine sahip olacak şekilde ayarlanabildiği düşünülmüştür. Böylelikle kanallara ait faz açıları, yansıma faz açısını sıfırlayarak alıcıya ulaşan sinyalin yalnızca gerçel kısımdan oluştuğu bir model oluşturacaktır. Intelligent RIS modelinde verici ile RIS arasındaki kanal $h_{t,i} = \alpha_{t,i} e^{-j\theta_{t,i}}$, RIS ile alıcı arasındaki kanal $g_i = \beta_i e^{-j\varphi_i}$ olarak ifade edilir ve faz açıları $\theta_{t,i} + \varphi_i = \phi_i$ olduğu kabul edilir (Canbilen vd., 2020). Bu kabul altında Eşitlik 4.1'de verilen formülde $h_{t,i}$ yerine $\alpha_{t,i} e^{-j\theta_{t,i}}$ ve g_i yerine $\beta_i e^{-j\varphi_i}$ yazılarak alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 4.5'teki gibi elde edilir.

$$y_I = \sqrt{E} (\kappa_1 + \kappa_2) \left(\sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right) + \kappa_1 n_r + \kappa_2 n_r^* \quad (4.5)$$

Sonuçta intelligent RIS için optimal olmayan MLD Eşitlik 4.6’da verildiği şekilde tasarlanır.

$$q = \arg \min_t \left\{ \left| y_I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right|^2 \right\} \quad (4.6)$$

Hatalı sezim yapılan durumlar için PEP değeri Eşitlik 4.7’de gösterildiği gibi hesaplanabilir (Basar ve ark., 2020).

$$P = Pr \left\{ \left| y_I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right|^2 > \left| y_I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i \right|^2 \right\} \quad (4.7)$$

4.1.2 Optimal MLD

Alıcı tarafında I/Q dengesizliği parametrelerinin bilindiği dedektör yapısına optimal MLD adı verilmiştir. Bu durumda sinyalin tespit edilmesi işleminde I/Q dengesizliği parametreleri kullanılarak hesaplama yapılır. I/Q dengesizliği parametreleri kullanılırken alınan sinyal y_r ’nin gerçel ve sanal bileşenlere sahip olduğu ve sıfır ortalamalı kompleks düzensiz Gauss gürültü tarafından bozulmaya uğradığı göz önünde bulundurulur. Alınan sinyalin gerçel ve sanal kısımları RIS yapısındaki kabullere göre değişkenlik göstereceğinden her senaryo için kendi başlığı altında incelenmiştir.

4.1.2.1 Blind RIS

Blind RIS yapısından Bölüm 4.1.1.1’de bahsedilmiştir. Burada bahsedilenden farklı olarak MLD optimal tasarlanacağından dedektörün I/Q dengesizliği parametrelerini bildiği varsayılacaktır. Eşitlik 4.2’de alıcıya ulaşan y_B sinyali verilmiştir. I/Q dengesizliği parametreleri $K_1 = K_1^I + jK_1^Q$, $K_2 = K_2^I + jK_2^Q$ şeklinde gerçel ve sanal kısımlarına ayrılarak yazıldığında $K_1^I + K_2^I = 1$, $K_2^Q - K_1^Q = 0$, $K_C = K_1^Q + K_2^Q = g_R \sin \phi_t$ ve $K_d = K_1^I - K_2^I = g_r \cos \phi_R$ olarak hesaplanır. Blind RIS-destekli SSK sistemi için alıcıya ulaşan sinyal $y_B = y_B^I + jy_B^Q$ şeklinde gerçel ve sanal kısımlarının toplamı şeklinde olup gerçel ve sanal kısımları Eşitlik 4.8’de verildiği şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
y_L^I &= \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N (h_{t,i}^I g_i^I - h_{t,i}^Q g_i^Q) \right) + n_r^I \\
y_L^Q &= \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N K_C (h_{t,i}^I g_i^I - h_{t,i}^Q g_i^Q) + K_d (h_{t,i}^I g_i^Q + h_{t,i}^Q g_i^I) \right) + K_C n_r^I + K_d n_r^Q \quad (4.8)
\end{aligned}$$

Gerçel ve sanal kısımların gürültü varyans değerlerinin farklı olması sebebiyle y_B sinyalinin gerçel ve sanal bileşenlerinin ortak olarak yazılan PDF'si Eşitlik 4.9'da verildiği gibi olacaktır. Burada alınan sinyalin gerçel kısmındaki gürültü bileşeni $\eta^I = n_r^I$ ile, sanal kısmındaki gürültü bileşeni ise $\eta^Q = K_C n_r^I + K_d n_r^Q$ ile ifade edilmektedir. Buna bağlı olarak eşitlikte $\sigma_{\eta^I}^2$ ve $\sigma_{\eta^Q}^2$ sıfır ortalımalı kompleks Gauss gürültünün gerçel ve sanal kısımlarının varyans değerlerini ($\sigma_{\eta^I}^2 \neq \sigma_{\eta^Q}^2$), ρ değişkeni gürültünün gerçel ve sanal kısımlarının korelasyon katsayısını temsil etmektedir. Eşitlikte $y_t = \sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i$ ve $y_t = y_t^I + jy_t^Q$ olarak tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}
f_{y_B}(y_B^I, y_B^Q) &= \frac{1}{2\pi\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[\frac{-1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{|y_B^I - \sqrt{E}y_t^I|^2}{\sigma_{\eta^I}^2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{|y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q)|^2}{\sigma_{\eta^Q}^2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{2\rho(y_B^I - \sqrt{E}y_t^I)(y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q))}{\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}} \right) \right] \quad (4.9)
\end{aligned}$$

Kanal girişlerinin eşit olasılıklı olduğu kabul edilerek tasarlanan optimal MLD'nin, Eşitlik 4.9'da verilen PDF için en yüksek değeri sağlayacak değeri sezimlemesi beklenir. Bu ifade sadeleştirildiğinde Eşitlik 4.10'da bulunacak olan q değeri ile iletim yapılan verici antenin sezimi gerçekleşmiş olacaktır.

$$\begin{aligned}
q &= \arg \min_t \left\{ \frac{|y_B^I - \sqrt{E}y_t^I|^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{|y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q)|^2}{\sigma_{\eta^Q}^2} \right. \\
&\quad \left. - \frac{2\rho(y_B^I - \sqrt{E}y_t^I)(y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q))}{\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}} \right\} \quad (4.10)
\end{aligned}$$

Sistemin hata performansını belirlenmesi için tasarlanan optimal MLD'nin hatalı sezim yaptığı durumlar tespit edilir. Hatalı sezim, sinyal iletiminin t. antenden yapıldığı ancak alıcıda $\hat{t}$. anten olarak sezildiği durumdur. Bu durum için PEP değeri Eşitlik 4.11'de gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$P = Pr \left\{ \begin{array}{l} \frac{|y_B^I - \sqrt{E}y_t^I|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q)|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} \\ - \frac{2\rho(y_B^I - \sqrt{E}y_t^I)(y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_t^I + \kappa_d y_t^Q))}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \\ \frac{|y_B^I - \sqrt{E}y_{\hat{t}}^I|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_{\hat{t}}^I + \kappa_d y_{\hat{t}}^Q)|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} \\ - \frac{2\rho(y_B^I - \sqrt{E}y_{\hat{t}}^I)(y_B^Q - \sqrt{E}(\kappa_c y_{\hat{t}}^I + \kappa_d y_{\hat{t}}^Q))}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \end{array} \right\} > \quad (4.11)$$

4.1.2.2 Intelligent RIS

Intelligent RIS yapısından 4.1.1.2'de bahsedilmiştir. Burada bahsedilenden farklı olarak MLD tasarımında dedektörün I/Q dengesizliği parametrelerini bildiği varsayılacaktır. Intelligent RIS-destekli SSK sistemi için alıcıya ulaşan sinyal $y_I = y_I^I + jy_I^Q$ şeklinde gerçel ve sanal kısımlarının toplamı şeklinde olup gerçel ve sanal kısımları Eşitlik 4.10'da verildiği şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} y_I^I &= \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right) + n_r^I \\ y_I^Q &= \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N K_c \alpha_{t,i} \beta_i \right) + K_c n_r^I + K_d n_r^Q \end{aligned} \quad (4.12)$$

Burada 4.1.2.1'dekine benzer şekilde gerçel ve sanal bileşenlerin gürültü varyansları $\sigma_{\eta_I}^2$ ve $\sigma_{\eta_Q}^2$ ile tanımlandığında yine $\sigma_{\eta_I}^2 \neq \sigma_{\eta_Q}^2$ durumu oluşur. Başka bir deyişle, gerçel ve sanal kısımların varyans değerleri farklı olduğundan y_I sinyalinin gerçel ve sanal bileşenlerinin ortak olarak yazılan PDF'si Eşitlik 4.13'teki gibi elde edilecektir (Canbilen ve Altundağ, 2023).

$$f_{y_I}(y_I^I, y_I^Q) = \frac{1}{2\pi\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[\frac{-1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{|y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)(y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \right) \right] \quad (4.13)$$

Optimal MLD'nin, Eşitlik 4.13'te verilen PDF için en yüksek değeri Eşitlik 4.14'ten faydalanarak hesaplanması mümkündür.

$$q = \arg \min_t \left\{ \frac{|y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)(y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \right\} \quad (4.14)$$

Hatalı sezim yapılan durumlar için hesaplanan PEP değeri Eşitlik 4.15'te gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$P = Pr \left\{ \begin{array}{l} \frac{|y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)(y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i)}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} > \\ \frac{|y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_I^I - \sqrt{E} \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i)(y_I^Q - \sqrt{E} \kappa_c \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i)}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \end{array} \right\} \quad (4.15)$$

4.1.3 ABER

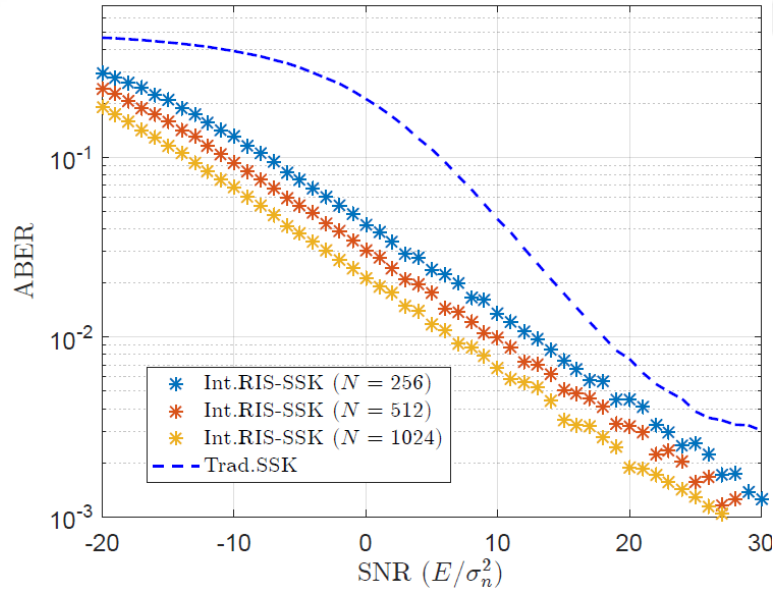
Tüm $\{t, \hat{t}\}$ çiftleri için ortalama PEP değerinin eşit olduğu varsayılarak, önerilen RIS-destekli SSK şemasının ABER değeri $(N_t/2)\bar{P}$ ifadesinden hesaplanabilir (Başar, 2020). Bu ifadedeki $\bar{P}$, ortalama çiftsel hata olasılığı (average pairwise error probability, APEP) değerini ifade etmektedir. Öncelikle hesaplama yapılacak senaryoya göre Eşitlik

4.4, 4.7, 4.11 ya da 4.15'in çok fazla örnek veri için P 'nin hesaplanması ve elde edilen sonuçların ortalamasının alınmasıyla $\bar{P}$ değerini bulmak mümkündür. Ayrıca bu tez çalışmasındaki gibi $N_t = 2$ alınması durumunda RIS-destekli SSK şemasının ABER değerinin APEP değerine eşit olacağı anlaşılmaktadır.

4.1.4 RIS-Destekli SSK Sisteminin I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki Performans Analizi

RIS-destekli SSK sisteminde I/Q dengesizliği incelenirken RIS modelinde yansıma faz açılarının bilinme durumuna göre ve MLD tasarımı aşamasında I/Q dengesizliği parametrelerinin bilinme durumlarına göre farklı senaryolar ele alınmıştır. Elde edilen ABER değerleri grafiklerle sunulmuştur. Simülasyonlar esnasında her bir SNR değeri için 5×10^5 sembol iletildiği varsayılmıştır.

Şekil 4.1'de; geleneksel SSK modeli sırasıyla 256, 512 ve 1024 adet yansıtıcı elemanlı optimal olmayan MLD yapısına sahip intelligent RIS-SSK yapıları ile karşılaştırılmıştır.

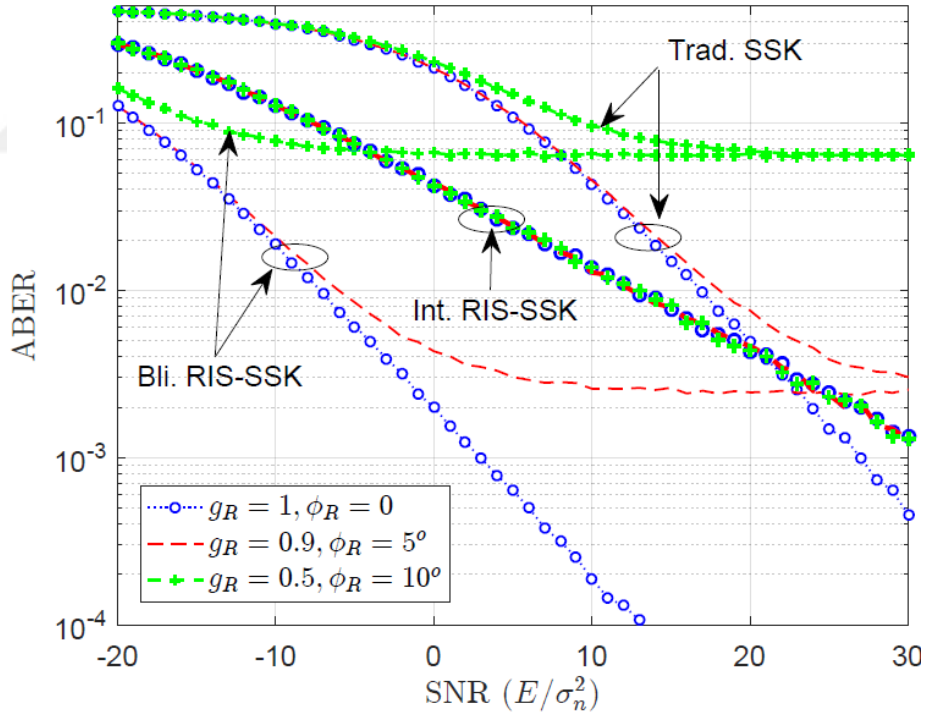


Şekil 4.1. Optimal olmayan MLD kullanılan intelligent RIS-SSK şemasının artan N değerleri için ABER bakımından karşılaştırılması ($g_R = 0.9$, $\phi_R = 5^\circ$).

İncelenen tüm durumlar için I/Q dengesizliği parametreleri $g_R = 0.9$, $\phi_R = 5^\circ$ olarak kabul edilmiştir. Şekil 4.1'den ilgili RIS-destekli SSK modelinin geleneksel SSK

modelinden daha iyi ABER performansına sahip olduğu ve RIS eleman sayısını artırmanın ABER performansını iyileştirdiği görülmektedir. Örneğin N sayısı iki katına çıkarıldığında 3dB SNR kazancı sağlanmaktadır.

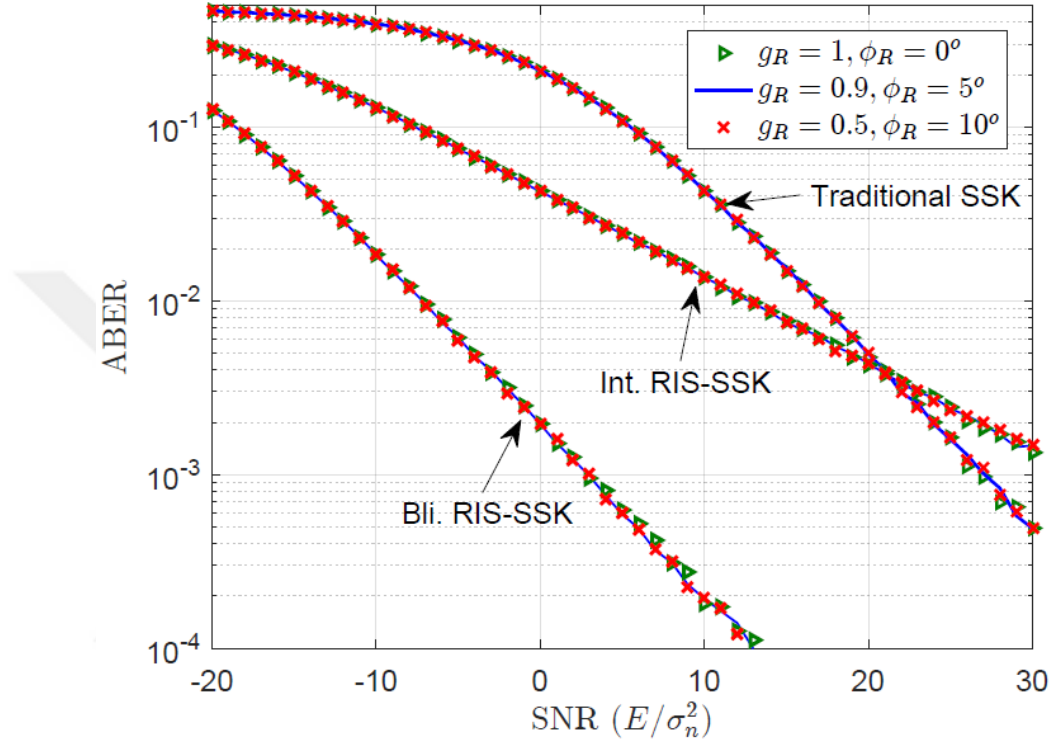
Şekil 4.2’de yansıtıcı eleman sayısı 256 olan blind ve intelligent RIS-SSK ile geleneksel SSK modeli alıcı tarafta optimal olmayan MLD kullanılması durumu için ABER performansı açısından karşılaştırılmıştır. Tüm sistemler için ABER sonuçları farklı I/Q dengesizliği varsayımlarıyla elde edilmekle birlikte mükemmel donanım varsayımı için de sonuçlar Şekil 4.2 içine dâhil edilmiştir. Şekilden, I/Q dengesizliğinin hem geleneksel SSK hem de blind RIS-SSK şemalarında ciddi bir performans düşüklüğüne sebep olduğu, ayrıca ABER değerinin belli bir seviyenin altına indirilmesine mani olduğu gözlenmektedir. Buna rağmen intelligent RIS–destekli SM şemasının dikkate değer şekilde I/Q dengesizliğine karşı dirençli olduğu görülmektedir. Blind şema, hatasız donanım varsayımı altında en üstün sonuçları elde etmiş olsa da I/Q dengesizliği olması durumunda intelligent şemanın tercih edilebileceği değerlendirilmektedir.



Şekil 4.2. Optimal olmayan MLD için intelligent ve blind RIS-SSK şemalarının geleneksel SSK şeması ile ABER bakımından karşılaştırılması ($N = 256$).

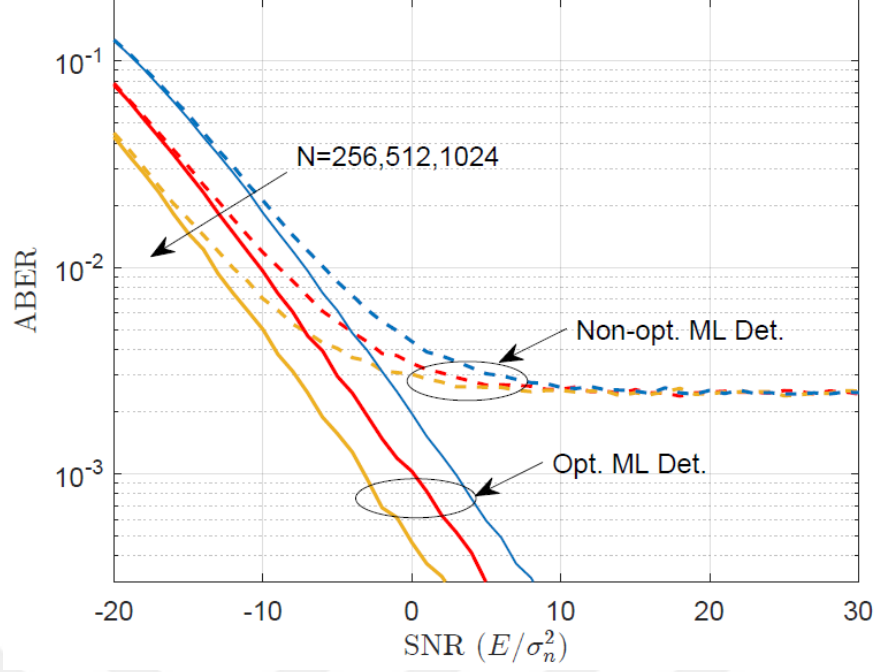
Şekil 4.3’te alıcıda optimal ML ile tespit yapan blind ve intelligent RIS-destekli SSK modelleri ile geleneksel SSK modeli karşılaştırılmıştır. RIS yapısı 256 adet yansıtıcı

eleman kullanılarak modellenmiştir. Alıcı tarafta görülen I/Q dengesizliğinin genlik katsayısı g_R , faz katsayısı ϕ_R olarak gösterilmiştir. Blind RIS yapısının intelligent RIS yapısına göre daha iyi hata performansına sahip olduğu ve RIS-destekli modellerin geleneksel SSK yapısına göre I/Q dengesizliği etkileriyle daha iyi başa çıkabildiği görülmüştür.



Şekil 4.3. Optimal MLD için intelligent ve blind RIS-SSK şemalarının geleneksel SSK şeması ile ABER bakımından karşılaştırılması ($N = 256$).

Şekil 4.4'te optimal ve optimal olmayan dedektörlerle elde edilen ABER performansları gösterilmiştir. İki durum için de modellenen I/Q dengesizliği parametreleri $g_R = 0.9$, $\phi_R = 5^\circ$ olarak kabul edilmiştir. Optimal MLD için RIS eleman sayısının artmasının ABER performansını iyileştirdiği; ancak optimal olmayan dedektör kullanımının bit hata oranını ancak bir taban değerine kadar düşürebildiği görülmektedir. Dolayısıyla blind RIS-destekli SSK için optimal olmayan MLD kullanıldığında reflektör sayısını artırmanın I/Q dengesizliğinden kaynaklı olumsuz etkilerden kurtulmak için bir çözüm olamayacağı gözlenmektedir.



Şekil 4.4. Optimal ve optimal olmayan MLD kullanılan blind RIS-SSK şemasının artan N değerleri için ABER bakımından karşılaştırılması ($g_R = 0.9$, $\varphi_R = 5^\circ$).

4.2 I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM Sistemi

Verici tarafında iletim yapılan antenden iletim anteninin adres bitiyle birlikte geleneksel modülasyon tiplerinden biri uygulanan sinyalinin de iletildiği haberleşme modellerine SM adı verilmektedir.

SM tekniği uygulanan sistemlerde verici tarafında sinyalin iletim yapılacak frekansa yükseltilmesi sırasında lokal osilatörü kullanılması, bu taraftaki donanım kaynaklı hatalar sebebiyle gönderilen sinyalde de I/Q dengesizliği oluşmasına sebep olacaktır. Bu nedenle SM modellerinde hem vericide hem alıcıda I/Q dengesizliği modelleri ele alınmıştır. Verici tarafında I/Q dengesizliği bulunan bir modelde antenden iletilen sinyal Eşitlik 3.13'te gösterildiği gibi olacaktır. Burada G_1 ve G_2 I/Q dengesizliği parametrelerini, $x_{RF_t}^{IQ}$ I/Q dengesizliği sonucu elde edilen sinyali, x_t ideal durumda vericide üretilecek sinyali, $(\cdot)^*$ karmaşık eşlenik değeri ifade etmektedir.

Alıcı tarafında I/Q dengesizliği bulunan bir modelde ise alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 3.14'ten faydalanılarak yazılır. Eşitlik 3.20'de I/Q dengesizliğinin etkileri göz ardı edilerek yazılan RIS- destekli SM modeli için yazılan tanım ile Eşitlik 3.14 ve Eşitlik 3.15 birleştirildiğinde; hem verici hem alıcı tarafında I/Q dengesizliği modellenen bir RIS-

destekli SM haberleşme modelinde alıcıya ulaşan sinyal $m \in M$ olmak üzere Eşitlik 4.16'da gösterildiği gibi olacaktır.

$$y_L = \kappa_1 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_{t,i}} \right) (G_1 x_m + G_2^* x_m^*) + \kappa_2 \sqrt{E} \left(\left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_{t,i}} \right) (G_1 x_m + G_2^* x_m^*) \right)^* + \kappa_1 n_r + \kappa_2 n_r^* \quad (4.16)$$

Bu tez çalışmasında I/Q dengesizliğinin vericide ve alıcıda görüldüğü durumlar ayrı incelenmiştir.

4.2.1 Verici I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM

Yalnızca verici tarafında taban bant seviyesinden iletim yapılacak frekansa yükseltilirken I/Q dengesizliği oluşan modelde alıcı tarafın I/Q dengesizliği parametreleri $g_R = 1$, $\phi_r = 0^\circ$ olacak şekilde ayarlanarak I/Q dengesizliği yok sayılmıştır. Alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 4.17'de gösterildiği gibi olacaktır.

$$\begin{aligned} y_L &= \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) (G_1 x_m + G_2^* x_m^*) + n_r \\ &= G_1 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) x_m + G_2^* \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) x_m^* + n_r \end{aligned} \quad (4.17)$$

SM haberleşme modelinde alıcıya ulaşan sinyalin demodülasyonu için tasarlanan MLD'nin optimal olduğu varsayılmıştır. Optimal MLD yapısından Bölüm 4.1.2'de bahsedilmiştir. Bölüm 4.1.2'de çalışılan senaryo SSK modeli olduğundan yalnızca alıcı taraftaki I/Q dengesizliği parametreleri üzerinde durulmuştur. Vericide tarafında I/Q dengesizliği incelenen SM tekniği için verici I/Q dengesizliği parametreleri dedektör tasarımına dâhil edilmelidir

Ayrıca SM tekniği uygulanırken iletilen sinyale QAM uygulanmaktadır. MLD tasarımı yapılırken, uygulanan modülasyona göre iletilmesi muhtemel sinyaller de hesaba katılmaktadır.

Tüm bunlar göz önünde bulundurulduğunda, verici tarafta I/Q dengesizliği bulunan blind RIS-destekli SM için MLD kuralı Eşitlik 4.18'deki gibi yazılabilir.

$$q, l = \arg \min_{m, t} \left\{ \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_m + G_2^* x_m^*) \sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right|^2 \right\} \quad (4.18)$$

Bu şemanın intelligent olması durumunda RIS, kanal katsayılarının fazlarını sıfırlayacak şekilde yansıma faz açılarını belirleyecek ($\theta_{t,i} + \varphi_i = \phi_i$) ve bu durumda tanımlanacak MLD kuralı Eşitlik 4.19'deki gibi olacaktır.

$$q, l = \arg \min_{m, t} \left\{ \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_m + G_2^* x_m^*) \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right|^2 \right\} \quad (4.19)$$

Sistemin hata performansını belirlenmesi için tasarlanan optimal MLD'nin hatalı sezim yaptığı durumlar tespit edilir. Hatalı sezim, x_m sinyalinin iletiminin t. antenden yapıldığı ancak alıcıda $\hat{x}_m$ sinyalinin $\hat{t}$. antenden iletilmiş olarak sezildiği durumdur. Bu durum için hesaplanan PEP değeri Eşitlik 4.20'de blind, Eşitlik 4.21'de intelligent senaryolar için verilmiştir.

$$P = \Pr \left\{ \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_m + G_2^* x_m^*) \sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i \right|^2 > \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_{\hat{m}} + G_2^* x_{\hat{m}}^*) \sum_{i=1}^N h_{\hat{t},i} g_i \right|^2 \right\} \quad (4.20)$$

$$P = \Pr \left\{ \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_m + G_2^* x_m^*) \sum_{i=1}^N \alpha_{t,i} \beta_i \right|^2 > \left| y_L - \sqrt{E}(G_1 x_{\hat{m}} + G_2^* x_{\hat{m}}^*) \sum_{i=1}^N \alpha_{\hat{t},i} \beta_i \right|^2 \right\} \quad (4.21)$$

4.2.2 Alıcı I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki RIS-Destekli SM

Gönderici tarafında taban bant seviyesinden iletim yapılacak frekansa yükseltilirken I/Q dengesizliği oluşmadığı varsayılan modelde verici tarafın I/Q parametreleri $g_t = 1$ $\phi_t = 0^\circ$ olacak şekilde ayarlanarak I/Q dengesizliği yok sayılmıştır. Alıcıya ulaşan sinyal Eşitlik 4.22’de gösterildiği gibi olacaktır.

$$y_L = \kappa_1 \sqrt{E} \left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) x_m + \kappa_2 \sqrt{E} \left(\left(\sum_{i=1}^N h_{t,i} g_i e^{-j\phi_i} \right) x_m \right)^* + \kappa_1 n_r + \kappa_2 n_r^* \quad (4.22)$$

Bölüm 4.1.2.1’dekine benzer şekilde gerçel ve sanal kısımların varyans değerlerinin farklı olması sebebiyle y_L sinyalinin gerçel ve sanal bileşenlerinin ortak olarak yazılan PDF’si blind senaryo varsayımıyla Eşitlik 4.23’te verilmiştir. Eşitlikte verilen $y_t^I = (\sum_{i=1}^N h_{t,i}^I g_i^I - h_{t,i}^Q g_i^Q)$ ve $y_t^Q = K_C (\sum_{i=1}^N h_{t,i}^I g_i^I - h_{t,i}^Q g_i^Q) + K_d (\sum_{i=1}^N h_{t,i}^I g_i^Q + h_{t,i}^Q g_i^I)$ olarak ifade edilmektedir.

$$f_{y_L}(y_L^I, y_L^Q) = \frac{1}{2\pi\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[\frac{-1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{|y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q)|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I))|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q))(y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I)))}{\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}} \right) \right] \quad (4.23)$$

Bu ifadede geçen K_C ve K_d parametreleri, 4.1.2.1’de verildiği gibidir. Eşitlik 4.23’te verilen PDF için en yüksek değeri sağlayacak değerlerin sezimlenmesi beklenir. Bu ifade sadeleştirildiğinde Eşitlik 4.24’te bulunacak olan q değeri ile en yüksek değeri sağlayacaktır.

$$q, l = \arg \min_{m,t} \left\{ \frac{|y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q)|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I))|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q))(y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I)))}{\sigma_{n_I}\sigma_{n_Q}} \right\} \quad (4.24)$$

Sistemin hata performansını belirlenmesi için tasarlanan optimal MLD'nin hatalı sezim yaptığı durumlar tespit edilir. Hatalı sezim, x_m sinyalinin iletiminin t. antenden yapıldığı ancak alıcıda $\hat{x}_m$ sinyalinin $\hat{t}$. antenden iletilmiş olduğu sezildiği durumdur. Bu durum için hesaplanan PEP değeri Eşitlik 4.25'te gösterilmiştir.

$$P = \Pr \left\{ \frac{|y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q)|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I))|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_L^I - \sqrt{E}(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q))(y_L^Q - \sqrt{E}(K_C(y_t^I x_m^I - y_t^Q x_m^Q) + K_d(y_t^I x_m^Q - y_t^Q x_m^I)))}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} > \frac{|y_{\hat{L}}^I - \sqrt{E}(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^I - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^Q)|^2}{\sigma_{\eta_I}^2} + \frac{|y_{\hat{L}}^Q - \sqrt{E}(K_C(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^I - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^Q) + K_d(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^Q - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^I))|^2}{\sigma_{\eta_Q}^2} - \frac{2\rho(y_{\hat{L}}^I - \sqrt{E}(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^I - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^Q))(y_{\hat{L}}^Q - \sqrt{E}(K_C(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^I - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^Q) + K_d(y_{\hat{t}}^I x_{\hat{m}}^Q - y_{\hat{t}}^Q x_{\hat{m}}^I)))}{\sigma_{n_I} \sigma_{n_Q}} \right\} \quad (4.25)$$

4.2.3 ABER

Blind RIS-destekli SM şemasında ABER değeri için bir üst sınır Eşitlik 4.26'daki gibi hesaplanabilir (Alsmadi ve ark., 2018).

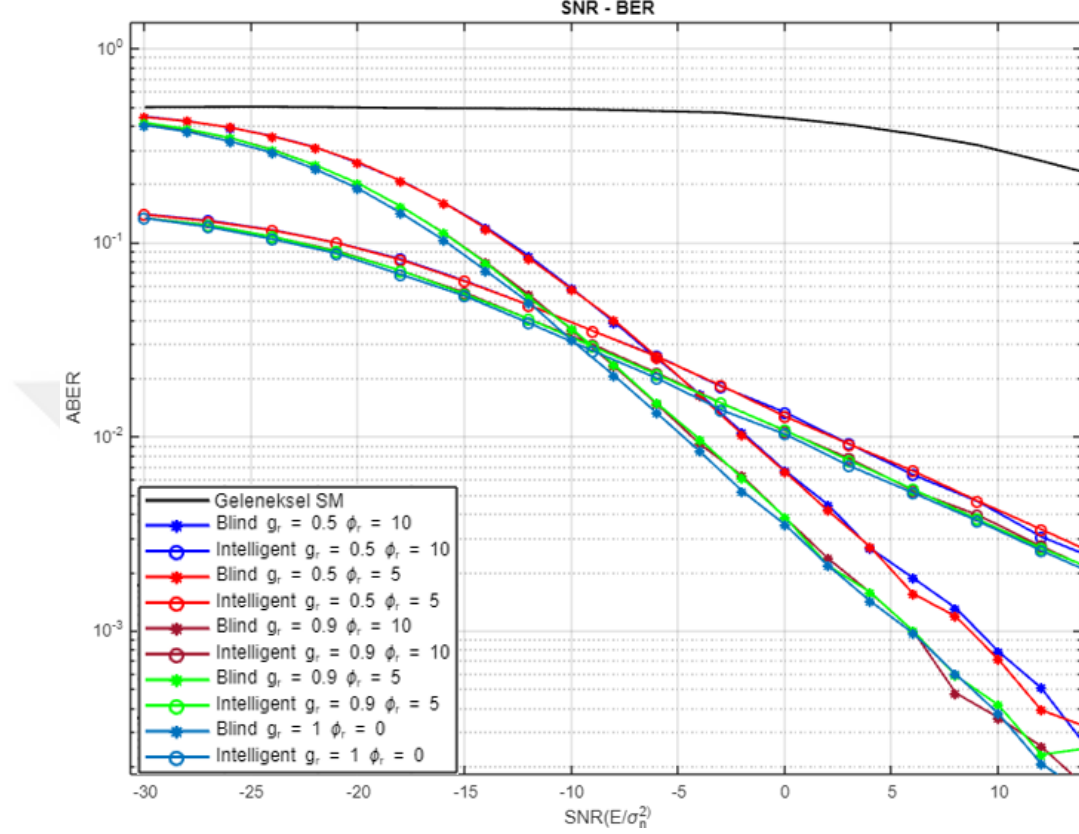
$$ABER \leq \frac{1}{2^m} \sum_{i=1}^{2^m} \sum_{k=1}^{2^m} \frac{\bar{P} \cdot B_{i,k}}{m} \quad (4.26)$$

Burada $\bar{P}$ değeri, ele alınan senaryoya göre PEP değerlerinin çok fazla sembol örneği için hesaplanıp ortalamasının alınmasıyla bulunabilir. $B_{i,k}$ ise ilgili PEP'in istediği hatalı bit sayısıdır.

4.2.4 RIS-Destekli SM Sisteminin I/Q Dengesizliği Etkisi Altındaki Performans Analizi

RIS-destekli SM sisteminde I/Q dengesizliği incelenirken optimal ML tasarımı kullanıldığı varsayılarak RIS modelinde yansıma faz açılarının bilinme durumuna göre ve farklı senaryolar ele alınmıştır. Elde edilen bit hata oranları grafiklerle sunulmuştur.

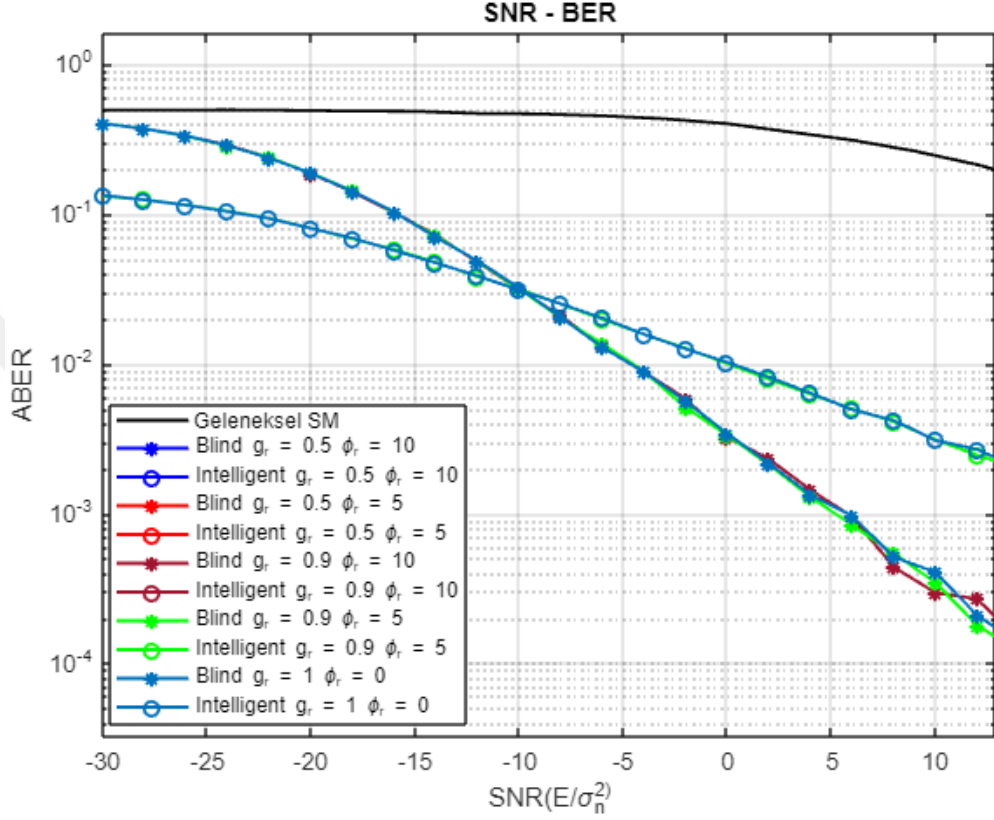
Şekil 4.5'te ele alınan senaryoda vericide modellenen farklı I/Q dengesizliği katsayıları için yansıtıcı eleman sayısı 256 olan blind ve intelligent RIS senaryoları ile geleneksel SM modeli için hata performans sonuçları karşılaştırılmıştır.



Şekil 4.5. Optimal MLD için vericide I/Q dengesizliği görülen intelligent ve blind RIS-SM şemalarının geleneksel SM şeması ile ABER bakımından karşılaştırılması ($N = 256$).

I/Q dengesizliği genlik ve faz katsayıları sırasıyla $g_t = 0.5$, $\phi_t = 10^\circ$; $g_t = 0.5$, $\phi_t = 5^\circ$; $g_t = 0.9$, $\phi_t = 10^\circ$; $g_t = 0.9$, $\phi_t = 5^\circ$; $g_t = 1$, $\phi_t = 0^\circ$ olarak seçilmiştir. Geleneksel SM içinse I/Q dengesizliği göz ardı edilen sistem ($g_t = 1$, $\phi_t = 0^\circ$) modellenmiştir. RIS-SSK senaryolarında ideal durum olarak kabul edilen $g_t = 1$, $\phi_t = 0^\circ$ durumu için en düşük hata oranı alındığı görülmüştür. RIS destekli senaryoların geleneksel SM modeline göre daha yüksek performansla çalıştığı görülmekle birlikte, blind RIS modelinde hata performansının SNR değeri arttıkça intelligent RIS-destekli SM modeline karşı daha iyi sonuçlara sahip olduğu görülmüştür. Intelligent ve blind senaryolar için genlik katsayısında görülen I/Q dengesizliğinin hata performansını faz katsayısında görülen I/Q dengesizliğinden daha fazla etkilediği görülmüştür.

Şekil 4.6’da ele alınan senaryoda alıcıda modellenen sırasıyla $g_t = 0.5, \phi_t = 10^\circ$; $g_t = 0.5, \phi_t = 5^\circ$; $g_t = 0.9, \phi_t = 10^\circ$; $g_t = 0.9, \phi_t = 5^\circ$; $g_t = 1, \phi_t = 0^\circ$ I/Q dengesizliği katsayıları için yansıtıcı eleman sayısı 256 olan blind ve intelligent RIS senaryoları ile geleneksel SM için hata performans sonuçları karşılaştırılmıştır.



Şekil 4.6. Optimal MLD için alıcıda I/Q dengesizliği görülen intelligent ve blind RIS-SM şemalarının geleneksel SM şeması ile ABER bakımından karşılaştırılması ($N = 256$).

Geleneksel SM için I/Q dengesizliği göz ardı edilen sistem modellenmiştir. İdeal durum olarak kabul edilen $g_t = 1, \phi_t = 0^\circ$ durumu için en düşük hata oranı alındığı görülmüştür. RIS destekli senaryoların geleneksel SM modeline göre daha yüksek performansla çalıştığı görülmekle birlikte blind RIS modelinde hata performansının düşük SNR için düşük başarıya sahipken SNR değeri arttıkça intelligent RIS-destekli SM modeline karşı daha yüksek hata performansına sahip olduğu görülmüştür.

5 SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında RIS-destekli SM/SSK sistemlerin üzerindeki I/Q dengesizliğinin etkileri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlarda anten arkası birim olan RF zincirde yer alan lokal osilatör sinyalin de hem genlikte hem fazda meydana gelen bu donanımsal uyumsuzluğun sistemlerin performansını olumsuz etkilediği ortaya çıkmıştır.

Yürütülen çalışmalarda ideal alıcı/verici mimariyle I/Q dengesizliğine sahip olan alıcı/verici mimari kıyaslanmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçlarında I/Q dengesizliğinin sistem performansını önemli ölçüde düşürdüğü ve görülmüştür. Alıcıya ulaşan sinyali tespit etmek amacıyla kullanılan dedektörün tasarımında I/Q dengesizliği parametrelerinin kullanılmasının hata performansını iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

Yürütülen simülasyon çalışmalarının sonucunda RIS-destekli modellerin geleneksel modellere göre daha yüksek hata performansına sahip olduğu görülmüştür. Intelligent olarak tasarlanan RIS modelinde yansıma faz açılarının kanal fazlarını sıfırlayacak şekilde belirlenmesinin hata grafiğini belirli bir bit hata değerine yaklaştırarak performans sonucunu olumsuz etkilediği anlaşılmıştır.

5.1.2 Öneriler

Çalışmada elde edilen sonuçlarda I/Q dengesizliğinin kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını önemli ölçüde düşürdüğü görülmektedir. Öte yandan haberleşme sistemlerinde RIS'lerin kullanımı sistem performansını iyileştirmektedir. Yani SM ve SSK sistemlerine RIS desteğinin eklenmesi sistem performansını artırmaktadır. RIS'lerin yansıtıcı eleman sayısı arttıkça sistem performansının iyileştiği görülmektedir. RIS sistemin faz açılarının bilinmesin sistem performansını etkilediği görülmüştür. RIS-destekli sistem tasarımlarında faz açısı bilgisi dikkate alınmalıdır. Alıcıya ulaşan sinyal biti bilgisinin sezimlenmesinde kullanılan dedektör tasarımının sistemin hata performansını etkilediği görülmüştür.

Geleceğin haberleşme teknolojileri olan SM/SSK modülasyon teknikleri ve bu tekniklerle birlikte kullanılması beklenen RIS-destekli modellerin tasarımında donanımsal hataların etkileri göz ardı edilmemelidir.

KAYNAKLAR

- Ahn, C.W., Haas, H., Mesleh, R.Y., Sinanovi'c, S., and Yun, S., 2008, Spatial modulation, *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 57 (4), 2228 – 2241.
- Aïssa, S., Bhowal, A., and Kshetrimayum, R.S. "RIS-Assisted Spatial Modulation and Space Shift Keying for Ambient Backscattering Communications," ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications, Montreal, QC, Canada, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICC42927.2021.9500428.
- Alsmadi, M. M., Basar, E., Canbilen, A. E., Develi, I., Gultekin, S. S. and Ikki, S. S. "Spatial modulation in the presence of I/Q imbalance: Optimal detector & performance analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 8, pp. 1572–1575, 2018.
- Alouini, M., Basar, E., Debbah M., Di Renzo, M., De Rosny, J., Zhang A.R., 2019, *Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces*, IEEE Access, 7, 116753–116773.
- Aygözü, Ü., Başar E., Panayırçı, E., Poor, H. V., 2011, MIMO Sistemler için Gelişmiş Uzaysal Modülasyon Teknikleri, *EMO Bilimsel Dergi*, 1(1), 15-25.
- Balotra, E., Barman, K., 2013, Spatial modulation, *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 2(4).
- Basar, E. "Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3187-3196, May 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2020.2971486.
- Basar, E., Canbilen, A.E., Ikki, S.S, 2020, Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Space Shift Keying, *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(9), 1495-1499.
- Basar, E., Canbilen, A. E., Develi, I., Gultekin, S. S. and Ikki, S. S "Joint impact of I/Q imbalance and imperfect CSI on SM-MIMO systems over generalized beckmann fading channels: Optimal detection and crammerao bound," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 5, 3034– 3046, 2020.
- Bouhlef, A., Alsmadi, M.M., Saleh, E., Ikki, S., and Sakly, A. "Performance Analysis of RIS-SSK in the Presence of Hardware Impairments," 2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland, 2021, 537-542.
- Canbilen, A.E. (2019), "İşbirlikli Uzaysal Modülasyonun Farklı Sönümlemeli Kanallardaki Performans Analizi", Doktora, *Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı*, 38-40.
- Canbilen, A. E., "Performance analysis of RIS-assisted SM with I/Q imbalance," *Physical Commun.*, vol. 49, p. 101473, 2021.

- Canbilen, A. E. and Altundag, E. O. "Impact of I/Q Imbalance on the Error Performance of RIS-Assisted Space Shift Keying," IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Istanbul, Turkiye, 2023, pp. 214-219, doi: 10.1109/BlackSeaCom58138.2023.10299774.
- Chau, Y. A. ve Yu, S.-H., 2001, Space modulation on wireless fading channels, Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th, 1668-1671.
- Di Renzo, M., Grant, P.M., Haas, H., 2011, Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems – A Survey, IEEE Communications Magazine, 49 (12), 182-191.
- Di Renzo M., Zappone A., Debbah M., Alouini M., Yuen C., Rosny J., Tretyakov S. 2020, "Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable Intelligent Surfaces: How It Works, State of Research, and The Road Ahead", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 38, 2450-2525.
- Iwasaki, T., Kamoda, H., Kuki, T., and Tsumochi, J., "60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode," 2009 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, USA, 2009, pp. 1177-1180, doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165912.
- Mesleh, R. ve Alhasssi, A., 2018., Space Modulation Techniques.
- Salz, J., 1985., Digital transmission over cross-coupled linear channels. AT & T Technical Journal 64: 1147–1159.
- Schenk, T. , 2008, RF imperfections in high-rate wireless systems, Dordrecht, The Netherlands, 83-88.