Model pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka temeljen na OFDM modulaciji

Valčić, Sanjin

Doctoral thesis / Disertacija

2016

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Rijeka, Faculty of Maritime Studies, Rijeka / Sveučilište u Rijeci, Pomorski fakultet u Rijeci**

Permanent link / Trajna poveznica: https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:187:764984

Rights / Prava: In copyright / Zaštićeno autorskim pravom.

Download date / Datum preuzimanja: **2024-03-28**

Image not found or type unknown

Repository / Repozitorij:

Repository of the University of Rijeka, Faculty of Maritime Studies - FMSRI Repository

UNIRI DIGITALNA KNJIŽNICA

Image not found or type unknown

SVEUČILIŠTE U RIJECI
POMORSKI FAKULTET U RIJECI

Sanjin Valčić

MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA TEMELJEN NA OFDM MODULACIJI

DOKTORSKA DISERTACIJA

Rijeka, 2016.

SVEUČILIŠTE U RIJECI
POMORSKI FAKULTET U RIJECI

Sanjin Valčić

MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA TEMELJEN NA OFDM MODULACIJI

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: doc. dr. sc. Zoran Mrak

Rijeka, 2016.

UNIVERSITY OF RIJEKA
FACULTY OF MARITIME STUDIES RIJEKA

Sanjin Valčić

A MODEL OF MARITIME VHF COMMUNICATION SYSTEM FOR DATA EXCHANGE BASED ON OFDM MODULATION

DOCTORAL THESIS

Rijeka, 2016.

Mentor rada: doc. dr. sc. Zoran Mrak

Doktorska disertacija obranjena je 20. svibnja 2016. godine na Pomorskom fakultetu Sveučilišta u Rijeci, pred povjerenstvom:

1. dr. sc. Vinko Tomas, redoviti profesor Pomorskog fakulteta u Rijeci, predsjednik
2. dr. sc. Zoran Mrak, docent Pomorskog fakulteta u Rijeci, mentor i član
3. dr. sc. habil. Tibor Poganj, redoviti profesor Pomorskog fakulteta u Rijeci, član
4. dr. sc. Pavao Komadina, redoviti profesor Pomorskog fakulteta u Rijeci, član
5. dr. sc. Josip Kasum, redoviti profesor Sveučilišnog odjela za forenzične znanosti u Splitu, član

SAŽETAK

Razmjena podataka između brodova i kopnenih objekata od iznimne je važnosti za potrebe sigurnosti navigacije, kao i za potrebe komercijalnih usluga. Iz tog razloga, u ovome radu su detaljno analizirani postojeći pomorski komunikacijski sustavi za prijenos podataka, u svrhu određivanja smjernica za njihovu nadogradnju, odnosno zamjenu novim komunikacijskim sustavima. Kako u pomorskim VHF komunikacijama nema razvijenog sustava za potrebe prijenosa velikih količina podataka, nužno je primjenom novih tehnologija razviti nove sustave, koji bi modernizirali GMDSS sustav, značajno rasteretili komunikacijske kanale AIS sustava, te postavili smjernice za razvoj komunikacijske infrastrukture strategije IMO-a pod nazivom *E-navigacija*.

Jednu od novih tehnologija predstavlja i digitalna OFDM modulacija, pomoću koje je moguće, korištenjem više valova nosilaca, postići velike brzine prijenosa podataka te visoku spektralnu učinkovitost. U ovome radu sustavno je analizirana navedena tehnologija te su određene prednosti i nedostaci komunikacijskih sustava s OFDM modulacijom u odnosu na sustave s jednim valom nosiocem. Nadalje, izrađeni su analitički i simulacijski modeli pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava za prijenos podataka unutar pomorskih VHF komunikacijskih kanala. Navedeni komunikacijski kanali, odnosno pojave i fenomeni koji ih karakteriziraju modelirane su Rayleighevom i Riceovom razdiobom vjerojatnosti uz pojavu aditivnog bijelog Gaussovog šuma. Postignuta brzina prijenosa podataka, spektralna učinkovitost sustava te vjerojatnost ili učestalost pojave pogrešnih bitova predstavljaju kriterije na temelju kojih su vrednovani rezultati analitičkog i simulacijskog modela.

Rezultati istraživanja pokazali su da se primjenom digitalne OFDM modulacije u pomorskim VHF komunikacijskim sustavima može unaprijediti dosadašnji GMDSS sustav, postizanjem većih brzina prijenosa, a samim time i prenošenjem veće količine podataka.

Ključne riječi:

pomorske VHF komunikacije, OFDM modulacija, višestazni feding, AWGN, SNR, BER.

SUMMARY

Data exchange between ships and land facilities is of great importance for the safety of navigation and for commercial services. For this reason, a detailed analysis of existing maritime communications systems for data transmission is conducted within this paper in order to determine the guidelines for their upgrade or replacement by new communication systems. Since there is no system in maritime VHF communications for transmitting large amounts of data, it is necessary to employ new technologies and to develop new systems that would modernize the GMDSS system, significantly relieve the AIS communication channels, and set guidelines for development of the communication infrastructure of the IMO strategy called *e-Navigation*.

The digital OFDM modulation is a new technology, by which it is possible, using multiple carrier waves, to achieve high data transmission rates and spectral efficiency. This technology is systematically analyzed, and the advantages and disadvantages of communication systems using OFDM modulation in comparison to single carrier systems are determined in this paper. Furthermore, analytical and simulation models of the maritime VHF OFDM communication system for data transmission within the maritime VHF communication channels are developed. These communication channels, i.e. appearances and phenomena within, are modeled by Rayleigh and Rice probability distributions with the the additive white Gaussian noise. The achieved data rate, the spectral efficiency of the system, and the bit error probability or rate represent the criteria on which the results of the analytical and simulation models are evaluated.

The research results showed that the application of the digital OFDM modulation in maritime VHF communications systems can improve current communications within the GMDSS system, achieving higher data transmission rates, and thus enabling transmission of large amounts of data.

Key words:

maritime VHF communications, OFDM modulation, multipath fading, AWGN, SNR, BER.

ZAHVALA

Ovaj dio posvećen je svima koji su na bilo koji način doprinijeli stvaranju moje doktorske disertacije.

Za početak, zahvaljujem svome mentoru doc. dr. sc. Zoranu Mraku na znanstvenom i stručnom vođenju, prenesenom znanju i iskustvu, stvaranju poticajne radne sredine te svakodnevnom savjetovanju i pomoći od prvog dana mog zapošljavanja na Pomorskom fakultetu u Rijeci do kraja izrade ove doktorske disertacije.

Na isti način zahvaljujem i prof. dr. sc. habil. Tiboru Poganju, kojega smatram svojim drugim mentorom, na svakodnevnom poticaju, savjetovanju i pomoći, posebice prilikom matematičkih izračuna i zapisa koje sam koristio u doktorskoj disertaciji.

Posebnu zahvalu upućujem i prof. dr. sc. Vinku Tomasu, voditelju projekta „Informacijsko-komunikacijske tehnologije u inteligentnim pomorskim sustavima“ u okviru kojeg sam provodio znanstvena istraživanja, a koja su rezultirala izradom doktorske disertacije.

Također, zahvaljujem i svojim kolegama i prijateljima sa Zavoda za elektrotehniku, automatiku i informatiku dr. sc. Marku Valčiću, dr. sc. Jasminu Ćeliću i dr. sc. Aleksandru Cuculiću, na nesebičnoj pomoći, prenesenom znanju i iskustvima koja su uvelike olakšala izradu doktorske disertacije.

Naposljetku, veliko hvala upućujem svojoj obitelji i prijateljima, na razumijevanju i svesrdnoj potpori u „kriznim“ razdobljima tijekom pisanja ove doktorske disertacije.

SADRŽAJ

SAŽETAK v
SUMMARY vi
ZAHVALA vii
SADRŽAJ viii
1. UVOD 1
1.1. Problem, predmet i objekti istraživanja 4
1.2. Znanstvena hipoteza i pomoćne hipoteze 5
1.3. Svrha i ciljevi istraživanja 6
1.4. Pregled dosadašnjih istraživanja 7
1.5. Znanstvene metode 10
1.6. Struktura rada 11
2. ANALIZA POSTOJEĆIH POMORSKIH KOMUNIKACIJSKIH SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA 14
2.1. Pomorski terestrički sustav za digitalno-selektivno pozivanje 15
2.1.1. Vrste poziva sustava za digitalno-selektivno pozivanje 15
2.1.2. Vrste modulacija i brzine prijenosa podataka sustava za digitalno-selektivno pozivanje 16
2.1.3. Kodiranje u sustavu za digitalno-selektivno pozivanje 17
2.2. Pomorski terestrički radioteleks i NAVTEX sustavi 17
2.2.1. Tehničke karakteristike pomorskog radioteleks sustava 18
2.2.2. Opis ARQ načina rada radioteleks sustava 19
2.2.3. Opis FEC načina rada radioteleks sustava 19
2.2.4. Međunarodni NAVTEX sustav 20
2.3. Automatski identifikacijski sustav 23
2.3.1. Vrste podataka automatskog identifikacijskog sustava 23
2.3.2. Tehničke karakteristike i način rada AIS sustava 24

2.4. Satelitski radiokomunikacijski sustav INMARSAT 26
2.4.1. Dijelovi satelitskog INMARSAT sustava 27
2.4.2. Brodske zemaljske stanice sustava INMARSAT 28
2.5. Pregled međunarodnih preporuka i smjernica 29
2.5.1. Pomorski VHF sustav za razmjenu podataka 32
2.5.2. Preporuka Međunarodne telekomunikacijske unije ITU-R M.1842-1 34
3. UVOD U OFDM MODULACIJU 36
3.1. Princip moduliranja signala primjenom OFDM modulacije 38
3.1.1. Uvođenje cikličke ekstenzije u OFDM signal 41
3.1.2. Spektar gustoće snage i spektralna učinkovitost OFDM modulacije 43
3.1.3. Prijenos OFDM signala komunikacijskim radiokanalima 44
3.2. Usporedba sustava s OFDM modulacijom i sustava s jednim valom nosiocem 47
3.2.1. Propagacijski uvjeti u radiokanalima 47
3.2.2. Prednosti OFDM modulacije 50
3.2.3. Nedostaci OFDM modulacije 51
3.3. Postojeći radiokomunikacijski sustavi koji koriste OFDM modulaciju 52
3.3.1. Sustav za emitiranje digitalnih audiostanica 52
3.3.2. Sustav za emitiranje digitalnih televizijskih stanica 54
3.3.3. Sustavi za bežičnu komunikaciju u lokalnim mrežama 56
4. ANALITIČKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM 58
4.1. Model pomorskog VHF OFDM predajnika 59
4.1.1. Digitalno moduliranje simbola *M*-PSK i *M*-QAM modulacijama 61
4.1.2. Parametri VHF predajnika OFDM signala 63
4.1.3. Odnos između vršne i prosječne vrijednosti snage OFDM signala 66
4.2. Model pomorskog VHF OFDM prijamnika 67
4.2.1. Estimacija odziva kanala korištenjem pilotnih simbola 69

4.2.2. Izvod Wienerovog procjenitelja ... 71
4.3.3. Pogreška estimacije Wienerovog procjenitelja ... 73
4.2.4. Wienerova estimacija u OFDM sustavima ... 73
4.3. Model pomorskog VHF komunikacijskog kanala ... 77
4.3.1. Pokazatelji performansi sustava pod utjecajem karakteristika komunikacijskih kanala ... 79
4.3.2. Modeli komunikacijskih kanala s frekvencijski neselektivnim fedingom ... 82
5. SIMULACIJSKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM ... 86
5.1. Simulacijski model pomorskog VHF OFDM predajnika ... 87
5.1.1. Izvor informacije ... 88
5.1.2. *M*-razinski digitalni modulator informacije ... 89
5.1.3. OFDM modulator valova nosilaca ... 90
5.2. Simulacijski model pomorskog VHF OFDM prijamnika ... 91
5.2.1. OFDM demodulator valova nosilaca ... 92
5.2.2. *M*-razinski digitalni demodulator informacije ... 93
5.2.3. Odredište za prikaz prenesenih podataka ... 94
5.3. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala ... 94
5.3.1. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga ... 95
5.3.2. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga ... 96
5.3.3. Simulacijski model aditivnog bijelog Gaussovog šuma ... 97
6. ANALIZA REZULTATA SIMULACIJSKOG MODELA PREDLOŽENOG VHF OFDM KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ... 99
6.1. Analiza rezultata simulacijskog modela predloženog VHF OFDM sustava u komunikacijskom kanalu sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN ... 101
6.2. Analiza rezultata simulacijskog modela predloženog VHF OFDM sustava u komunikacijskom kanalu sa značajkom Riceovog fedinga uz AWGN ... 105

7. ZAKLJUČAK....120
LITERATURA....124
POPIS KRATICA I AKRONIMA....132
POPIS OZNAKA I SIMBOLA....138
POPIS SLIKA....144
POPIS TABLICA....146
PRILOG A....147
A.1. Simulink model predloženog pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava....147
A.2. Simulink model izvora informacije....148
A.3. Simulink model *M*-razinskog PSK modulatora informacije....148
A.4. Simulink model *M*-razinskog PSK demodulatora informacije....148
A.5. Simulink model *M*-razinskog QAM modulatora informacije....148
A.6. Simulink model *M*-razinskog QAM demodulatora informacije....149
A.7. Simulink model OFDM modulatora valova nosilaca....149
A.8. Simulink model OFDM demodulatora valova nosilaca....149
A.9. Simulink model odredišta za prikaz prenesenih podataka....149
A.10. Simulink model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN....150
A.11. Simulink model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga uz AWGN....151
A.12. Simulink model sklopa za otklanjanje faze izlaznog signala iz komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog i Riceovog fedinga....152
ŽIVOTOPIS....153

1. UVOD

U današnje vrijeme na brodovima se koristi mnoštvo komercijalnih radiokomunikacijskih sustava, koji pružaju različite komunikacijske usluge. Međutim, za potrebe uzbunjivanja i sigurnosti, koristi se Svjetski pomorski sustav za pogibelj i sigurnost (engl. Global Maritime Distress and Safety System – GMDSS), čiji su podsustavi potpuno uvedeni na brodove 1. veljače 1999. godine. Prema ovom sustavu, prioriteti pomorskih komunikacija mogu se podijeliti na: komunikacije pogibelji, komunikacije hitnosti, komunikacije sigurnosti te ostale ili rutinske komunikacije.

Nadalje, prema načinu rada i korištenja elektromagnetskih odnosno radiovalova, sustavi pomorskih komunikacija mogu se podijeliti na terestričke i satelitske sustave. Pod terestričke komunikacije spadaju:

- komunikacije korištenjem površinskih elektromagnetskih valova na pomorskom MF (engl. Medium Frequency) frekvencijskom području (1.605 – 4 MHz), čime je moguće postići domet do približno 200 NM
- komunikacije korištenjem ionosferskih elektromagnetskih valova na pomorskom HF (engl. High Frequency) frekvencijskom području (4 – 27.5 MHz), čime je moguće postići domet veći od 200 NM, što ovisi o više čimbenika te
- komunikacije korištenjem direktnih prostornih elektromagnetskih valova na pomorskom VHF (engl. Very High Frequency) frekvencijskom području (156 – 174 MHz), čime je moguće postići domet do približno 50 NM.

Od navedenog datuma uvođenja GMDSS-a, sustavi i načini upotrebe pomorskih terestričkih komunikacija nisu se značajnije mijenjali, a uključuju korištenje sljedećih uređaja:

- analognih radiotelefonskih uređaja na MF, HF i VHF frekvencijskim područjima
- digitalnih radioteleks uređaja na MF i HF frekvencijskim područjima te

- digitalnih uređaja za selektivno pozivanje (engl. Digital Selective Calling – DSC) na sva tri navedena frekvencijska područja.

Satelitski komunikacijski uređaji, koji se prema GMDSS-u mogu koristiti za potrebe pomorskih komunikacija su: privatni sustav INMARSAT (engl. International Maritime/Mobile Satellite Organization) i međunarodni sustav COSPAS-SARSAT (engl./rus. Cosmicheskaya Sistyema Poiska Avariynich Sudov – Search and Rescue Satellite-Aided Tracking) koji se koristi isključivo za potrebe traganja i spašavanja. Navedeni satelitski sustavi koriste elektromagnetske valove UHF (engl. Ultra High Frequency) i SHF (engl. Super High Frequency) frekvencijskog područja, pomoću kojih je moguće uspostaviti pouzdane komunikacije između zemaljskih stanica i satelita. Satelitski sustav INMARSAT podržava više oblika i načina komunikacija kao što su digitalne govorne komunikacije, razmjena velikih količina podataka, kao i povezivanje internetskim protokolom. Navedene mogućnosti, kao i jednostavnost rukovanja uređajima su glavni razlozi da se na brodovima značajno više koriste uređaji sustava INMARSAT u odnosu na terestričke komunikacijske uređaje, što dovodi do neiskorištenosti velikog dijela frekvencijskog spektra. Međutim, uz široki raspon mogućnosti dolazi i visoka cijena usluga, uz značajku da sateliti sustava INMARSAT ne pokrivaju područja Zemljinih polova (dijelovi iznad 70° sjeverne i južne geografske širine). Stoga, potrebno je pronaći i razviti ekonomski prihvatljivija rješenja u terestričkim pomorskim komunikacijama, koja bi mogla predstavljati zamjenu, odnosno alternativu satelitskim sustavima.

Od navedenih terestričkih komunikacijskih sustava, VHF sustavi predstavljaju najčešći oblik komunikacije, koji se koristi za komunikacije između brodova na malim udaljenostima, kao i u priobalnim i lučkim područjima za komunikaciju s kopnenim centrima. Međutim, kako je na pomorskom VHF frekvencijskom području DSC jedini digitalni sustav, čija je svrha uzbunjivanje i najavljivanje daljnjih komunikacija prema navedenim prioritetima GMDSS-a, koje se mogu odvijati isključivo na analognom radiotelefonskom uređaju, potrebno je razviti i primijeniti nove digitalne sustave za razmjenu podataka. Jedan od takvih digitalnih sustava, koji se već primjenjuje na brodovima, ali se ne smatra komunikacijskim, već navigacijskim sustavom, je i automatski identifikacijski sustav (engl. Automatic Identification System – AIS). Naime, AIS je navigacijski sustav namijenjen za identifikaciju i praćenje brodova, što

je omogućeno razmjenom podataka između brodova i baznih stanica, terestričkim ili satelitskim putem. AIS sustav koristi dva kanala (AIS 1 i AIS 2) iz pomorskog VHF frekvencijskog područja. Zbog svoje tehnologije i efikasnosti, AIS je postao obavezan i za plovila koja nisu definirana SOLAS (engl. Safety of Life at Sea) konvencijom te se, osim za slanje podataka vezanih uz identifikaciju broda i njegovog tereta, koristi i za slanje poruka kao što su „Pomagala za navigaciju (engl. Aids to Navigation – AtoN)“, „Poruke posebnih primjena (engl. Application Specific Messages – ASM)“, „AIS predajnik za traganje i spašavanje (engl. Search and Rescue Transmitter AIS – SART-AIS)“, „Jedinica za označavanje osobe u moru (engl. Man Overboard Unit – MOB)“, te „AIS predajnik za uzbunjivanje i označavanje pozicije (engl. Emergency Position-Indicating Radio Beacon AIS – EPIRB-AIS)“.

Zbog navedenih značajki korištenja AIS sustava u nekim plovnim područjima svijeta došlo je do zagušenja AIS kanala i degradacije efikasnosti sustava, što je rezultiralo traženjem i razvijanjem novih rješenja razmjene podataka na pomorskom VHF području. U prilog tome, Međunarodna telekomunikacijska unija (engl. International Telecommunication Union – ITU) je u svojoj preporuci *Recommendation ITU-R M.1842-1* iz 2009. godine, predložila četiri moguća sustava za razmjenu podataka, koji bi se mogli koristiti na pomorskom VHF frekvencijskom području. Nadalje, na Svjetskoj radiokomunikacijskoj konferenciji (engl. World Radiocommunication Conference – WRC), održanoj u Ženevi 2012. godine, donesena je odluka da se iz postojećih analognih kanala pomorskog VHF frekvencijskog područja za potrebe digitalnih komunikacija dodijeli šest kanala, te za potrebe AIS sustava dodatna dva kanala. Upravo će korištenje dodatnih kanala i digitalnih VHF sustava za razmjenu podataka omogućiti rasterećenje AIS sustava, a uz to modernizirati GMDSS sustav, te postaviti temelje za budući razvoj i implementaciju strategije Međunarodne pomorske organizacije (engl. International Maritime Organization – IMO) i Međunarodne udruge svjetioničarskih službi (engl. International Association of Lighthouse Authorities – IALA) pod nazivom *e-Navigacija* (engl. e-Navigation). Prema definiciji IMO-a, *e-Navigacija* je usklađeno prikupljanje, integriranje, razmjena, prikaz i analiza pomorskih informacija na brodovima i kopnu, korištenjem elektroničkih sustava, s ciljem poboljšanja sigurnosti navigacije i ostalih usluga vezanih uz sigurnost na moru, kao i zaštite morskog okoliša.

Primjer novih digitalnih komunikacijskih tehnologija predstavlja i OFDM (engl. Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulacija. Navedena modulacijska tehnika koristi više paralelnih i zasebno moduliranih valova nosilaca unutar određenog komunikacijskog kanala, za razliku od konvencionalnih komunikacijskih sustava s jednim moduliranim valom nosiocem. Sustavi koji koriste OFDM modulaciju robusniji su na višestazno propagiranje radiovalova u komunikacijskim kanalima u odnosu na sustave s jednim valom nosiocem. Koncept OFDM-a poznat je još od 70-ih godina prošlog stoljeća, ali ga je bilo nemoguće praktično implementirati sve do pojave DSP-a (engl. Digital Signal Processing), jer se navedeni koncept temelji na brzoj Fourierovoj transformaciji (eng. Fast Fourier Transform – FFT), koja sadrži veliki broj iteracija tijekom izračuna. Ortogonalnost, odnosno paralelnost valova nosioca podrazumijeva da je pomak frekvencije, Δf, ovisan o vremenu trajanja simbola T_s, što je opisano u sljedećoj relaciji: $\Delta f = \frac{1}{T_s}$.

Prethodno je navedeno da se za potrebe digitalnih komunikacija na pomorskom VHF frekvencijskom području može koristiti ukupno šest kanala, te se kao jedna od novih tehnologija može implementirati i sustav s OFDM modulacijom. Takav sustav je spektralno učinkovit, s obzirom da koristi više valova nosioca unutar jednog komunikacijskog kanala, te može postići relativno velike brzine prijenosa podataka, a samim time i prenijeti veću količinu informacija. Nadalje, implementacijom takvog sustava na pomorskom VHF frekvencijskom području modernizirao bi se GMDSS i rasteretio AIS sustav, a ujedno bi se moglo prenositi različite vrste podataka predviđene strategijom *e-Navigacije*.

1.1. Problem, predmet i objekti istraživanja

Razmjena, odnosno prijenos podataka između brodova i kopnenih objekata od iznimne je važnosti za potrebe sigurnosti navigacije, kao i za potrebe komercijalnih usluga. Kako u pomorskim terestričkim VHF komunikacijama nema razvijenog digitalnog sustava za potrebe prijenosa podataka, u tu svrhu potrebno je primjenom novih tehnologija razviti nove sustave, koji bi modernizirali GMDSS sustav, značajno rasteretili AIS sustav, te postavili smjernice razvoja strategije *e-Navigacije*. Jedna od takvih tehnologija je i digitalna OFDM modulacija, pomoću koje je moguće,

korištenjem više valova nosilaca, postići visoku spektralnu učinkovitost, te prenijeti relativno velike količine podataka.

Iako u kopnenim terestričkim komunikacijama postoji veliki broj digitalnih sustava za prijenos podataka, pomoću kojih je moguće postići velike brzine prijenosa, a samim time i prenijeti veće količine informacija, u pomorskim terestričkim komunikacijama ne postoje propisani i standardizirani sustavi iste namjene, te je moguće provoditi istraživanja primjene različitih kopnenih tehnologija u pomorstvu. Od posebnog je značaja pomorsko VHF frekvencijsko područje, gdje se odvija najgušći komunikacijski promet, kako korištenjem analogne telefonije, tako i razmjenom podataka putem AIS sustava. Jedna od tehnika koja bi se mogla koristiti za prijenos podataka je i digitalna OFDM modulacija.

Prema tome, problem istraživanja ovoga rada je znanstveno istražiti i analizirati uvođenje digitalne OFDM modulacijske tehnike u pomorsko VHF frekvencijsko područje za prijenos relevantnih podataka, čime će se unaprijediti GMDSS sustav, uz mogućnost rasterećenja AIS sustava.

Sukladno problemu istraživanja definiran je i predmet istraživanja ove doktorske disertacije, koji je predstavljen sistematizacijom i analizom OFDM modulacije iz aspekta njezine implementacije na pomorskom VHF frekvencijskom području. Navedeni predmet istraživanja proširen je analizom utjecaja različitih propagacijskih uvjeta u pomorskom VHF komunikacijskom kanalu na predloženi sustav s OFDM modulacijom.

Prethodno definirani problem i predmet znanstvenog istraživanja odnose se na nekoliko značajnih objekata istraživanja, i to na: modele VHF OFDM predajnika i prijamnika te pomorskih VHF komunikacijskih kanala.

1.2. Znanstvena hipoteza i pomoćne hipoteze

Sukladno navedenom problemu, predmetu i objektima znanstvenog istraživanja postavljena je i temeljna znanstvena hipoteza, koja glasi

„Primjenom digitalne OFDM modulacijske tehnike u komunikacijskim sustavima na pomorskom VHF frekvencijskom području moguće je unaprijediti dosadašnji GMDSS sustav, postizanjem većih brzina prijenosa i količine podataka."

Navedena temeljna znanstvena hipoteza izravno se odnosi na predmet znanstvenog istraživanja i generira nekoliko pomoćnih hipoteza:

1. pomoćna znanstvena hipoteza: Primjenom digitalne OFDM modulacije na pomorskom VHF frekvencijskom području za prijenos dodatnih podataka AIS sustava moguće je rasteretiti komunikacijske kanale AIS sustava.
2. pomoćna znanstvena hipoteza: Primjenom digitalne OFDM modulacije u komunikacijskim sustavima na pomorskom VHF frekvencijskom području moguće je postaviti smjernice za budući razvoj komunikacijske infrastrukture strategije *e-Navigacija*.
3. pomoćna znanstvena hipoteza: Pomorski VHF komunikacijski sustavi s primijenjenom OFDM modulacijom mogli bi se koristiti kao dodatak satelitskim komunikacijskim sustavima za prijenos podataka.
4. pomoćna znanstvena hipoteza: Pomorski VHF komunikacijski sustavi s primijenjenom OFDM modulacijom mogli bi se koristiti kao zamjena satelitskim komunikacijskim sustavima za prijenos podataka u područjima bez pokrivenosti satelitima.

1.3. Svrha i ciljevi istraživanja

Svrha znanstvenog istraživanja, odnosno ove doktorske disertacije, je sustavna analiza pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka, koji koristi digitalnu OFDM modulaciju, uz izradu simulacijskih modela fizičkog sloja odgovarajućeg komunikacijskog sustava. Navedeni simulacijski modeli, koji su osim za potrebe ovog rada korisni i za buduća znanstvena istraživanja, mogu se primjenjivati i na ostala pomorska terestrička frekvencijska područja, uz potrebne modifikacije komunikacijskih kanala.

Nadalje, sukladno problemu, predmetu i objektima znanstvenog istraživanja, kao i postavljenim hipotezama, određen je i glavni cilj znanstvenog istraživanja, odnosno ove doktorske disertacije:

Izrada i analiza analitičkog i simulacijskog modela fizičkog sloja pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka primjenom digitalne OFDM modulacijske tehnike, koji može unaprijediti GMDSS sustav postizanjem većih brzina prijenosa i količine podataka, rasteretiti AIS sustav prijenosom dodatnih podataka navedenog sustava, te poslužiti za daljnji razvoj komunikacijskog plana strategije *e-Navigacije*.

Uz navedeni glavni cilj znanstvenog istraživanja, definirani su i sljedeći dodatni ciljevi ove doktorske disertacije:

- sistematizacija i analiza postojećih pomorskih terestričkih komunikacijskih sustava za prijenos podataka
- analiza mogućih pomorskih VHF komunikacijskih sustava za prijenos podataka predloženih od strane ITU-a
- određivanje značajnih kriterija za vrednovanje razvijenog modela fizičkog sloja pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka primjenom digitalne OFDM modulacijske tehnike
- izrada i analiza simulacijskog modela prijenosa podataka između OFDM predajnika i prijamnika unutar VHF komunikacijskog kanala
- analiza rezultata simulacijskog modela prijenosa podataka između OFDM predajnika i prijamnika unutar VHF komunikacijskog kanala, odnosno strukturiranje rješenja problema znanstvenog istraživanja.

1.4. Pregled dosadašnjih istraživanja

U kopnenim komunikacijama postoji veliki broj digitalnih tehnologija koje se sve više i brže razvijaju s povećanjem broja i zahtjeva korisnika. Upravo ove tehnologije predstavljaju predmet istraživanja međunarodnih organizacija IMO, ITU i IALA s ciljem njihove primjene i u pomorskim komunikacijama. Prema rezolucijama donesenim na WRC-12, kao i prema radu autora Korcza, razvoj i primjena novih digitalnih tehnologija u pomorskim komunikacijama predstavljat će najznačajniji dio razvoja strategije *e-Navigacije*, unaprijeđenja GMDSS i rasterećenja AIS sustava [48][64][65].

Također, postoje i neka nacionalna istraživanja, pa je tako autor Bekkadal u [7] predstavio problematiku primjene novih tehnologija u pomorskim komunikacijama, te opisao istraživanja i strategije norveškog MarCom projekta s ciljem unaprjeđenja pomorskih komunikacija iz aspekta povećanja njihove pokrivenosti, kao i povećanja kapaciteta.

Za izradu ove doktorske disertacije značajnu ulogu ima preporuka ITU-R M.1842-1, u kojoj su opisane karakteristike sustava i opreme za prijenos podataka i elektroničke pošte na pomorskom VHF frekvencijskom području, a koje ujedno predstavlja i frekvencijsko područje na koje će se primijeniti OFDM modulacija [33]. Također, postavljene su smjernice i izneseni prijedlozi korištenja različitih digitalnih tehnologija koji su temeljeni na postojećim kopnenim terestričkim sustavima. Prema navedenoj preporuci autori Hui i drugi razvili su i testirali simulacijski model jednog od predloženih sustava na pomorskom VHF frekvencijskom području, dok su autori Seung-Geun Kim i drugi razvili i implementirali predajnik istog sustava uz postizanje većih brzina prijenosa u odnosu na postojeći VHF DSC i AIS sustav [23][44]. Nadalje, autori Mrak, te Raulefs i Plass, istraživali su mogućnosti korištenja postojećih kopnenih digitalnih tehnologija za govorne komunikacije na pomorskom VHF frekvencijskom području [63][55].

Razvijanje, testiranje i implementaciju novih bežičnih komunikacijskih sustava nije moguće provesti bez poznavanja karakteristika bežičnih komunikacijskih kanala. Zbog različitih utjecaja, prepreka i smetnji unutar komunikacijskog kanala dolazi do višestaznog propagiranja radiovalova i tzv. fedinga, što utječe na kvalitetu primljenog signala. Upravo iz razloga rješavanja navedenog problema, predmet istraživanja u ovome radu predstavlja analiza mogućnosti implementacije OFDM modulacije, koja je robusnija na negativne učinke višestaznog propagiranja i pojave fedinga.

Kako je već ranije navedeno, OFDM modulacija je u teoriji poznata već nekoliko desetaka godina, ali je širu praktičnu primjenu pronašla tek razvojem učinkovitih DSP procesora. Tako je još 1985. godine autor Cimini proveo analizu i simulaciju sustava s OFDM modulacijom na modelu bežičnog komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga, što predstavlja jedan od najčešće korištenih modela VHF komunikacijskog kanala [11], dok je implementaciju takvog sustava razvio i testirao autor Casas u [8]. Autor Warner je u [86] izradio OFDM sustav kojeg je testirao na

simulatoru kanala s fedingom uz korištenje komercijalnih DSP procesora i VHF primopredajnika te analizirao vlastiti sinkronizacijski algoritam.

Nadalje, autori de Couasnon i drugi su u [15] razmatrali teoretske mogućnosti primjene OFDM modulacije za emitiranje digitalne televizije na kopnenim VHF/UHF kanalima širine 6 MHz te postigli veću učinkovitost u odnosu na do tada korištenu kvadraturnu amplitudnu modulaciju ili QAM (engl. Quadrature Amplitude Modulation – QAM). Jednaku primjenu OFDM modulacije proučavali su autori Saito i drugi u [68], gdje su koristili DQPSK (engl. Differential Quadrature Phase Shift Keying – DQPSK) modulaciju za moduliranje svakog pojedinog vala nosioca, te su analizirali performanse ovakvog sustava unutar kanala s različitim negativnim propagacijskim uvjetima.

Autor Hoymann je u [22] detaljno opisao fizički i sloj veze za mrežni standard IEEE 802.16 koji koristi OFDM modulaciju za prijenos podataka. U tom je radu izrađen simulacijski model navedenih dvaju slojeva, koji je testiran pri različitim scenarijima, ovisno o propagacijskim uvjetima u komunikacijskom kanalu.

Jednu od primjena OFDM modulacije u pomorstvu opisao je i analizirao autor Mansukhani na razvijenom simulacijskom modelu pomorskog UHF frekvencijskog kanala širine 20 MHz, koji je po propagacijskim karakteristikama sličan pomorskom VHF kanalu [52]. Predložena i korištena struktura podataka pokazala je visoku učinkovitost, a uz odabrane vrijednosti parametara prilikom izrade i testiranja simulacijskog modela postignuta je brzina prijenosa podataka od 10 Mbit/s.

Nadalje, autori Shishkin i Koshevy istraživali su mogućnost neprimjetnog ugrađivanja digitalne informacije u audiosignale primjenom OFDM modulacije na pomorskom VHF frekvencijskom području [74][75]. Rezultati prethodnih istraživanja pokazali su da je moguće primijeniti OFDM modulaciju za digitalno označavanje audiosignala unutar relativno uskog VHF komunikacijskog kanala zbog otpornosti na interferenciju između digitalnih simbola, koja je nastala uslijed višestaznog propagiranja radiovalova.

U preporuci ITU-R M.1798-1 detaljno je opisan sustav koji koristi OFDM modulaciju za razmjenu elektroničke pošte na pomorskom HF frekvencijskom kanalu širine 3 kHz [32]. Navedeni sustav koristi 32 ortogonalna vala nosioca međusobno udaljena

83,33 Hz i zasebno modulirana digitalnom DQPSK modulacijom, te omogućuje ukupnu brzinu prijenosa podataka od 4,6 kbit/s, odnosno efektivnu brzinu prijenosa podataka od 2,9 kbit/s pri normalnim propagacijskim uvjetima unutar HF kanala.

1.5. Znanstvene metode

Tijekom izrade ove doktorske disertacije istražile su se tehničke mogućnosti primjene digitalne OFDM modulacijske tehnike za prijenos podataka na pomorskom VHF frekvencijskom području u navedenu svrhu znanstvenog istraživanja. Kako je ranije navedeno da su pomorski digitalni sustavi za prijenos podataka još uvijek u procesu istraživanja i razvoja, bilo je nemoguće provesti ispitivanja na nekom stvarnom (fizičkom) sustavu. Stoga su se razvili odgovarajući simulacijski modeli za svaki pojedini podsustav fizičkog sloja komunikacijskog sustava na pomorskom VHF frekvencijskom području, koji mora biti uzet u obzir prilikom vrednovanja primjene digitalne OFDM modulacije. S obzirom na mogućnosti provođenja znanstvenog istraživanja, simulacije su se izvodile u vremenskoj domeni. Pokazalo se da su razvijeni simulacijski modeli robusni s obzirom na postavljene funkcije cilja koje su se ispitivale (količina podataka, brzina prijenosa podataka, kvaliteta prijenosa podataka). Za razvoj navedenih simulacijskih modela koristio se Simulink programski paket, kao i pripadajući skup alata i komponenti iz različitih biblioteka, dok je za razvijanje potrebnog programskog koda korišten MATLAB programski jezik.

Za potrebe znanstvenog istraživanja, analize i prezentacije rezultata istraživanja korištene su kombinacije više istraživačkih metoda. Tako je metoda matematičkog modeliranja sustava korištena pri razvoju potrebnih analitičkih i simulacijskih modela, a za provjeru postavki i rezultata eksperimentalna metoda i metoda simulacije. Za iznošenje općih zaključaka o značajkama sustava s primijenjenom OFDM modulacijom, kao i za donošenje temeljnih postavki za vrednovanje mogućnosti primjene OFDM modulacije korištene su induktivna i deduktivna metoda, dok je pri opisu samog problema primjene OFDM modulacije korištena metoda deskripcije. Nadalje, u okviru sistematizacije i usporedne analize primijenjena je metoda klasifikacije te metode formalne i komparativne analize. Tijekom izrade pregleda dosadašnjih istraživanja i znanstvenih radova primijenjena je metoda

kompilacije, a za prihvaćanje ili opovrgavanje postavljenih hipoteza korištene su metode dokazivanja i opovrgavanja.

1.6. Struktura rada

S obzirom na predmet, problem i objekte istraživanja ova doktorska disertacija podijeljena je u sedam poglavlja koja čine jednu funkcionalnu cjelinu.

U prvom poglavlju, UVODU, definiran je problem, predmet i objekti znanstvenog istraživanja, postavljena glavna znanstvena i pomoćne hipoteze, te opisana svrha i ciljevi istraživanja. U nastavku poglavlja izložen je pregled dosadašnjih istraživanja, te su navedene korištene znanstvene metode i obrazložena sama struktura ove doktorske disertacije.

U drugom poglavlju naslova ANALIZA POSTOJEĆIH POMORSKIH KOMUNIKACIJSKIH SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA detaljno su opisani postojeći pomorski terestrički i satelitski komunikacijski sustavi koji se koriste za prijenos podataka: terestrički DSC sustav, terestrički radioteleks i NAVTEX sustav, terestrički AIS sustav i satelitski INMARSAT sustav. Nakon opisa svakog od sustava, izložene su njihove prednosti i nedostaci s obzirom na mogućnost njihove primjene u sklopu strategije „E-navigacija“, kao i na mogućnost njihovog poboljšanja ili zamjene. Na kraju su izložene preporuke i smjernice međunarodnih organizacija IMO, ITU, IALA koje se odnose na pomorsko VHF frekvencijsko područje iz aspekta strategije *e-Navigacije*, rasterećenja AIS sustava i modernizacije GMDSS sustava.

U trećem poglavlju naslova UVOD U OFDM MODULACIJU sustavno je obrađena i opisana digitalna OFDM modulacijska tehnika. U uvodnom dijelu izložena je povijest nastanka OFDM modulacije, a zatim je detaljno objašnjen princip moduliranja i multipleksiranja signala navedenom tehnikom. Kako OFDM modulacija pripada skupini modulacija s više valova nosilaca, koji se zasebno moduliraju različitim modulacijskim tehnikama, u ovom su poglavlju navedene prednosti i nedostaci OFDM modulacije u odnosu na klasične načine moduliranja signala s jednim valom nosiocem. Na kraju poglavlja navedeni su i opisani kopneni bežični pokretni komunikacijski sustavi koji koriste OFDM modulaciju za prijenos podataka.

Četvrto poglavlje ima naslov ANALITIČKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM. U ovom poglavlju opisan je i detaljno razrađen analitički model OFDM predajnika signala, koji različitim digitalnim modulacijama modulira više zasebnih valova nosilaca unutar pomorskog VHF frekvencijskog kanala. Nakon analitičkog modela OFDM predajnika, opisan je i razrađen analitički model OFDM prijamnika signala, koji provodi postupak demoduliranja signala i podataka iz više zasebnih valova nosilaca. Na kraju poglavlja su također opisani i detaljno razrađeni analitički modeli pomorskih VHF komunikacijskih kanala.

Peto poglavlje naslova SIMULACIJSKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM predstavlja izradu, razvoj i opis simulacijskog modela predloženog digitalnog VHF komunikacijskog sustava. U tu svrhu definirane su postavke simulacija, kao i pretpostavke i ograničenja simulacijskog modela. Također, definiran je različiti niz scenarija nad kojima se provelo simulacijsko modeliranje i testiranje simulacijskog modela predloženog pomorskog VHF OFDM sustava.

U šestom poglavlju naslova ANALIZA REZULTATA SIMULACIJSKOG MODELA PREDLOŽENOG VHF OFDM KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA dobiveni rezultati simulacijskog modela sustavno su analizirani i evaluirani, odnosno ocijenjeni na temelju kriterija za ocjenu uspješnosti samog simulacijskog modela, koji se odnose na postignutu brzinu prijenosa podataka, spektralnu učinkovitost sustava, zadovoljavajuću vrijednost vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova (engl. Bit Error Probability/Rate – BEP/BER) na prijamnoj strani sustava pri različitim vrijednostima odnosa snaga signala i šuma (eng. Signal to Noise Ratio – SNR). Također, provedena je i komparativna analiza postojećeg AIS sustava i novog predloženog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka s OFDM modulacijom na temelju postignute brzine prijenosa podataka te spektralne učinkovitosti sustava.

U posljednjem, sedmom poglavlju naslova ZAKLJUČAK izneseni su zaključci koji direktno predstavljaju argumente (dokaze) na temelju kojih se prihvaćaju postavljene hipoteze. U nastavku poglavlja prezentirane su i preporuke za daljnja istraživanja.

Nakon iznesenog sadržaja svih sedam poglavlja ove doktorske disertacije, navedene su sve korištene reference, kratice, oznake i simboli, slike te tablice. Također, priložen je izrađeni simulacijski model u Simulink programskom paketu, te životopis doktoranda.

2. ANALIZA POSTOJEĆIH POMORSKIH KOMUNIKACIJSKIH SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA

U pomorskom prometu se za povezivanje, odnosno komunikaciju između brodova, kao i za komunikaciju između brodova i kopnenih objekata, centara i, općenito, korisnika različitih komunikacijskih usluga, koriste radiokomunikacijski sustavi. U pomorskim komunikacijama ovi se radiokomunikacijski sustavi dijele na terestričke i satelitske sustave.

Terestrički pomorski radiokomunikacijski sustavi koriste elektromagnetske valove iz MF, HF i VHF frekvencijskih područja, prema podjeli ITU-a. Elektromagnetski valovi navedenih frekvencijskih područja imaju različiti način propagacije, odnosno širenja komunikacijskim kanalima. Naime, elektromagnetski se valovi mogu opisati trima komponentama propagacije:

- površinska komponenta (engl. surface wave)
- prostorna komponenta (engl. space wave) te
- ionosferska komponenta (engl. sky wave).

Površinska komponenta elektromagnetskih valova je najizraženija na MF frekvencijskom području, prostorna i to direktna (engl. line of sight) na VHF frekvencijskom području te ionosferska na HF frekvencijskom području.

Prema Svjetskom pomorskom sustavu za pogibelj i sigurnost ili GMDSS-u, terestrički radiokomunikacijski sustavi koji se koriste za komunikacije između brodova i između brodova i kopna, su sljedeći:

- analogni radiotelefonski komunikacijski sustavi i uređaji na MF, HF i VHF frekvencijskim područjima
- digitalni radioteleks komunikacijski sustavi i uređaji na MF i HF frekvencijskim područjima
- digitalni radiokomunikacijski sustavi i uređaji za selektivno pozivanje ili DSC na MF, HF i VHF frekvencijskim područjima.

Još jedan terestrički digitalni sustav, koji koristi kanale iz pomorskog VHF frekvencijskog područja je i automatski identifikacijski sustav ili AIS. Međutim, ovaj se

uređaj koristi prvenstveno u navigacijske svrhe, odnosno za identifikaciju i praćenje brodova.

S druge strane, pomorski satelitski radiokomunikacijski sustavi koriste elektromagnetske valove iz UHF i SHF frekvencijskih područja, prema podjeli ITU-a. Elektromagnetski valovi ovih frekvencijskih područja općenito propagiraju direktno od odašiljača prema prijemniku, tj. najizražajnija je direktna komponenta.

Prema GMDSS-u satelitski radiokomunikacijski sustavi koji se koriste, za potrebe pomorskih komunikacija su: privatni komercijalni sustav INMARSAT i međunarodni sustav COSAPAS-SARSAT, koji se isključivo koristi za potrebe traganja i spašavanja.

Satelitski sustav INMARSAT podržava više oblika i načina komunikacija, poput digitalnih govornih komunikacija, razmjene velikih količina podataka ostvarivanjem velikih brzina prijenosa, kao i povezivanje internetskim protokolom.

U nastavku su detaljno opisani navedeni pomorski terestrički i satelitski radiokomunikacijski i navigacijski sustavi koji se mogu koristiti za prijenos podataka.

2.1. Pomorski terestrički sustav za digitalno-selektivno pozivanje

Digitalno-selektivno pozivanje ili skraćeno DSC je sastavni dio GMDSS sustava, koji se koristi za slanje poziva pogibelji s brodova i potvrđivanje poziva od strane obalnih stanica. U pojedinim slučajevima i brodska stanica može poslati potvrdu na poziv pogibelji [29]. Nadalje, DSC sustav se koristi i za prosljeđivanje poziva pogibelji, kako od strane obalnih, tako i od strane brodskih stanica, kao i za pozivanje, odnosno najavljivanje daljnjih komunikacija hitnosti, sigurnosti ili rutinskih komunikacija [26].

2.1.1. Vrste poziva sustava za digitalno-selektivno pozivanje

Selektivnost sustava podrazumijeva jednostavan odabir jedne ili više brodskih, odnosno obalnih stanica kojima se odašilje poziv. Vrste poziva koje se mogu poslati pomoću DSC uređaja su:

1. Poziv pogibelji
2. Prijenos poziva pogibelji
3. Poziv svim stanicama
4. Poziv jednoj stanici

5. Poziv grupi stanica
6. Poziv na geografsko područje.

Svaki poziv je unaprijed definiran i općenito se sastoji od nekoliko elemenata:

- binarni uzorak (engl. dot pattern) – služi za otkrivanje nadolazećeg poziva
- signalni niz (engl. phasing sequence) – služi za usklađivanje predajnika i prijamnika na razini bitova i pozicija odaslanih simbola
- oznaka vrste poziva (engl. format specifier)
- oznaka odredišta slanja (engl. address)
- oznaka prioriteta poziva (engl. category)
- oznaka identifikacije predajne stanice (engl. self identification)
- poruke (engl. messages) – služe za unošenje različitih dodatnih informacija;
- zahtjev za potvrdom poziva (engl. end of sequence) u kojem je naznačena potreba odašiljanja potvrde na primljeni poziv
- znak za provjeru grešaka (engl. error check character).

Prema tome, DSC sustav nije u klasičnom smislu sustav za komunikaciju, već odašiljanjem unaprijed definiranih poruka služi za najavu daljnjih komunikacija svih GMDSS prioriteta (pogibelj, hitnost, sigurnost i rutinske komunikacije), koje se mogu odvijati na terestričkim radiotelefonskim i/ili radioteleks uređajima.

2.1.2. Vrste modulacija i brzine prijenosa podataka sustava za digitalno-selektivno pozivanje

Kako je DSC terestrički sustav, tako se koristi na svim trima pomorskim terestričkim frekvencijskim područjima, odnosno MF, HF i VHF. Zbog različitih frekvencijskih područja postoje i različite vrste modulacija valova nosilaca, te različiti razmaci frekvencija kojima se prenose binarne nule i jedinice, što ujedno rezultira i različitim brzinama prijenosa podataka. Prema tome, na pomorskim MF/HF radiokanalima širine 500 Hz koristi se izravna digitalna frekvencijska modulacija FSK (engl. Frequency Shift Keying) vala nosioca ili, posredna AFSK (eng. Audio Frequency Shift Keying) modulacija upotrebom pomoćnog vala nosioca, s razmakom frekvencija od 170Hz uz brzinu prijenosa podataka od 100 bit/s. S druge strane, na pomorskom VHF frekvencijskom području postoji samo jedan kanal širine 25 kHz namijenjen za DSC uređaje. Na tom se kanalu koristi digitalna frekvencijska modulacija vala nosioca s

preakcentuacijom od 6 dB po oktavi, što rezultira faznom modulacijom PSK (engl. Phase Shift Keying), te je razmak frekvencija 800 Hz i postiže se brzina prijenosa podataka od 1 200 bit/s [35].

2.1.3. Kodiranje u sustavu za digitalno-selektivno pozivanje

Iz naziva DSC podrazumijeva se da je sustav digitalan, a ujedno je i sinkronizirani/usklađeni sustav, koji koristi znakove sa zaštitnim kôdom od deset bitova. Prvih sedam bitova navedenog desetobitnog kôda su tzv. informacijski bitovi (ukupno 2^7 znakova), dok preostala tri predstavljaju zaštitne bitove, koji pružaju podatak o broju binarnih nula u pojedinom znaku. Uz navedena tri zaštitna bita, svaki se znak odašilje dva puta s vremenskim kašnjenjem, koje odgovara trajanju odašiljanja sljedeća četiri znaka. Kako svaki znak sadrži deset bitova, a različite su brzine prijenosa podataka na VHF i MF/HF frekvencijskim područjima, tako vremensko kašnjenje za odašiljanje istog znaka na VHF frekvencijskom području iznosi:

$$kašnjenje_{VHF} = 4\ znaka \cdot \frac{10\ bitova}{1200 \frac{bit}{s}} = 33{,}33\ ms, \tag{2.1.1}$$

dok na MF/HF frekvencijskom području iznosi:

$$kašnjenje_{MF/HF} = 4\ znaka \cdot \frac{10\ bitova}{100 \frac{bit}{s}} = 400\ ms. \tag{2.1.2}$$

Također, na kraju svakog poziva, odaslanog pomoću DSC uređaja, nalazi se znak koji služi za otkrivanje pogrešaka u cijelom pozivu, koje nije bilo moguće otkriti prethodno spomenutim metodama [35].

2.2. Pomorski terestrički radioteleks i NAVTEX sustavi

Pomorski radioteleks sustav je digitalni sustav, koji pripada skupini uređaja i sustava poznatoj kao uskopojasna telegrafija za izravan prijam ili ispis, odnosno NBDP (engl. Narrow-Band Direct Printing – NBDP), a koristi dva načina rada: ARQ (engl. Automatic Repetition reQuest) i FEC (engl. Forward Error Correction). Korištenjem ARQ načina rada radioteleks sustava, moguće je uspostaviti komunikaciju:

- između broda i obalne stanice
- između broda i neke druge vrste uređaja, posredstvom obalne stanice
- između broda i korisnika kopnene međunarodne teleks mreže
- između dvaju brodova.

Prema prioritetima komunikacija GMDSS sustava, ovim načinom rada obično se obavljaju rutinske komunikacije.

S druge strane, korištenjem FEC načina rada radioteleks sustava nije moguće uspostaviti klasičnu „dvosmjernu“ komunikaciju između dviju stanica. Naime, ovaj način rada se koristi kada jedna obalna stanica ili jedan brod odašilju jednake podatke, odnosno poruku prema više brodova. Ovakav način rada radioteleks uređaja preporučen je za obavljanje komunikacija pogibelji, hitnosti i sigurnosti, nakon najave DSC uređajem [34].

2.2.1. Tehničke karakteristike pomorskog radioteleks sustava

Radioteleks sustav je terestrički komunikacijski sustav, koji se koristi na pomorskim MF i HF frekvencijskim područjima. Pojam uskopojasna telegrafija za izravan prijem odnosi se na širinu kanala od svega 500 Hz, što odgovara širini kanala predviđenim za MF/HF DSC sustav. Drugim riječima, MF/HF radioteleks sustav ima jednake tehničke karakteristike, kao i MF/HF DSC sustav, odnosno koristi izravnu digitalnu frekvencijsku modulaciju FSK vala nosioca ili, posrednu AFSK modulaciju upotrebom pomoćnog vala nosioca, s razmakom frekvencija od 170Hz uz brzinu prijenosa podataka od 100 bita/s.

Nadalje, radioteleks sustav je, kao i DSC, usklađeni/sinkronizirani sustav, koji koristi znakove s ITA 2 kôdom (engl. International Telegraph Alphabet No. 2) od 7 bitova. Za razliku od DSC kôda, u ITA 2 kôdu prvih 5 bitova se koristi za kodiranje različitih slova i oznaka (ukupno 2^5 znakova), dok preostala dva služe kao zaštitni bitovi, pomoću kojih se provjerava ispravnost odaslanih znakova [36].

Tijekom komunikacijskog postupka, radioteleks sustav koristi nekoliko različitih vrsta odaslanih signala:

- informacijske signale
- signale za uspostavljanje i održavanje veze

- identifikacijske signale
- signale kontrolnog zbroja.

2.2.2. Opis ARQ načina rada radioteleks sustava

Prilikom odabira ARQ načina rada uspostavlja se usklađena/sinkronizirana komunikacija između dviju stanica, od kojih se stanica koja uspostavlja komunikaciju naziva „MASTER“, a stanica koja prima poziv „SLAVE“. Nadalje, nevezano uz podjelu stanica na „MASTER“ i „SLAVE“, u svakom ciklusu slanja podataka određena je *stanica koja odašilje podatke* ili ISS (engl. Information Sending Station), i druga *stanica koja prima podatke* ili IRS (engl. Information Receiving Station).

ARQ način rada je karakterističan po tome što svaki ciklus razmjene signala između stanice koja odašilje podatke i stanice koja prima podatke uključuje slanje informacijskog bloka s trima znakovima i slanje odgovora, odnosno kontrolnih signala. Navedenim kontrolnim signalima stanica koja prima podatke navodi stanici koja odašilje podatke informaciju o uspješnom ili neuspješnom primitku znakova. Ukoliko je pojedini znak neuspješno primljen, stanica koja odašilje podatke ponovno šalje isti informacijski blok, sve dok kontrolni signali ne potvrde ispravnost prijama.

Trajanje svakog pojedinog ciklusa razmjene signala između stanice koja odašilje podatke i stanice koja prima podatke je unaprijed definirano i iznosi 450 ms. Unutar tog vremenskog intervala, 210 ms je predviđeno za odašiljanje informacijskog bloka, a 70 ms za odašiljanje kontrolnih signala. Razlog što je vrijeme trajanja jednog ciklusa dulje od predviđenog vremena slanja signala, je taj što radiovalovi na MF i HF frekvencijskim područjima propagiraju na velikim udaljenostima i s određenim vremenskim kašnjenjem. Također, kod stanice koja prima podatke postoji određeno kašnjenje, odnosno vrijeme potrebno da ova stanica prijeđe u predajni mod, tj. da preuzme ulogu stanice koja odašilje podatke [53].

2.2.3. Opis FEC načina rada radioteleks sustava

Prilikom odabira FEC načina rada odašilje se neprekinuti niz podataka, odnosno poruka, s jedne stanice prema svim stanicama, što se naziva „Kolektivni“ FEC (engl. Colective FEC) ili prema jednoj stanici, što se naziva „Selektivni“ FEC (engl. Selective FEC).

FEC način rada je karakterističan po tome što se svaki znak odašilje dva puta s vremenskim kašnjenjem, koje odgovara trajanju odašiljanja sljedeća četiri znaka (slično kao i kod DSC sustava). Kako svaki znak sadrži 7 bitova, a brzina prijenosa radioteleks sustava je 100 bit/s, vremensko kašnjenje za odašiljanje istog znaka iznosi:

$$kašnjenje = 4\ znaka \cdot \frac{7\ bitova}{100\frac{bit}{s}} = 280\ ms. \qquad (2.2.1)$$

Kako bi stanice koje primaju poruku bile pripremljene na FEC način rada, stanica koja odašilje poruku najprije šalje parove tzv. kontrolnih signala za usklađivanje faze (engl. Phasing signals 1 and 2), čime se zapravo vremenski usklađuju prijamnici stanica s nadolazećim signalima. Zbog veće vjerojatnosti otkrivanja signala i usklađenosti prijamnika potrebno je odaslati najmanje 16 navedenih parova.

Nakon odašiljanja kontrolnih signala za usklađivanje faze, stanica odašilje informacijske signale. Stanica, odnosno stanice koje su primile podatke, provjeravaju ispravnost svakog pojedinog znaka. Ukoliko je jedan od dvaju jednakih znakova ispravno primljen, što se provjerava na temelju dvaju zaštitnih bitova, tada se taj znak i ispisuje, odnosno prikazuje na terminalu prijamnika, a u protivnom se ispisuje, odnosno prikazuje podatak o pogrešno primljenom znaku [53].

Nedostatak ovakvog načina rada radioteleks sustava je taj što stanica, odnosno stanice koje su primile poruku ne odašilju povratne informacije o uspješnom, odnosno neuspješnom primitku.

2.2.4. Međunarodni NAVTEX sustav

Međunarodni NAVTEX (engl. Navigational Telex) je sustav za koordinirano odašiljanje pomorskih sigurnosnih informacija ili MSI (engl. Maritime Safety Information) s kopnenih stanica i automatski prijam na brodskim stanicama. Općenito, pomorske sigurnosne informacije ili MSI su navigacijska i meteorološka upozorenja, meteorološke prognoze i ostale važne informacije vezane uz sigurnost navigacije. Pružatelji pomorskih sigurnosnih informacija su [26]:

- nacionalni hidrografski instituti – za pružanje navigacijskih upozorenja i ispravaka elektroničkih karata
- nacionalni meteorološki instituti – za pružanje meteoroloških upozorenja i prognoza
- centri za traganje i spašavanje – za pružanje pogibeljnih, hitnih i sigurnosnih informacija
- međunarodna ledena patrola – za pružanje informacija o ledenjacima u sjevernom Atlantiku.

Pomorske sigurnosne informacije odašilju se koordinirano na područja plovidbe, koja se nazivaju NAVAREA (engl. Navigational Area) ili METAREA (engl. Meteorological Area). Postoji ukupno 21 takvo područje plovidbe, kojim upravljaju nacionalni NAVAREA/METAREA koordinatori.

Međunarodni NAVTEX sustav pripada već spomenutoj skupini uređaja i sustava uskopojasne telegrafije za izravan prijam ili ispis. Ovaj sustav je zapravo radioteleks sustav koji koristi FEC način rada za odašiljanje različitih pomorskih sigurnosnih informacija, odnosno NAVTEX poruka, s kopnenih NAVTEX stanica prema brodskim NAVTEX prijamnicima. Međunarodna frekvencija na kojoj se odašilju NAVTEX poruke na engleskom jeziku je 518 kHz, što pripada pomorskom MF frekvencijskom području. Također, postoje još dvije dodatne frekvencije, 490 kHz (MF frekvencijsko područje) i 4 209,5 kHz (HF frekvencijsko područje), za odašiljanje NAVTEX poruka na nacionalnim jezicima.

Unutar svakog NAVAREA/METAREA područja postoji ukupno 25 NAVTEX stanica za odašiljanje NAVTEX poruka. Navedene stanice označene su slovima engleske abecede, gdje je prvih 24 (oznake od A do X) aktivno, dok posljednja (oznaka Z) služi kao rezervna NAVTEX stanica. Sve NAVTEX stanice odašilju NAVTEX poruke u periodu od deset minuta svaka četiri sata, prema unaprijed određenom vremenskom rasporedu, kako bi se izbjegla međusobna interferencija na istoj frekvenciji, odnosno komunikacijskom kanalu. Također, sve stanice odašilju signale s ograničenom snagom emitiranja, a samim time i područjem pokrivanja, kako stanice koje imaju iste oznake u susjednim NAVAREA/METAREA područjima ne bi međusobno interferirale [29].

Nadalje, NAVTEX poruke su također označene slovima engleske abecede na način kako je prikazano u tablici 1.

Tablica 1: Oznake i vrste NAVTEX poruka

Oznaka poruke	**Vrsta poruke**
A	Navigacijska upozorenja
B	Meteorološka upozorenja
C	Izvještaji o ledu
D	Informacije o traganju i spašavanju; upozorenja o piratskim napadima, cunamijima i ostalim prirodnim fenomenima
E	Meteorološke prognoze
F	Informacije o pilotaži i VTMIS poruke
G	AIS poruke
H	LORAN poruke
I	Trenutno se ne koristi
J	GNSS poruke
K	Ostale poruke s elektroničkih pomagala za navigaciju
L	Ostala navigacijska upozorenja; dodatak oznaci A
M, N, O, P, Q, R, S, T, U	Trenutno se ne koriste
V, W, X, Y	Poruke posebnih namjena za NAVTEX koordinatore
Z	Nema poruke od NAVTEX stanice

Izvor: [27]

Za razliku od standardnih radioteleks poruka koje se odašilju FEC načinom rada, svaka NAVTEX poruka započinje grupom od četiriju simbola:

- oznaka NAVTEX stanice koja odašilje poruku
- oznaka NAVTEX poruke koja se odašilje
- serijski broj NAVTEX poruke koja se odašilje s navedene NAVTEX stanice (oznake od 01 do 99).

Standardni NAVTEX uređaji na brodovima sastoje se od prijamnika, procesora, zaslona i/ili pisača za pregledavanje i/ili ispisivanje primljenih NAVTEX poruka.

2.3. Automatski identifikacijski sustav

Automatski identifikacijski sustav ili AIS je autonomni komunikacijski sustav, koji se koristi dvama kanalima iz pomorskog VHF frekvencijskog područja za prijenos relevantnih navigacijskih podataka i/ili ostalih podataka vezanih uz sigurnost navigacije. AIS sustav poboljšava sigurnost navigacije i zaštite mora i morskog okoliša omogućavajući učinkovitu navigaciju i rad sustava nadzora i upravljanja pomorskim prometom, odnosno VTMIS-a (engl. Vessel Traffic Monitoring and Information System). Dakle, glavna svrha uvođenja AIS sustava ogleda se kroz [24]:

- povećanje situacijske svijesti na moru
- poboljšanje upravljanja pomorskim prometom u zagušenim plovnim putevima
- automatsko izvještavanje u područjima obveznog ili neobaveznog izvještavanja
- razmjenjivanje poruka vezanih uz sigurnost navigacije.

2.3.1. Vrste podataka automatskog identifikacijskog sustava

Prema navedenome, podaci koji se automatski odašilju između brodskih AIS stanica i/ili između brodskih i kopnenih AIS stanica mogu se podijeliti u tri skupine: statički podaci, dinamički podaci i podaci vezani uz putovanje.

Statički podaci, kako se može zaključiti iz naziva, ne mijenjaju se tijekom plovidbe već se unose prilikom instalacije AIS stanice, a sadrže: MMSI (engl. Maritime Mobile Service Identity) broda, pozivni znak i ime broda, IMO broj broda, duljinu i širinu broda, vrstu broda, te poziciju antene odgovarajućeg sustava za pozicioniranje.

S druge strane, dinamički podaci dobiveni od različitih brodskih senzora mijenjaju se tijekom plovidbe, a sadrže: poziciju broda, UTC (engl. Universal Time Coordinated) vrijeme, smjer i brzinu broda, napredovanje broda, status navigacije, te brzinu zakretanja broda.

Podaci vezani uz putovanje unose se ručno tijekom plovidbe, a sadrže: gaz broda, vrstu (opasnog) tereta, odredište i procijenjeno vrijeme do odredišta, te plan putovanja.

Također, postoje i tzv. kratke poruke vezane uz sigurnost navigacije koje se po potrebi odašilju ručno između brodova ili između brodova i kopnenih stanica.

U pravilu se statički podaci i podaci vezani uz putovanje odašilju svakih šest minuta ili na zahtjev. Dinamički podaci se odašilju ovisno o promjeni brzine i smjera broda, stoga vremenski intervali odašiljanja mogu varirati od dvije sekunde do tri minute (Tablica 2) [31].

Tablica 2: Vremenski interval odašiljanja dinamičkih podataka

Dinamičke brodske karakteristike	**Vremenski interval**
Usidren brod brzine manje od 3 čvora	3 min
Usidren brod brzine veće od 3 čvora	10 s
Brod brzine od 0 do 14 čvorova	10 s
Brod brzine od 0 do 14 čvorova i uz promjenu smjera	3 1/3 s
Brod brzine od 14 do 23 čvora	6 s
Brod brzine od 14 do 23 čvora i uz promjenu smjera	2 s
Brod brzine veće od 23 čvora	2 s
Brod brzine veće od 23 čvora i uz promjenu smjera	2 s

Izvor: [31]

Zbog svoje tehnologije i efikasnosti, AIS je postao obavezan i za plovila koja nisu obuhvaćena SOLAS konvencijom. Nadalje, AIS tehnologija, odnosno AIS kanali se osim za slanje navedenih statičkih, dinamičkih i podataka vezanih uz putovanje, koriste i za slanje poruka i informacija poput „Pomagala za navigaciju ili AtoN“, „Poruke posebnih primjena ili ASM“, „AIS predajnik za traganje i spašavanje ili SART-AIS, „Jedinica za označavanje osobe u moru ili MOB“, te „AIS predajnik za uzbunjivanje i označavanje pozicije ili EPIRB-AIS“.

2.3.2. Tehničke karakteristike i način rada AIS sustava

Postoji nekoliko klasa AIS stanica, od kojih se, prema IMO-u, na brodovima smiju koristiti klasa A i klasa B. U nastavku su navedene tehničke karakteristike i način rada AIS stanica klase A. Standardna brodska AIS stanica sastoji se od [46][50]:

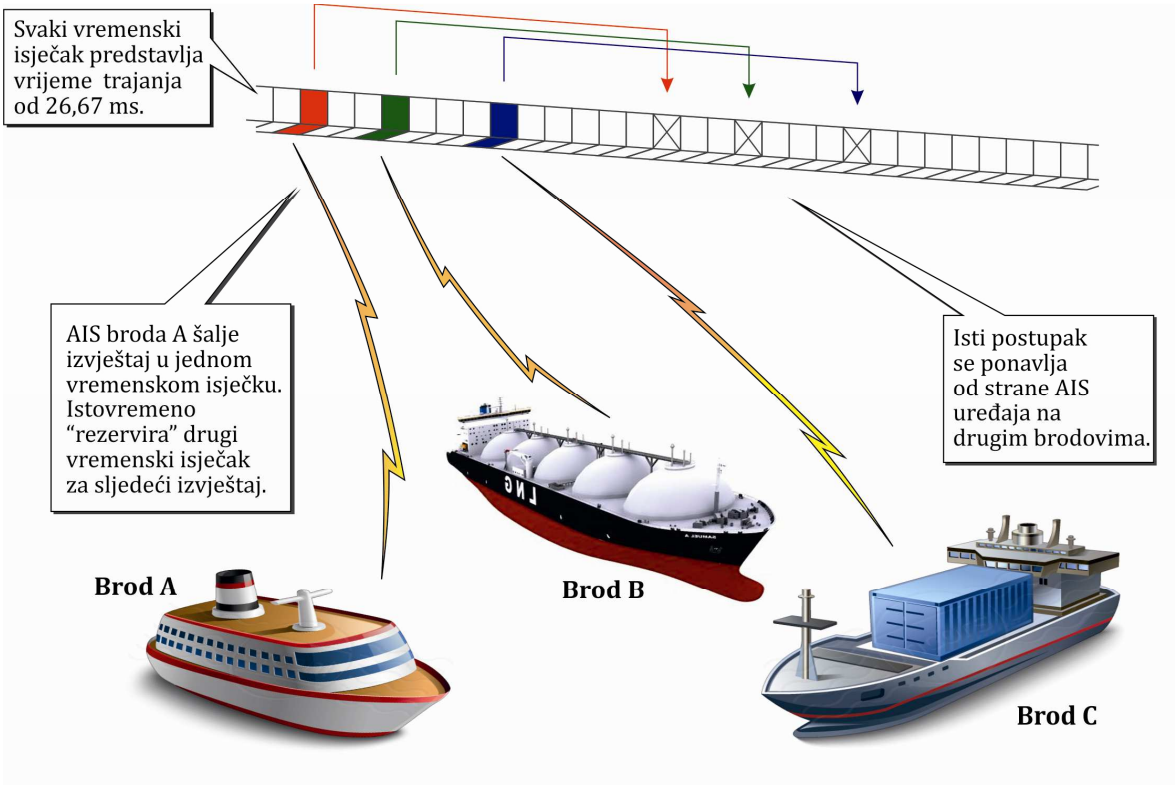
- tri samostalna VHF prijamnika, od kojih su dva namijenjena za praćenje AIS 1 (161,975 MHz) i AIS 2 (162,025 MHz) kanala, dok je treći namijenjen za praćenje VHF DSC kanala 70 (156,525 MHz)
- jednog predajnika, koji kontinuirano izmjenjuje odašiljanje na AIS 1 i AIS 2 kanalima
- tipkovnice, zaslona i upravljačke jedinice, koja sadrži procesor i sučelja potrebna za prosljeđivanje podataka od brodskih senzora prema vanjskim uređajima, kao što su ECDIS (engl. Electronic Chart Display and Information System), ARPA (engl. Automatic Radar Plotting Aid), VDR (engl. Voyage Data Recorder) i sl.
- jednog ili više GPS/DGPS prijamnika, koji pružaju podatke o poziciji broda, kao i o preciznom vremenu potrebnom za usklađivanje više AIS stanica za prijenos podataka putem dvaju pomorskih VHF komunikacijskih kanala.

AIS sustav koristi frekvencijski moduliranu GMSK (engl. Gaussian-filtered Minimum Shift Keying – GMSK) modulacijsku tehniku jednog vala nosioca za prijenos podataka na AIS 1 i AIS 2 kanalima širine 25 kHz ili 12,5 kHz. Princip navedene modulacijske tehnike je sljedeći: digitalni podaci AIS stanice koji se trebaju odaslati, najprije se kodiraju GMSK modulacijom, te se kao takvi koriste za frekvencijsku modulaciju vala nosioca AIS 1 ili AIS 2 kanala. Ovakvom modulacijskom tehnikom, uz indeks modulacije od 0,5, moguće je ostvariti brzinu prijenosa podataka od 9,6 kbit/s. S ciljem izbjegavanja neželjene interferencije signala i gubitka podataka od drugih AIS stanica, AIS sustav naizmjenično se koristi dvama VHF komunikacijskim kanalima.

Nadalje, kako bi više AIS stanica moglo pristupiti istim AIS kanalima, AIS sustav koristi tzv. samoorganizirajući višestruki pristup s vremenskom raspodjelom ili SOTDMA (engl. Self-Organizing Time Division Multiple Access) protokol. Naime, stanice AIS sustava su međusobno usklađene na temelju vremenskih podataka od GPS/DGPS prijamnika, te je svaki vremenski okvir u trajanju od jedne minute, predviđen za prijenos podataka AIS sustava na jednom komunikacijskom kanalu, podijeljen na 2250 vremenskih isječaka. To rezultira vremenom od 26,67 ms po svakom vremenskom isječku. Nadalje, kako je brzina prijenosa podataka 9,6 kbit/s, tada svaki vremenski isječak može prenijeti ukupno 256 bita informacije, što

odgovara jednoj standardnoj automatskoj AIS poruci, odnosno AIS izvještaju. Neke AIS poruke mogu zauzeti i do pet uzastopnih vremenskih isječaka.

Svaka AIS stanica nasumično odabire korištenje određenog vremenskog isječka unutar određenog vremenskog okvira, te ovisno o vremenskom intervalu ažuriranja svojih podataka, unaprijed zauzima sljedeći vremenski isječak (Slika 1).



Slika 1: Samoorganizirajući višestruki pristup s vremenskom raspodjelom
Izvor: Izradio autor prema [24]

2.4. Satelitski radiokomunikacijski sustav INMARSAT

Za razliku od pomorskih terestričkih komunikacijskih sustava, INMARSAT je globalni satelitski komunikacijski sustav. INMARSAT sustav ili organizacija nastala je davne 1976. godine na međunarodnoj konferenciji IMO-a, te je prihvaćena kao međuvladina organizacija 1979. godine. Glavna svrha tadašnjeg INMARSAT sustava bila je poboljšanje pomorskih komunikacija, posebno iz aspekta komunikacija pogibelji i sigurnosti ljudskih života na moru. Međutim, godine 1999. sustav postaje privatiziran, te proširuje svoju svrhu s pružanja usluga za potrebe pomorskih komunikacija na pružanje usluga na globalnoj razini različitim vrstama korisnika [26].

2.4.1. Dijelovi satelitskog INMARSAT sustava

INMARSAT sustav sastoji se od triju glavnih segmenata:

1. svemirska ili satelitska infrastruktura
2. zemaljska ili kopnena upravljačko-komunikacijska infrastruktura
3. korisnička infrastruktura.

Svemirska ili satelitska infrastruktura sastoji se od četiriju aktivnih komunikacijskih satelita, koji se nalaze u geostacionarnoj orbiti na 35 786 km iznad ekvatora. Navedena četiri satelita, s elevacijom od 5°, pokrivaju Zemljinu površinu od otprilike 70° južne do 70° sjeverne geografske širine, što zapravo predstavlja područje plovidbe A3 prema GMDSS-u. Kako ovi sateliti pokrivaju plovna područja svjetskih oceana, tako se redom i nazivaju:

1. satelit AOR-E (engl. Atlantic Ocean Region – East) – pokriva područje istočnog Atlantskog oceana
2. satelit AOR-W (engl. Atlantic Ocean Region – West) – pokriva područje zapadnog Atlantskog oceana
3. satelit POR (engl. Pacific Ocean Region) – pokriva područje Tihog oceana
4. satelit IOR (engl. Indian Ocean Region) – pokriva područje Indijskog oceana.

Zemaljska ili kopnena infrastruktura sastoji se od upravljačkih centara i stanica, kao i komunikacijskih stanica. Upravljačka središnjica INMARSAT sustava naziva se NCC (engl. Network Control Centre) i smještena je u Velikoj Britaniji, odnosno Londonu, gdje je i sjedište same privatne organizacije Inmarsat. NCC kontinuirano nadzire cijeli INMARSAT sustav, te koordinira širokim rasponom aktivnosti unutar samog sustava. U različitoj literaturi spominju se još i nazivi NOC (engl. Network Operating Centre) i OCC (engl. Operating Control Centre) [26][29].

Nadalje, INMARSAT sustav je tzv. indirektni sustav, odnosno sve komunikacije obavljaju se posredstvom obalnih ili kopnenih zemaljskih stanica, odnosno CES-a ili LES-a (engl. Coast Earth Stations ili Land Earth Stations). Ove su stanice u posjedu multinacionalnih telekomunikacijskih operatera, odnosno u posjedu pružatelja komunikacijskih usluga. Kopnene stanice koje nadziru i upravljaju komunikacijama pod jednim od četiriju INMARSAT satelita, nazivaju se NCS (engl. Network Co-

ordination Station). Ulogu nadziranja i upravljanja komunikacijama, odnosno NCS-a mogu obavljati i neke obalne zemaljske stanice, CES ili LES.

Zadnji segment INMARSAT sustava čine korisnici, odnosno njihove pokretne komunikacijske stanice. Iako je u ranijem tekstu navedeno da je INMARSAT sustav namijenjen za sve vrste transporta, u ovom radu bit će analizirane pokretne stanice koje se koriste isključivo u pomorstvu.

2.4.2. Brodske zemaljske stanice sustava INMARSAT

Pokretne stanice INMARSAT sustava koje se koriste za obavljanje pomorskih komunikacija nazivaju se brodske zemaljske stanice ili SES (engl. Ship Earth Stations). Postoje različite vrste INMARSAT SES stanica, ali se prema zahtjevima i prioritetima GMDSS komunikacija na brodovima smiju koristiti INMARSAT B, INMARSAT C i INMARSAT Fleet F77. Također, za prijam pomorskih sigurnosnih informacija, kao i kratkih komercijalnih obavijesti, koristi se EGC (engl. Enhanced Group Call) prijamnik. Nadalje, na brodovima se mogu koristiti i INMARSAT stanice pod nazivom Fleet Broadband, koje omogućuju širokopojasni internetski pristup.

Brodske zemaljske stanice sustava INMARSAT podržavaju gotovo sve vrste komunikacija i komunikacijske usluge koje se mogu odvijati i u kopnenim terestričkim ili satelitskim mrežama. Ove stanice omogućavaju brodovima pouzdane komunikacije visoke kvalitete korištenjem telefonskih komunikacija, podatkovnih komunikacija, teleks komunikacija i sl. [29].

Frekvencije koje se koriste za komunikacije unutar INMARSAT sustava nalaze se, prema ITU-ovoj podjeli, u UHF i SHF frekvencijskim područjima, odnosno, prema IEEE-ovoj podjeli, u L i C frekvencijskim pojasevima. Za komunikaciju od obalnih zemaljskih stanica prema satelitima koriste se kanali iz područja od 6 GHz, dok se od satelita prema obalnim zemaljskim stanicama koriste kanali iz područja od 4 GHz (C pojas). S druge strane, za komunikaciju od brodskih zemaljskih stanica prema satelitima koriste se kanali iz područja od 1,6 GHz, a od satelita prema brodskim zemaljskim stanicama kanali iz područja od 1,5 GHz (L pojas).

INMARSAT C brodska zemaljska stanica uvedena je 1991. godine, kao dodatak INMARSAT A stanici. Naime, INMARSAT A brodska zemaljska stanica uvedena je

1982. godine, a povučena je iz upotrebe 31. prosinca 2007. godine, zbog zastarjelog analognog načina rada, tehničkih karakteristika i velikih fizičkih dimenzija. Za razliku od INMARSAT A stanice, INMRASAT C stanica omogućava ekonomski isplativije komunikacije korištenjem vrlo male neusmjerene antene. Međutim, INMARSAT C brodska zemaljska stanica ne omogućava telefonske komunikacije, već radi na principu koji se naziva *store-and-forward messaging*. Ovaj princip je sličan načinu rada elektroničke pošte, gdje se poruke, odnosno podaci, nakon određenog vremenskog kašnjenja, odašilju prema satelitima, odnosno obalnim zemaljskim stanicama brzinom prijenosa podataka od svega 600 bita/s. INMARSAT C stanica koristi digitalnu binarnu faznu modulaciju ili BPSK (engl. Binary Phase Shift Keying) za prijenos informacije [42].

INMARSAT B brodska zemaljska stanica uvedena je 1994. godine, kao digitalna zamjena navedenoj zastarjeloj analognoj INMARSAT A stanici. Ova stanica pruža vrlo pouzdane govorne komunikacije, teleks komunikacije te odašiljanje faks poruka, kao i prijenos podataka, uključujući i slanje elektroničke pošte, omogućavajući brzine prijenosa od 9,6 kbit/s do 64 kbit/s. INMARSAT B brodska zemaljska stanica koristi različite vrste digitalne fazne modulacije PSK za prijenos informacije. Nedostatak ove vrste stanica je usmjerena antena prilično velikih dimenzija, te je najavljeno njezino povlačenje iz upotrebe krajem 2016. godine [67].

INMARSAT Fleet F77 brodska zemaljska stanica, uvedena 2001. godine, u potpunosti je usklađena sa zahtjevima i prioritetima GMDSS sustava, podržavajući govorne komunikacije te prijenos podataka i faks poruka omogućavajući brzine prijenosa do 128 kbit/s. INMARSAT Fleet F77 brodska zemaljska stanica koristi različite vrste digitalne fazne modulacije PSK te kvadraturno amplitudne modulacije QAM za prijenos informacije [41].

2.5. Pregled međunarodnih preporuka i smjernica

Sigurnost na moru, koja uključuje zaštitu posade, putnika, tereta i morskog okoliša, ovisi u prvom redu o raspoloživim radiokomunikacijskim sustavima, odnosno uređajima.

Međunarodne organizacije i regionalne, odnosno nacionalne agencije postavile su niz ciljeva i zahtjeva koji se odnose na interoperabilnost, pouzdanost, funkcionalnost i sigurnost u radu. S obzirom da rastu radiokomunikacijske potrebe pomorskih subjekata na moru i infrastrukture za pružanje sigurnosti i podrške na kopnu, buduća naprednija rješenja u pomorskim komunikacijama zahtijevat će povećanu globalnu pokrivenost, veće brzine prijenosa podataka, kao i video i/ili multimedijalne mogućnosti [30].

Na Svjetskoj radiokomunikacijskoj konferenciji održanoj 2012. godine u Ženevi donesene su dvije Rezolucije ([64] i [65]) koje se odnose na poboljšanje pomorskih komunikacija. U tim se Rezolucijama zahtijeva od ITU-a provođenje istraživanja i studija vezanih uz nove radiokomunikacijske sustave, koji će modernizirati GMDSS sustav i rasteretiti kanale AIS sustava. Nadalje, naglašena je i potreba za razmatranjem novih regulativa, uključujući i realokaciju pomorskog frekvencijskog spektra, kako bi se omogućilo moderniziranje GMDSS sustava, a samim time i implementiranje strategije *e-Navigacije*.

Prema definiciji IMO-a, *e-Navigacija* je usklađeno prikupljanje, integriranje, razmjena, prikaz i analiza pomorskih informacija na brodovima i kopnu, korištenjem elektroničkih sustava, s ciljem poboljšanja sigurnosti navigacije i ostalih usluga vezanih uz sigurnost na moru, kao i zaštite morskog okoliša.

Tri su ključna elementa, koja moraju biti zadovoljena, odnosno postavljena prije implementacije *e-Navigacije*, a to su [30]:

1. pokrivenost svih plovnih područja svijeta elektroničkim navigacijskim kartama, odnosno ENC-ovima (engl. Electronic Navigation Chart)
2. robusni elektronički sustav za određivanje pozicije, navigaciju i vrijeme (s redundancijom)
3. dogovorena i prihvaćena komunikacijska infrastruktura za povezivanje brodova i kopnenih objekata.

U ovome poglavlju analizirani su komunikacijski sustavi koji se trenutno koriste na brodovima za razmjenu različitih podataka. Međutim, svaki od tih sustava ima svoje nedostatke u pogledu njihovog prihvaćanja u spomenutu komunikacijsku infrastrukturu *e-Navigacije*. Naime, sustav za digitalno-selektivno pozivanje ili DSC

omogućuje maksimalnu brzinu prijenosa podataka od 1 200 bit/s (VHF DSC), te je moguće prenositi isključivo poruke, odnosno informacije koje su već unaprijed definirane kroz standardnih šest vrsta DSC poziva.

Pomorski radioteleks sustav je već zastarjeli način komunikacije, koji se malo ili gotovo nikako ne upotrebljava za rutinske, odnosno opće komunikacije, kako između brodova, tako i između brodova i obalnih stanica. Nadalje, brzina prijenosa podataka kod ovog sustava je svega 100 bit/s, uz korištenje 5-bitnog kôda, čime nije moguće prenijeti velike količine podataka u realnom vremenu, što ga čini neupotrebljivim u komunikacijskoj infrastrukturi *e-Navigacije*. Navedeno se također odnosi i na međunarodni NAVTEX sustav, koji je zapravo pomorski radioteleks sustav u FEC načinu rada.

Automatski identifikacijski sustav ili AIS predstavlja noviju komunikacijsku tehnologiju na pomorskom VHF frekvencijskom području. Ovaj sustav efikasno koristi dva kanala iz navedenog frekvencijskog područja za slanje podataka brzinom od 9 600 bit/s, te će stoga predstavljati dio komunikacijske infrastrukture *e-Navigacije*. Međutim, zbog sve većeg korištenja AIS sustava u nekim plovnim područjima svijeta došlo je do zagušenja AIS kanala i degradacije efikasnosti sustava, što je rezultiralo spomenutim dodjeljivanjem novih kanala, kao i traženjem novih rješenja za prijenos podataka na pomorskom VHF frekvencijskom području [38].

Satelitski INMARSAT sustav također će predstavljati dio komunikacijske infrastrukture *e-Navigacije*, zbog svojih značajki i pružanja širokog spektra mogućnosti i usluga. Međutim, zbog visoke cijene usluga, nepokrivenosti INMARSAT satelitima na područjima Zemljinih polova, te efikasnijeg iskorištavanja frekvencijskog spektra, potrebno će biti njegovo nadomještanje i/ili nadograđivanje pouzdanim terestričkim sustavima za razmjenu podataka.

U nastavku će detaljnije biti opisane preporuke, prijedlozi i smjernice koje se odnose na pomorsko VHF frekvencijsko područje, s ciljem modernizacije GMDSS-a, rasterećenja AIS sustava i postavljanja temelja komunikacijske infrastrukture strategije *e-Navigacije*.

2.5.1. Pomorski VHF sustav za razmjenu podataka

Prema ITU-ovom Radio pravilniku, na pomorskom VHF frekvencijskom području postoji ukupno 59 numeriranih kanala, svaki širine 25 kHz. Od navedenih kanala, 56 ih je dodijeljeno za različite analogne radiotelefonske komunikacije, dva kanala (Kanali AIS 1 i AIS 2) za AIS sustav, dok je jedan jedini kanal (Kanal 70) dodijeljen za digitalno-selektivno pozivanje, odnosno VHF DSC sustav. Na prethodno spomenutoj Svjetskoj radiokomunikacijskoj konferenciji, određena je prenamjena nekoliko kanala iz pomorskog VHF frekvencijskog područja. Tako su susjedni kanali 24, 84, 25, 85, 26 i 86 namijenjeni za testiranje i primjenu novih digitalnih komunikacijskih tehnologija, a predviđa se da će za istu namjenu biti dodijeljeni i kanali 80, 21, 81, 22, 82, 23 i 83. Također, od 1. siječnja 2013. godine dozvoljeno je testiranje budućih primjena AIS sustava na kanalima 27, 28, 87 i 88 [37].

Međunarodna udruga svjetioničarskih službi ili IALA razvila je tehnološki koncept pod nazivom VHF sustav za razmjenu podataka ili VDES (engl. VHF Data Exchange System) s ciljem rješavanja problema zagušenja AIS kanala i degradacije efikasnosti tog sustava. Istovremeno VDES sustav omogućuje široku razmjenu podataka predviđenih strategijom e-Navigacije, što ujedno potencijalno podupire i modernizaciju GMDSS sustava [30]. VDES sustav će prospektivno imati značajan pozitivan utjecaj na pružanje pomorskih informacijskih usluga, uključujući: pomorske sigurnosne informacije i poruke, opće podatkovne komunikacije, robusne razmjene podataka velikim brzinama, lociranje, upravljanje pomorskim prometom, satelitske komunikacije, itd. Iz funkcionalnog aspekta, VDES sustav koristi dvosmjernu razmjenu podataka na kanalima pomorskog VHF frekvencijskog područja u sljedećim smjerovima komunikacija (Tablica 3):

- između brodova
- između broda i kopna
- između broda i satelita.

Tablica 3: VHF kanali i frekvencije za VDES sustav

Kanal	Frekvencije za brodske i obalne stanice (MHz)	
	Brodske stanice (brod-kopno) Brodske stanice (AIS velikog dometa) Brodske stanice (brod-satelit)	Obalne stanice Brodske stanice (brod-brod) Satelit-brod
AIS 1	161.975	161.975
AIS 2	162.025	162.025
75 (AIS velikog dometa)	156.775 (brodovi isključivo odašiljanje)	
76 (AIS velikog dometa)	156.825 (brodovi isključivo odašiljanje)	
2027 (ASM 1)	161.950 (2027)	161.950 (2027)
2028 (ASM 2)	162.000 (2028)	162.000 (2028)
24 (VDE 1)	157.200 (1024)	161.800 (2024)
84 (VDE 2)	157.225 (1084)	161.825 (2084)
24/84 (VDE 3)	Širina kanala 50 kHz (1024/1084, spojeni)	Širina kanala 50 kHz (2024/2084, spojeni)
2024/2084 (SAT 1)		Širina kanala 50 kHz (2024/2084, spojeni)
25/85/26/86 (VDE 4, SAT2)	Kanal širine 100 kHz (25/85/26/86, niže frekvencije, spojene)	Kanal širine 100 kHz (25/85/26/86, više frekvencije, spojene)
25	157.250 (1025)	161.850 (2025)
85	157.275 (1085)	161.875 (2085)
26	157.300 (1026)	161.900 (2026)
86	157.325 (1086)	161.925 (2086)

Izvor: [30]

Podaci, koji se korištenjem VDES sustava mogu odašiljati i/ili razmjenjivati, su sljedeći:

- AIS: standardni AIS izvještaj, odnosno poruka koja uključuje statičke, dinamičke i podatke vezane uz putovanje
- ASM: poruke posebnih primjena, npr. za odašiljanje navigacijskih, meteoroloških ili hidrografskih informacija
- VDE: općenita razmjena podataka na VHF frekvencijskom području
- SAT: podaci za odašiljanje između brodova i satelita.

2.5.2. Preporuka Međunarodne telekomunikacijske unije ITU-R M.1842-1

U preporuci ITU-a iz naslova pod nazivom „*Characteristics of VHF radio systems and equipment for the exchange of data and electronic mail in the maritime mobile service RR Appendix 18 channels*“ opisana su četiri primjera sustava i opreme, koja bi se mogla koristiti na pomorskom VHF frekvencijskom području za razmjenu podataka i elektroničke pošte. Navedena preporuka trebala bi služiti kao smjernica za razvoj i implementaciju budućih digitalnih tehnologija na pomorskom VHF frekvencijskom području, kako bi se modernizirao GMDSS i rasteretio AIS sustav, uz istovremeno postavljanje temelja komunikacijske infrastrukture strategije e-Navigacije.

Prvi predloženi sustav koristi jedan kanal iz pomorskog VHF frekvencijskog područja širine 25 kHz. Nadalje, ovaj sustav može koristiti dvije vrste modulacijskih tehnika: $\pi/4$ DQPSK ili $\pi/8$ D8-PSK. Korištenjem prve modulacijske tehnike sustav postiže brzinu prijenosa podataka od 28,8 kbit/s, dok korištenjem druge postiže 43,2 kbit/s.

Drugi predloženi sustav opisuje postojeći regionalni uskopojasni VHF sustav za razmjenu podataka i elektroničke pošte, koji se koristi duž obale Norveške. Ovaj sustav koristi devet kanala iz pomorskog VHF frekvencijskog područja širine 25 kHz. Modulacijska tehnika koja se koristi kod ovog sustava je četverorazinska GMSK, te se postiže brzina prijenosa podataka od 21,1 kbit/s unutar jednog od navedenih kanala.

Treći predloženi sustav predstavlja sustav s više valova nosilaca i koristi dva susjedna kanala iz pomorskog VHF frekvencijskog područja širine 25 kHz, odnosno kanal ukupne širine od 50 kHz. ITU predlaže da ovaj sustav koristi 16 valova nosilaca, moduliranih šesnaestrazinskom QAM modulacijskom tehnikom, unutar kanala širine

50 kHz. To je definirano prema standardu Europskog instituta za telekomunikacijske standarde ili ETSI (engl. European Telecommunications Standards Institute) pod nazivom EN 300 392-2 v.3.2.1, te je na taj način moguće postići brzinu prijenosa podataka od 153,6 kbit/s.

Četvrti, a ujedno i zadnji predloženi sustav, također predstavlja sustav s više valova nosioca i koristi četiri susjedna kanala iz pomorskog VHF frekvencijskog područja širine 25 kHz, odnosno kanal ukupne širine od 100 kHz. ITU predlaže da ovaj sustav koristi 32 vala nosioca, moduliranih istom modulacijskom tehnikom i prema istom standardu kao i prethodni sustav, čime se postiže brzina prijenosa podataka od 307,2 kbit/s.

3. UVOD U OFDM MODULACIJU

Tehnologija višestrukog pristupa s ortogonalnom raspodjelom frekvencija ili valova nosilaca, poznata pod nazivom OFDM, predstavlja koncept koji se razvijao jako dugo, a postao je praktično primjenjiv tek kada se pojava masovnih aplikacija na tržištu poklopila s dostupnim učinkovitim programskim i elektroničkim (sklopovskim) tehnologijama. Razvoj višestrukog pristupa s raspodjelom frekvencija ili FDM (engl. Frequency Division Multiplexing) tehnologije, a samim time i OFDM tehnologije, počeo je davnih 1870-ih godina, kada su izumitelji toga doba, potaknuti telegrafskim kompanijama, uvidjeli način za povećanje kapaciteta u telegrafskim prijenosnim linijama koristeći nekoliko informacijskih kanala, odnosno valova nosilaca, koji međusobno ne interferiraju. Drugim riječima, primjenom FDM tehnologije, kanal određene širine podijeljen je u nekoliko užih kanala, koji zasebno prenose dijelove cjelokupne informacije pomoću više valova nosilaca [49][59][87].

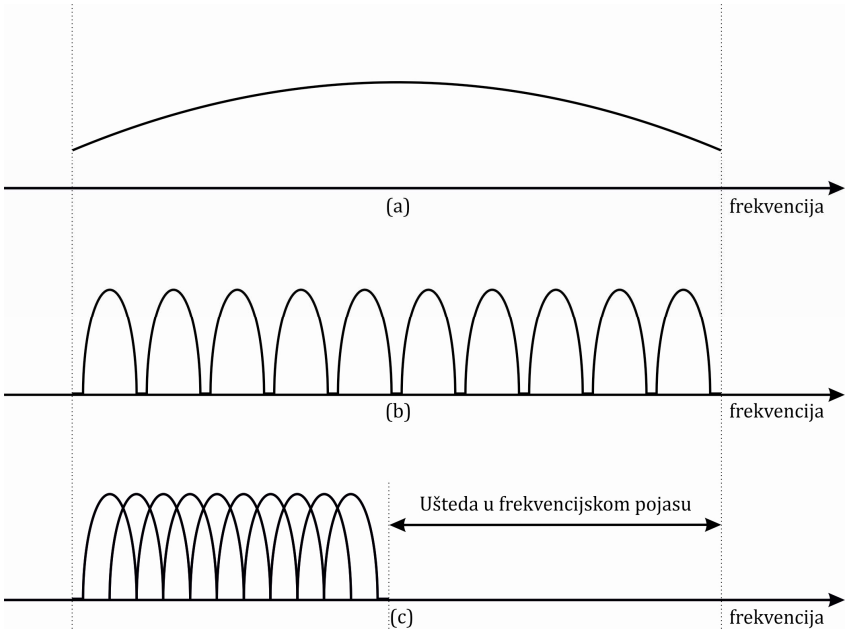
Godine 1910., američki bojnik George Squier razvio je i predstavio uređaj za prijenos analognih govornih signala, korištenjem dvaju kanala. Nadalje, godine 1918. kompanija AT&T razvila je sličan sustav, koji je koristio pet kanala za prijenos analognih govornih signala. Tako je FDM tehnologija već u to vrijeme postala primarni način višestrukog pristupa u telefonskim sustavima.

Kasnije, godine 1957. kompanija Collins Radio razvila je tzv. Kineplex sustav za prijenos podataka na kanalima HF frekvencijskog područja koji su podložni izraženom višestaznom fedingu. Ovaj sustav koristio je 20 valova nosioca, koji su bili modulirani digitalnom četverorazinskom PSK modulacijom bez filtriranja, što je uzrokovalo međusobno preklapanje valova nosilaca. Da bi se riješio problem preklapanja valova nosioca, između njih se počelo umetati zaštitne frekvencijske pojaseve, što je rezultiralo smanjenjem spektralne učinkovitosti.

Prvi koncept OFDM tehnologije predstavljen je u radu [9] autora Roberta W. Changa u kojem je sintetizirao ortogonalne i pojasno-ograničene signale za višekanalni prijenos podataka. Time je prikazao koncept istovremenog prijenosa signala unutar pojasno ograničenih kanala, bez pojave međukanalne i međusimbolne interferencije. To je omogućeno podjelom jednog kanala određene širine na nekoliko kanala malih širina koji se međusobno preklapaju, ali ne uzrokuju međusobne interferencije, što ujedno

olakšava tehnike i izvedbu prijamnika signala. Robert W. Chang je navedeni i u svom radu opisani sustav patentirao 1970. godine [49][87].

Za razliku od FDM tehnologije, gdje su valovi nosioci odvojeni zaštitnim pojasevima na način da se mogu primiti korištenjem konvencionalnih filtara i demodulatora, primjenom OFDM tehnologije bočni pojasevi valova nosilaca se međusobno preklapaju, dok se signali primaju bez međusobne interferencije. Navedeno se postiže ortogonalnošću valova nosilaca. Drugim riječima, valovi nosioci su međusobno nezavisni ili ortogonalni ukoliko je razmak između svakog od njih obrnuto proporcionalan vremenu trajanja simbola, koji se odašilju na svakom od njih. Zbog navedene ortogonalnosti valova nosioca, granica, odnosno nula u širini spektra svakog vala nosioca preklapa se s vršnom vrijednosti, odnosno centralnom frekvencijom susjednog vala nosioca. Na slici 2 prikazana je usporedba između komunikacijskog sustava s jednim valom nosiocem, FDM modulacijom, te OFDM modulacijom.



Slika 2: Usporedba sustava s jednim valom nosiocem (a), FDM modulacijom (b) i OFDM modulacijom (c)
Izvor: Izradio autor prema [59]

Autor Saltzberg u svom radu [69] provodi analizu uspješnosti analognog OFDM sustava. Navedeni autor je došao do zaključka da ortogonalnost svakog pojedinog vala nosioca u OFDM sustavu može biti održana primjenom stepenasto raspoređene

QAM modulacijske tehnike. Međutim, poteškoće održavanja ortogonalnosti u analognim sustavima nastaju pri velikim brojevima valova nosioca, koji zahtijevaju veliki broj oscilatora za njihovo moduliranje i demoduliranje.

Veliko otkriće u povijesti i razvoju OFDM tehnologije nalazi se u radu [88] autora Weinsteina i Eberta, u kojem su analizirali korištenje diskretne Fourierove transformacije ili DFT (engl. Discrete Fourier Transform) za digitalno moduliranje signala u predajniku i demoduliranje u prijamniku, s naglaskom na učinkovitu obradu. Ovim prijelazom s izvornog analognog sustava s više valova nosilaca na digitalnu implementaciju OFDM tehnologije izbjegava se upotreba velikog broja oscilatora i koherentnih demodulatora, čime se smanjuje i složenost implementacije. U navedenom je radu također korišteno i zaštitno vrijeme između simbola, odnosno zaštitnih pojaseva, kako bi se smanjio utjecaj međusimbolne i međukanalne interferencije. Iako predstavlja veliki napredak u razvoju OFDM tehnologije, predloženi sustav nije mogao održati savršenu ortogonalnost valova nosilaca unutar vremenski disperzivnih kanala [49][59][87].

Nadalje, autori Peled i Ruiz u svom su radu [58] riješili problem održavanja ortogonalnosti uvođenjem tzv. cikličke ekstenzije, koja se može koristiti kao prefiks i/ili sufiks. Na mjestima dotadašnjih zaštitnih pojaseva, navedeni autori koristili su cikličke ekstenzije OFDM simbola, odnosno dodavali su jednaki dio OFDM simbola unutar OFDM signala za odašiljanje. Time se odziv kanala na odaslani signal opisuje cikličkom konvolucijom, održavajući time ortogonalnost valova nosioca unutar vremenski disperzivnih kanala i eliminirajući međusimbolnu interferenciju između valova nosioca. To je moguće postići ukoliko je ciklička ekstenzija duža od impulsnog odziva kanala. Iako dodavanje cikličke ekstenzije uzrokuje smanjenje spektralne učinkovitosti, jer zapravo predstavlja dodavanje redundantnih simbola, ovaj postupak omogućuje jednostavniju vremensku i frekvencijsku sinkronizaciju predajnika i prijemnika. Naime, redundantni simboli nalaze se na poznatim pozicijama u uzorkovanom signalu [49][59][87].

3.1. Princip moduliranja signala primjenom OFDM modulacije

Ovisno o vrsti informacije koja se prenosi, modulacije mogu biti analogne ili digitalne. Svaki električni signal ima svoju amplitudu, frekvenciju i fazu. Različitim vrstama

modulacija pomoću signala informacije se zapravo mijenja amplituda, frekvencija ili faza valova nosilaca. Tako u osnovi razlikujemo analogne ili digitalne amplitudne, frekvencijske ili fazne modulacije. Već su u prethodnom dijelu rada bile navedene neke vrste modulacija, koje se koriste u različitim radiokomunikacijskim sustavima. Općenito se kod OFDM moduliranja signala koriste različite vrste digitalnih faznih i amplitudnih modulacija, odnosno njihova kombinacija.

Navedeno je kako OFDM modulacijska tehnika dijeli komunikacijski kanal određene širine na više užih kanala, odnosno za prijenos informacije koristi više zasebnih valova nosilaca. Dakle, ukoliko je potrebno prenijeti podatke, odnosno digitalnu informaciju, korištenjem OFDM modulacijske tehnike, potrebno je zasebno modulirati svaki pojedini val nosilac. Drugim riječima, osnovna informacija, odnosno ukupna količina bitova se raspoređuje i dijeli u više nizova, za moduliranje faza i/ili amplituda više valova nosilaca. Ovaj postupak se naziva serijsko-paralelna pretvorba podataka. Rezultat provođenja digitalne fazne i/ili amplitudne modulacije predstavljaju kompleksni simboli s_k, za $k = 0,1,...,N-1,$, gdje je N broj tzv. paralelnih bitova, koji odgovara broju valova nosioca. Nadalje, ovi simboli prenijet će se OFDM modulacijom u obliku sljedećeg signala:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \varphi_k(t), \text{ za } 0 \le t \le T_s, \tag{3.1.1}$$

gdje je $f_k = f_0 + k\Delta f$ frekvencija k-tog vala nosioca, Δf razmak između frekvencija valova nosioca, T_s je vrijeme trajanja simbola koji se prenosi, a

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & 0 \le t \le T_s, \\ 0, & \text{inače}, \end{cases} \tag{3.1.2}$$

signal k-tog vala nosioca [73].

Kako bi na prijemnoj strani ovakav signal bio uspješno primljen i demoduliran, vrijeme trajanja simbola T_s mora biti dovoljno dugo, tako da vrijedi $T_s \cdot \Delta f = 1$, što se naziva uvjet ortogonalnosti valova nosioca. Ovaj uvjet ortogonalnosti proizlazi iz neposredne korelacije između bilo kojih dvaju valova nosilaca, što je dano sljedećim izrazom:

$$\begin{aligned}\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}\varphi_k(t)\varphi_l^*(t)dt &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}e^{j2\pi f_k t}e^{-j2\pi f_l t}dt \\ &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}e^{j2\pi(f_k-f_l)t}dt \\ &= \frac{1}{j2\pi(f_k-f_l)T_s}\left(e^{j2\pi(f_k-f_l)T_s}-1\right) \\ &= e^{j\pi(f_k-f_l)T_s}\frac{\sin\left[\pi(f_k-f_l)T_s\right]}{\pi(f_k-f_l)T_s} = \delta(k-l),\end{aligned} \tag{3.1.3}$$

gdje je $\delta(k-l)$ tzv. Diracova delta funkcija definirana na sljedeći način:

$$\delta(k-l)=\begin{cases}1, & k=l,\\ 0, & \text{inače.}\end{cases} \tag{3.1.4}$$

Iz prethodnog izraza je vidljivo da ukoliko je zadovoljen uvjet

$$f_k - f_l = m\frac{1}{T_s},\ \text{za}\ m\in\mathbb{N}_0, \tag{3.1.5}$$

tada su dva vala nosioca međusobno ortogonalna. To označava da se ortogonalni valovi nosioci, čije su frekvencije razmaknute za *m* puta od recipročne vrijednosti trajanja simbola, mogu primiti bez međusobne interferencije, unatoč njihovom preklapanju.

Koristeći spomenuti uvjet ortogonalnosti valova nosioca, OFDM signal se može demodulirati na sljedeći način [73][82]:

$$\begin{aligned}\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}s(t)e^{-j2\pi f_k t}dt &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}\left(\sum_{l=0}^{N-1}s_l e^{j2\pi f_l t}\right)e^{-j2\pi f_k t}dt \\ &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}\left(\sum_{l=0}^{N-1}s_l\varphi_l(t)\right)\varphi_k^*(t)dt \\ &= \sum_{l=0}^{N-1}s_l\delta(l-k) = s_k.\end{aligned} \tag{3.1.6}$$

Ovakva implementacija OFDM modulacije moguća je korištenjem diskretne Fourierove transformacije ili DFT-a. Dakle, ukoliko je potrebno prenijeti OFDM signal prethodno definiran izrazom (3.1.1), te uz pretpostavku da se signal uzorkuje tijekom

vremenskog intervala dužine $T_{uzorkovanja} = \frac{T_s}{N}$, tada je *n*-ti uzorak OFDM signala (gdje je $n = k$) opisan sljedećim izrazom

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k \frac{nT_S}{N}}. \tag{3.1.7}$$

Zbog jednostavnosti izračuna uzima se da je frekvencija prvog vala nosioca $f_0 = 0,$ te uz uvjet ortogonalnosti vrijedi da je $f_k \cdot T_s = k.$ Tada svaki uzorak postaje

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}} = \mathrm{IDFT}\{s_k\}, \tag{3.1.8}$$

gdje IDFT (engl. Inverse Discrete Fourier Transform) označava inverznu diskretnu Fourierovu transformaciju.

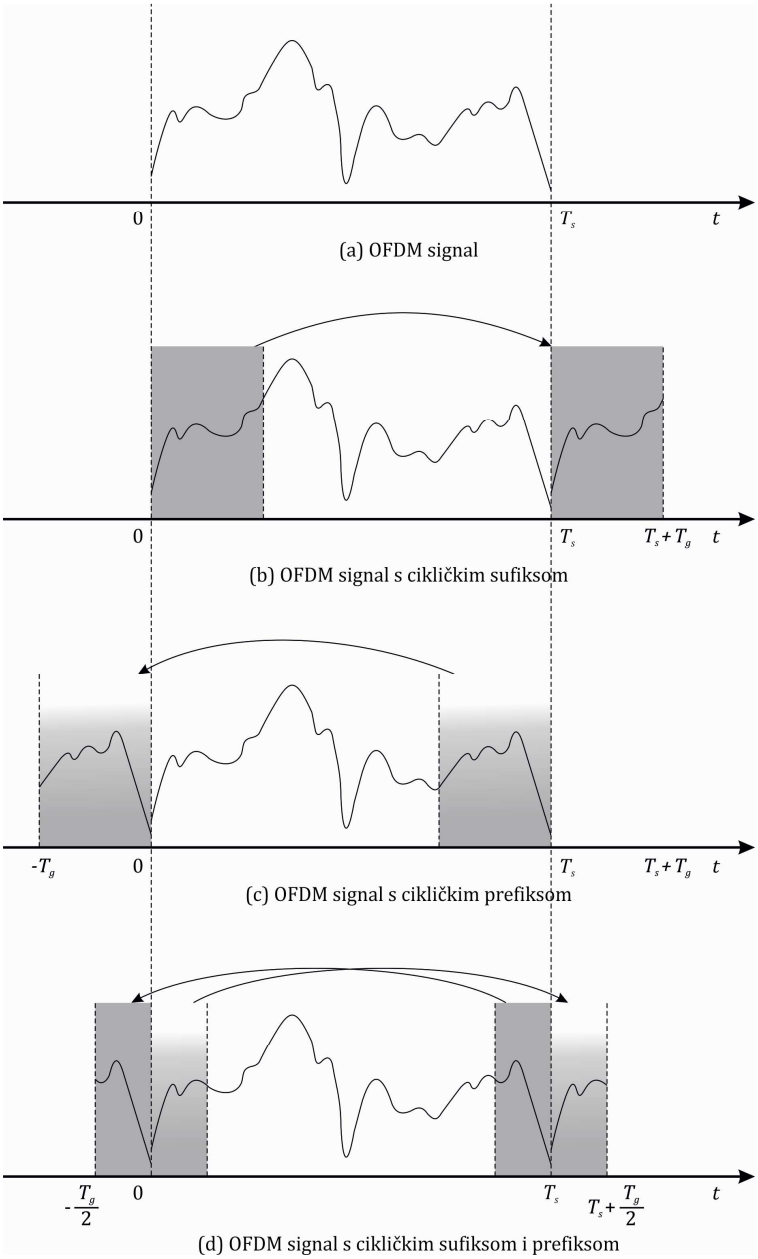
Analogno primjeni inverzne diskretne Fourierove transformacije na predajnoj strani sustava koji koristi OFDM modulaciju, na prijamnoj strani će se koristiti diskretna Fourierova transformacija primljenog signala kako bi se uspješno demodulirali odaslani simboli.

Algoritam koji koristi brzu Fourierovu transformaciju ili FFT predstavlja učinkovit način implementacije diskretne Fourierove transformacije. Analogno vrijedi i za inverzni postupak. Ovaj postupak smanjuje broj množenja unutar diskretne Fourierove transformacije s N^2 na $\frac{N}{2}\log_2 N$, što omogućuje radikalno bržu konvergenciju implementacije OFDM modulacije kada se koristi veliki broj valova nosilaca [82].

3.1.1. Uvođenje cikličke ekstenzije u OFDM signal

Potrebno je naglasiti da se nakon izvođenja inverzne diskretne Fourierove transformacije unutar tako dobivenog signala dodaje zaštitni period, odnosno prethodno spomenuta ciklička ekstenzija, kako bi se izbjegla međusimbolna interferencija zbog disperzije komunikacijskog kanala. Naime, kako neki od valova nosioca mogu biti primljeni s određenim vremenskim kašnjenjem, zbog različitih propagacijskih uvjeta u komunikacijskim kanalima, u prijamnicima OFDM signala

može doći do interferencija između susjednih simbola, kao i susjednih valova nosioca [18][66][82]. Postoje tri načina umetanja cikličkih ekstenzija: ciklički prefiks, ciklički sufiks i njihovo istovremeno umetanje (Slika 3).



Slika 3: Vrste cikličke ekstenzije (a) – (d)
Izvor: Izradio autor prema [82]

Dakle, ciklička ekstenzija je kopiranje dijela OFDM signala i umetanje istog na početak i/ili kraj OFDM signala, kako bi se osigurala periodičnost signala, odnosno kako bi se očuvao uvjet ortogonalnosti valova nosilaca.

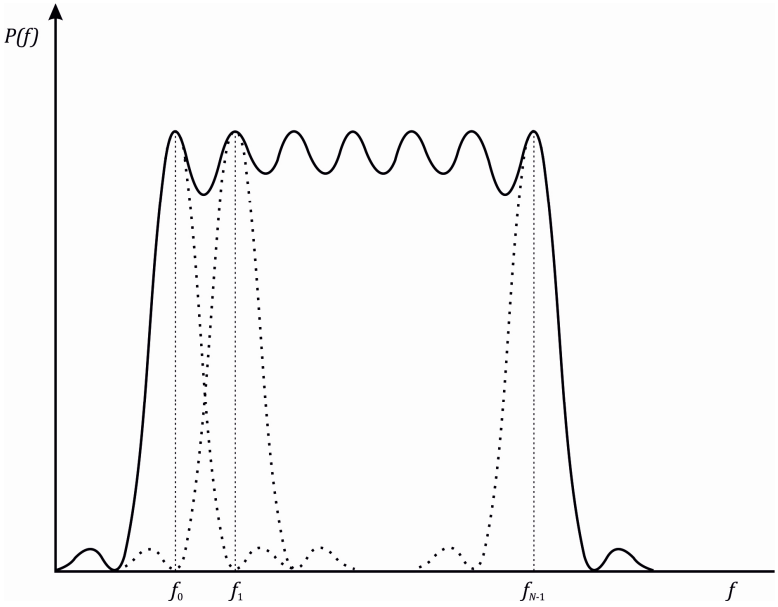
Neka je s T_g označeno vrijeme trajanja cikličke ekstenzije, koja se dodaje u OFDM signal za odašiljanje. Tada se ukupno vrijeme trajanja OFDM simbola proširuje na $T = T_s + T_g$, pa je sada, ukoliko se ekstenzija dodaje na početak OFDM signala, dužina t promatranog vremenskog intervala definirana na sljedeći način $-T_g \le t \le T_s$.

3.1.2. Spektar gustoće snage i spektralna učinkovitost OFDM modulacije

Nadalje, kako je OFDM signal zbroj kompleksnih eksponencijalnih izraza s različitim frekvencijama, tada se ukupni spektar snage ovakvog OFDM signala sastoji od N manjih spektara snage svakog pojedinog vala nosioca

$$P(f_k) = \left| \frac{\sin(f_k)}{f_k} \right|^2, \text{ za } k = 0,1,...,N-1, \tag{3.1.9}$$

što je prikazano na slici 4 [82].



Slika 4: Spektralni dijagram snage OFDM signala
Izvor: Izradio autor prema [82]

Iz toga proizlazi da širina frekvencijskog spektra B, potrebna za prijenos OFDM signala s N valova nosioca, iznosi $B = (N+1)\Delta f$. Također, kako je brzina prijenosa svakog vala nosioca $\frac{1}{T}$ simbol/s, tako je ukupna brzina prijenosa OFDM signala $\frac{N}{T}$

simbol/s. Iz navedenog proizlazi da spektralna učinkovitost OFDM komunikacijskog sustava iznosi:

$$\eta = \frac{\frac{N}{T}}{(N+1)\Delta f} = \frac{\frac{N}{T_s + T_g}}{\frac{N+1}{T_s}} = \frac{NT_s}{(N+1)(T_s + T_g)} = \frac{1}{1+\frac{1}{N}} \cdot \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}}, \qquad (3.1.10)$$

što se mjeri u broju simbol/s/Hz [82]. U većini komunikacijskih sustava s primijenjenom OFDM modulacijom broj valova nosilaca *N* je iznimno velik, te je i vrijeme trajanja cikličke ekstenzije T_g znatno manje od vremena trajanja simbola T_s, pa slijedi da je učinkovitost približno $\eta \approx 1 \approx 100$ %.

Ukoliko svaki simbol sadrži *n* bitova informacije, tada će ukupna brzina prijenosa OFDM signala biti $\frac{N}{T} \cdot n$ bit/s, a spektralna učinkovitost OFDM sustava

$$\eta = \frac{1}{1+\frac{1}{N}} \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}} \cdot n \text{ bit/s/Hz.} \qquad (3.1.11)$$

3.1.3. Prijenos OFDM signala komunikacijskim radiokanalima

Prethodno je navedeno da su rezultati provođenja digitalnih faznih i/ili amplitudnih modulacija kompleksni simboli s_k, što se može zapisati na sljedeći način $s_k = \Re\{s_k\} + j\Im\{s_k\}$. Nadalje, OFDM signal se smatra kompleksnom vremenskom funkcijom, što se također može zapisati na sljedeći način $s(t) = s_I(t) + js_Q(t)$. Realni dio signala $s_I(t)$ se naziva komponenta u fazi (engl. In-phase component), dok se imaginarni dio $s_Q(t)$ naziva kvadraturna komponenta (engl. Quadrature component). Prema tome, OFDM signal iz izraza (3.1.1) možemo proširiti na:

$$
\begin{aligned}
s(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \left[\cos\left(2\pi f_k t\right) + j\sin\left(2\pi f_k t\right)\right] \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\Re\{s_k\} + j\Im\{s_k\}\right)\left[\cos\left(2\pi f_k t\right) + j\sin\left(2\pi f_k t\right)\right] \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\Re\{s_k\}\cos\left(2\pi f_k t\right) - \Im\{s_k\}\sin\left(2\pi f_k t\right)\right] \\
&\quad + j\sum_{k=0}^{N-1} \left[\Im\{s_k\}\cos\left(2\pi f_k t\right) + \Re\{s_k\}\sin\left(2\pi f_k t\right)\right],
\end{aligned}
\tag{3.1.12}
$$

što znači da je

$$
s_I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\Re\{s_k\}\cos\left(2\pi f_k t\right) - \Im\{s_k\}\sin\left(2\pi f_k t\right)\right], \tag{3.1.13}
$$

a

$$
s_Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\Im\{s_k\}\cos\left(2\pi f_k t\right) + \Re\{s_k\}\sin\left(2\pi f_k t\right)\right]. \tag{3.1.14}
$$

Kako bi se kompleksni OFDM signal mogao prenijeti u radiokomunikacijskim kanalima, potrebno ga je pretvoriti u realni signal [82]. Neka je:

$$
\varphi_{RF}(t) = e^{j2\pi f_c t} = \cos\left(2\pi f_c t\right) + j\sin\left(2\pi f_c t\right) \tag{3.1.15}
$$

signal vala nosioca komunikacijskog sustava s frekvencijom f_c, kojim će se prenijeti kompleksni OFDM signal. Tada je ukupni signal ovakvog komunikacijskog sustava

$$
\begin{aligned}
s_{RF}(t) &= \Re\left\{s(t)\varphi_{RF}(t)\right\} \\
&= \Re\left\{\left[s_I(t) + js_Q(t)\right]\left[\cos\left(2\pi f_c t\right) + j\sin\left(2\pi f_c t\right)\right]\right\} \\
&= s_I(t)\cos\left(2\pi f_c t\right) - s_Q(t)\sin\left(2\pi f_c t\right).
\end{aligned}
\tag{3.1.16}
$$

Ovakav se signal može još dodatno pojednostaviti na sljedeći način:

$$
\begin{aligned}
s_{RF}(t) &= s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \\
&= \sum_{k=0}^{N-1}\Big[\Re\{s_k\}\cos(2\pi f_k t) - \Im\{s_k\}\sin(2\pi f_k t)\Big]\cos(2\pi f_c t) \\
&\quad - \sum_{k=0}^{N-1}\Big[\Im\{s_k\}\cos(2\pi f_k t) + \Re\{s_k\}\sin(2\pi f_k t)\Big]\sin(2\pi f_c t) \\
&= \sum_{k=0}^{N-1}\Big[\Re\{s_k\}\cos\big(2\pi(f_k + f_c)t\big) - \Re\{s_k\}\sin\big(2\pi(f_k + f_c)t\big)\Big].
\end{aligned}
\tag{3.1.17}
$$

Ako se još kompleksni OFDM simboli s_k označe svojom magnitudom/amplitudom M_k i fazom θ_k u obliku izraza $s_k = M_k e^{j\theta_k} = M_k\cos\theta_k + jM_k\sin\theta_k$, tada konačno slijedi da je rezultat sustava s OFDM modulacijom sljedeći signal:

$$
\begin{aligned}
s_{RF}(t) &= \sum_{k=0}^{N-1}\Big[\Re\{s_k\}\cos\big(2\pi(f_k + f_c)t\big) - \Im\{s_k\}\sin\big(2\pi(f_k + f_c)t\big)\Big] \\
&= \sum_{k=0}^{N-1}\Big[M_k\cos\theta_k\cos\big(2\pi(f_k + f_c)t\big) - M_k\sin\theta_k\sin\big(2\pi(f_k + f_c)t\big)\Big] \\
&= \sum_{k=}^{N-1} M_k\cos\big(2\pi(f_k + f_c)t + \theta_k\big).
\end{aligned}
\tag{3.1.18}
$$

Na prijamnoj strani izvodi se postupak filtriranja kako bi se odvojio signal vala nosioca, odnosno kako bi se dobio kompleksni OFDM signal $s(t)$. Međutim, pojave i fenomeni u komunikacijskim kanalima, kao i aditivni šumovi i interferencije, utječu na odaslani OFDM signal. Neka je $h(\tau,t)$ odziv komunikacijskog kanala u vremenu t zbog dodanog impulsa u trenutku $t-\tau$, a $n(t)$ vremenska funkcija koja predstavlja aditivne šumove i interferenciju. Tada primljeni signal možemo zapisati na sljedeći način:

$$
y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau)h(\tau,t)d\tau + n(t).
\tag{3.1.19}
$$

U izrazu (3.1.19) integral predstavlja konvoluciju impulsnog odziva kanala i kompleksnog OFDM signala.

Prije provođenja diskretne Fourierove transformacije, odnosno OFDM demoduliranja signala, odstranjuje se ciklička ekstenzija. Konačno, dobiveni kompleksni OFDM simboli mogu se opisati sljedećim izrazom:

$$r_k = \sum_{k=0}^{N-1} y_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = \mathrm{DFT}\{y_n\}, \tag{3.1.20}$$

gdje je y_n uzorkovani primljeni signal $y(t)$ [18][66][73][82].

3.2. Usporedba sustava s OFDM modulacijom i sustava s jednim valom nosiocem

U svrhu usporedbe OFDM modulacije i klasičnog načina moduliranja jednog vala nosioca, potrebno je najprije razumjeti propagacijske karakteristike radiovalova u komunikacijskim kanalima. Pojave koje utječu na propagaciju radiovalova u nekom mediju su sljedeće: refleksija ili odbijanje od ravnih površina; difrakcija ili ogib na čvrstim površinama; raspršenje na nepravilnim površinama; gubitak energije radiovalova ovisan o udaljenosti odašiljača i prijemnika, kao i o apsorpciji na različitim objektima; refrakcija zbog promjena u atmosferi i sl. Općenito, propagacija radiovalova okvirno se može okarakterizirati pomoću triju gotovo neovisnih fenomena: atenuacija radiovalova zbog udaljenosti, osjenčanje (engl. shadowing) i feding zbog višestaznog propagiranja. Svaki od navedenih fenomena je prouzročen različitim temeljnim fizikalnim principima i moraju se uzeti u obzir pri projektiranju, vrednovanju i uvođenju novih radiokomunikacijskih sustava kako bi se osigurala odgovarajuća pokrivenost i kvaliteta usluge [82].

3.2.1. Propagacijski uvjeti u radiokanalima

Poznato je da intenzitet elektromagnetskog vala u slobodnom prostoru opada s kvadratom dužine propagacijskog puta *d*, te je primljena snaga na toj udaljenosti

$$P_r(d) = P_t\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \kappa, \tag{3.2.1}$$

gdje je P_t izlazna snaga signala iz predajnika, λ valna duljina radiovalova, a κ je konstanta proporcionalnosti koja uključuje različite gubitke i usmjerenosti prijamne i predajne antene [82]. Ovaj fenomen je od iznimne važnosti za radiokomunikacijske sustave, jer brzo atenuiranje jačine signala s udaljenošću omogućava ponovno korištenje istog komunikacijskog kanala na malim udaljenostima stanica bez uzrokovanja štetnih interferencija.

Osjenčanje (engl. shadowing) je fenomen koji nastaje kada radiovalovi nailaze na topološke prepreke u propagacijskom putu, kao što su zgrade, planine i sl. Ove pojave, koje se često nazivaju i sjene, općenito se modeliraju log-normalnom razdiobom. To znači da je funkcija gustoće razdiobe primljene snage, izražena u dBm

$$p_{P_{r(dBm)}(d)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_p} e^{\frac{\left(x-\mu_{P_{r(dBm)}}(d)\right)}{2\sigma_p^2}}, \tag{3.2.2}$$

gdje je $\mu_{P_{r(dBm)}}(d) = \mu_{P_{r(dBm)}}(d_0) - 10\beta\log_{10}(d/d_0)$ dBm prosječna primljena snaga signala na poznatoj referentnoj udaljenosti d_0, a σ_p je standardna devijacija, odnosno varijanca sjene, čija se vrijednost obično nalazi u intervalu od 5 do 12 dB, dok je β eksponent gubitka snage zbog udaljenosti [82].

Feding uzrokovan višestaznim propagiranjem je fenomen koji nastaje kada radiovalovi dolaze na prijamnu antenu iz različitih smjerova sa slučajnim amplitudama, frekvencijama i fazama. Kako su valne duljine radiovalova relativno kratke, vrlo male promjene položaja odašiljača, prijamnika i/ili objekata koji uzrokuju raspršenje, odnosno višestazno propagiranje, uzrokovat će velike promjene u fazama svih upadnih komponenata radiovalova. Dodatno, konstruktivno ili destruktivno zbrajanje ovih komponenata upadnih radiovalova, uključujući i navedeno kretanje, uzrokuje promjene u envelopi (amplitudi) signala. Ova vrsta fedinga rezultira dvostruko disperzivnim komunikacijskim kanalom, odnosno disperzivna svojstva uzrokuju promjene i u vremenskoj i u frekvencijskoj domeni. Vremenska disperzija nastaje jer komponente radiovalova propagiraju putovima različitih duljina, i stoga se primaju s različitim vremenskim kašnjenjima. Zbog ovog vremenskog kašnjenja dolazi do međusimbolne interferencije, što se može smanjiti korištenjem vremenskih ili frekvencijskih ekvilizatora kod sustava s jednim valom nosiocem. Također, što je veće raspršenje vremenskih kašnjenja komponenti radiovalova, to je veća i frekvencijska selektivnost kanala, odnosno pojava fedinga utječe na slučajne frekvencije radiovalova [18][66][82][84]. Pojava fedinga zbog višestaznog propagiranja radiovalova bit će detaljnije opisana u sljedećem poglavlju prilikom opisa modela komunikacijskih kanala na pomorskom VHF frekvencijskom području.

Vremenske varijacije u kanalu, uzrokovane kretanjem predajnika i/ili prijamnika, karakteriziraju se Dopplerovim raspršenjem u frekvencijskoj domeni. Zbog ovakvih vremensko promjenljivih kanala potreban je adaptivni prijamnik za estimaciju i praćenje kanala, odnosno impulsnog odziva kanala ili parametara, kao što je odnos snage signala i snage šuma, koji se odnose na impulsni odziv kanala.

Kanal s fedingom uzrokovanim višestaznim propagiranjem može se opisati i modelirati kao linearni vremensko promjenljivi filtar koji ima kompleksni niskopropusni impulsni odziv

$$h(\tau,t)=\sum_{i=1}^{Z} C_i e^{j\phi_i(t)}\delta(\tau-\tau_i), \tag{3.2.3}$$

gdje je C_i amplituda, $\phi_i(t)$ faza i τ_i vremensko kašnjenje *i*-te komponente od ukupno Z različitih komponenata radiovalova. Vremenski promjenljive faze opisane su sljedećim izrazom

$$\phi_i(t)=2\pi\left(f_{D,i}t+\phi_i\right), \tag{3.2.4}$$

gdje je ϕ_i proizvoljna slučajna faza uniformno raspodijeljena na intervalu $[-\pi,\pi]$, a $f_{D,i}$ je Dopplerova frekvencija *i*-te propagacijske komponente radiovalova [82].

Općenito, maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka ovisi o relativnoj brzini kretanja između predajnika i prijamnika te frekvenciji vala nosioca nekog signala. Nadalje, neka je s f_D označena maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka u *Hz*, s f_c frekvencija vala nosioca u MHz, te s v relativna brzina kretanja između predajnika i prijamnika u km/h. Slijedi da je:

$$f_D=\frac{v}{c}\cdot f_c=\frac{1}{1080}\frac{f_c}{\text{MHz}}\frac{v}{\text{km/h}}\ \text{Hz}, \tag{3.2.5}$$

gdje je *c* brzina svjetlosti [71].

Nadalje, svi komunikacijski sustavi su izloženi utjecaju termalnoga šuma, odnosno aditivnog bijelog Gaussovog šuma ili AWGN-a (engl. Additive White Gaussian Noise). Također, kod mobilnih bežičnih sustava, koji imaju mali broj kanala, a veliki broj

korisnika na malim udaljenostima, postoji problem istokanalne interferencije. U tom se slučaju spektri gustoće snage signala na istom kanalu međusobno preklapaju uzrokujući uzajamne interferencije. Stoga, ovakva istokanalna interferencija određuje potrebnu minimalnu udaljenost između stanica, kako bi mogle koristiti jednaku frekvenciju, odnosno kanal. Dodatno, postoji i problem preklapanja signala koji se naziva međukanalna interferencija. U ovome se slučaju spektri gustoće snage signala na susjednim kanalima djelomično preklapaju uzrokujući manje interferencije [18][66][82][84].

3.2.2. Prednosti OFDM modulacije

Jedna od ključnih prednosti OFDM modulacije u odnosu na sustave s jednim valom nosiocem je robusnost na međusimbolnu i međukanalnu interferenciju. Naime, vrijeme trajanja OFDM simbola je mnogo duže od vremena trajanja simbola ekvivalentnog sustava s jednim valom nosiocem, pa interferencija može utjecati samo na mali dio OFDM simbola. Ovo rezultira jednostavnijom implementacijom prijemnika za razliku od sustava s jednim valom nosiocem.

Sljedeća prednost OFDM modulacije je otpornost na feding uzrokovan višestaznim propagiranjem. Dakle, za razliku od komunikacijskih sustava s jednim valom nosiocem, gdje višestazno propagiranje zahvaća cijeli signal, odnosno kompletnu informaciju, OFDM modulacija dijeli komunikacijski kanal na više uskopojasnih kanala, koji su otporni na višestazno propagiranje. Vrijeme trajanja OFDM simbola je povećano pretvaranjem jednog kanala velike brzine prijenosa podataka u nekoliko paralelnih kanala s nižim brzinama prijenosa podataka, što smanjuje relativno raspršenje kašnjenja u kanalu. Nadalje, korištenjem cikličke ekstenzije međusimbolna interferencija se poništava, te je omogućena jednostavnija sinkronizacija, odnosno usklađivanje prijamnika s predajnikom.

Još jedna prednost OFDM modulacije je i visoka spektralna učinkovitost. Naime, za razliku od sustava s jednim valom nosiocem, gdje su potrebni zaštitni pojasevi unutar kanala određene širine, OFDM modulacija, osim cikličke ekstenzije i nekoliko sinkronizirajućih valova nosilaca, kao i tzv. zaštitnih valova nosioca koji ne odašilju informaciju, već služe za sprječavanje interferencije sa susjednim frekvencijskim

spektrom, vrlo efektivno iskorištava dozvoljenu širinu komunikacijskog kanala za prijenos informacije [18][66][82][84].

3.2.3. Nedostaci OFDM modulacije

Međutim, OFDM modulacija ima i nekoliko nedostataka. Naime, kako je OFDM simbol zbroj signala svih valova nosilaca, to rezultira s visokom vrijednošću odnosa između vršne i prosječne vrijednosti snage signala ili PAPR (engl. Peak-to-Average Power Ratio) [16][57].

Zbog toga, sustavi koji koriste OFDM modulaciju moraju koristiti širokopojasna linearna pojačala snage. Naime, u protivnom bi vršna vrijednost snage signala ušla u nelinearno područje pojačala snage, što bi rezultiralo izobličenjem signala, te prouzročilo intermodulacije između valova nosioca i emitiranje snage izvan dozvoljene širine frekvencijskog spektra, odnosno komunikacijskog kanala. Stoga, potrebno je koristiti različite tehnike za smanjenje odnosa između vršne i prosječne vrijednosti snage signala.

Drugi nedostatak OFDM modulacije je izrazita osjetljivost na pomak frekvencija valova nosioca između predajnika i prijamnika. Kako je širina frekvencijskog spektra svakog vala nosioca samo mali dio ukupne širine komunikacijskog kanala, vrlo mali pomak frekvencije vala nosioca izazvat će poremećaje poput atenuacije i rotacije faze, kao i međukanalnu interferenciju. Prema tome, komunikacijski sustavi koji koriste OFDM modulaciju moraju imati vrlu preciznu estimaciju navedenog pomaka frekvencija u prijamnicima.

Također, sustavi s OFDM modulacijom vrlo su osjetljivi na Dopplerov pomak frekvencija, odnosno Dopplerovo raspršenje, koje je uzrokovano kretanjem predajnika i/ili prijamnika, a što rezultira gubitkom ortogonalnosti između valova nosioca. Ovaj nedostatak uzrokuje međukanalnu interferenciju i degradaciju performansi sustava. Naime, kako je razmak između frekvencija valova nosioca relativno mali, tako Dopplerovo raspršenje, odnosno pomak frekvencija može utjecati na njihovu međusobnu interferenciju. Ukoliko su svi valovi nosioci izloženi utjecaju jednakog zajedničkog Dopplerovog pomaka frekvencije, taj se pomak može nadoknaditi u prijamnicima kako bi se izbjegla međukanalna interferencija. Međutim, ukoliko je Dopplerov pomak frekvencija reda veličine razmaka između frekvencija

valova nosioca OFDM sustava, pojavit će se međukanalna interferencija koja može uzrokovati iznimnu degradaciju performansi sustava. Prema tome, razmak između frekvencija valova nosioca mora biti mnogo veći od maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka, odnosno mora biti zadovoljen sljedeći uvjet:

$$\frac{f_D}{\Delta f} = f_D \cdot T_s \ll 1, \tag{3.2.6}$$

gdje su f_D maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka, Δf razmak između frekvencija valova nosioca, a T_s vrijeme trajanja OFDM simbola [18][66][82][84].

3.3. Postojeći radiokomunikacijski sustavi koji koriste OFDM modulaciju

U današnje vrijeme bežični multimedijski sustavi zahtijevaju prijenos velikih količina podataka, što zahtijeva i postizanje velikih brzina prijenosa uz zadovoljavajuću kvalitetu signala i pružanja usluge. Nadalje, sve većim uvođenjem novih komunikacijskih sustava nastala je potreba za slobodnim frekvencijskim spektrom. Upravo zbog svoje spektralne učinkovitosti i otpornosti na međusimbolne i međukanalne interferencije pri velikim brzinama prijenosa, u odnosu na konvencionalne sustave s jednim valom nosiocem, OFDM modulacija predstavlja vrlo učinkovito rješenje u sve većem broju komunikacijskih sustava.

U osnovi se sustavi koji koriste OFDM modulaciju mogu podijeliti na:

- sustave koji koriste prijenosne linije kao komunikacijske kanale
- i sustave koji koriste bežične radiokomunikacijske kanale.

Kako je jedan od objekata ovog istraživanja komunikacijski radiokanal na pomorskom VHF frekvencijskom području, tako su u ovome poglavlju navedene i opisane samo karakteristike sustava koji koriste bežične radiokomunikacijske kanale.

3.3.1. Sustav za emitiranje digitalnih audiostanica

Jedan od prvih sustava koji je implementirao digitalnu OFDM modulacijsku tehniku je europski standard za emitiranje digitalnih audiostanica ili DAB (engl. Digital Audio Broadcasting). Kod ovog sustava postoje četiri načina emitiranja digitalnih audiostanica, kako bi se postigla određena fleksibilnost prilikom pružanja usluga,

odnosno kako bi se odabrali odgovarajući parametri OFDM modulacije u skladu s karakteristikama komunikacijskih kanala. Sva četiri načina emitiranja digitalnih audiostanica koriste diferencijalnu DQPSK modulaciju s različitim brojem valova nosioca za stvaranje OFDM signala koji zauzima 1,537 MHz frekvencijskog spektra komunikacijskog kanala. Također, kod svih četiriju načina ukupna brzina prijenosa podataka iznosi 2,304 Mbit/s [5][71].

U prvom načinu emitiranja, ukupno vrijeme trajanja simbola T je vrlo dugačko (1,246 ms), kao i zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija T_g unutar tog vremena (246 μs). Upravo zbog vrlo dugačkog zaštitnog intervala, ovaj način emitiranja se koristi za pokrivanje velikih područja, gdje su izrazite i velike međusimbolne interferencije. Međutim, kako je trajanje simbola također vrlo dugačko, tako je ovaj način vrlo osjetljiv na fazne pomake, te se zbog toga smije koristiti isključivo na VHF frekvencijskom području. Nadalje, najviša frekvencija vala nosioca za emitiranje audiostanica iznosi 375 MHz, kako bi razmak između frekvencija valova nosilaca bio mnogo veći od maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka. Broj valova nosilaca pri ovom načinu emitiranja iznosi 1536, s razmakom između njihovih frekvencija od $\Delta f = 1$ kHz.

U drugom načinu emitiranja, ukupno vrijeme trajanja simbola T (312 μs), kao i zaštitni interval T_g (62 μs) se smanjuju u odnosu na prvi način, čime se smanjuje i područje pokrivanja odašiljača. Ovaj način emitiranja se obično koristi na terestričkom (zemaljskom) VHF i UHF frekvencijskom području, kao i na satelitskom području u L pojasu. Kako bi kod ovoga načina razmak između frekvencija valova nosioca bio mnogo veći od maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka, najviša frekvencija vala nosioca za emitiranje audiostanica iznosi 1,5 GHz, a broj valova nosioca je 384 s razmakom frekvencija od $\Delta f = 4$ kHz.

U trećem načinu emitiranja, ukupno vrijeme trajanja simbola T iznosi 156 μs, a zaštitni interval T_g iznosi 31 μs. Ovaj način emitiranja razvijen je za satelitsko emitiranje u L frekvencijskom području, međutim može se koristiti i za terestričko emitiranje ukoliko nema velikih međusimbolnih interferencija. Kako bi kod ovog načina razmak između frekvencija valova nosilaca bio mnogo veći od maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka, najviša frekvencija vala nosioca za emitiranje

audiostanica iznosi 3 GHz, a broj valova nosilaca je 192 s razmakom frekvencija od $\Delta f = 8$ kHz.

Zadnji način emitiranja razvijen je naknadno zbog posebnih uvjeta emitiranja u Kanadi. Ukupno vrijeme trajanja simbola T iznosi 623 μs, a zaštitni interval T_g 123 μs. Kako bi kod ovog načina razmak između frekvencija valova nosioca bio mnogo veći od maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka, najviša frekvencija vala nosioca za emitiranje audiostanica iznosi 750 MHz, a broj valova nosilaca je 768 s razmakom frekvencija od $\Delta f = 2$ kHz.

Kod svih četiriju načina emitiranja vrijedi uvjet ortogonalnosti, odnosno $T_s = T - T_g = \frac{1}{\Delta f}$. Također, vrijedi da je gubitak spektralne učinkovitosti kod svih četiriju načina emitiranja približno 20 %, što proizlazi iz:

$$\eta = \frac{1}{1+\frac{1}{N}} \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}} \cong \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}} \cong 0{,}8.$$

Naime, prvi dio prethodnog izraza $\left(1+\frac{1}{N}\right)^{-1}$ može se zanemariti, jer je $N \gg 1$ [5][71].

3.3.2. Sustav za emitiranje digitalnih televizijskih stanica

Sljedeći sustav, koji također koristi digitalnu OFDM modulacijsku tehniku, je europski standard za emitiranje digitalnih televizijskih stanica ili DVB (engl. Digital Video Broadcasting). Ovaj se sustav dijeli na tri glavna podsustava: emitiranje digitalne kablovske televizije ili DVB-C; emitiranje digitalne satelitske televizije ili DVB-S te emitiranje digitalne terestričke (zemaljske) televizije. Modulacijska tehnika za moduliranje podataka kod svih triju sustava je QAM. Međutim, samo sustav za emitiranje digitalne terestričke (zemaljske) televizije ili DVB-T koristi OFDM modulacijsku tehniku za odašiljanje više paralelnih valova nosilaca, dok preostala dva koriste konvencionalni način moduliranja jednog vala nosioca [5][71].

Karakteristike kanala, odnosno parametri OFDM modulacije su približno jednaki kao i kod sustava za emitiranje digitalnih audiostanica. Ovaj sustav je razvijen s ciljem zamjene sustava koji emitiraju analogne televizijske signale. Ovisno o državi u kojoj

se navedeni sustav koristi, kao i o frekvencijskom području, koje može biti VHF ili UHF, postoje kanali širina 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz. Za razliku od sustava za emitiranje digitalnih audiostanica, kod ovog sustava razlikujemo dva načina emitiranja za sve tri širine komunikacijskih kanala.

Kod prvog načina, za kanal širine 6 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 1493$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 299$ μs; za kanal širine 7 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 1280$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 256$ μs; te za kanal širine 8 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 1120$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 224$ μs. Kod drugog načina, za kanal širine 6 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 373$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 75$ μs; za kanal širine 7 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 320$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 64$ μs; te kanal širine 8 MHz ukupno vrijeme trajanja simbola iznosi $T = 280$ μs, od čega je zaštitni interval, odnosno ciklička ekstenzija $T_g = 56$ μs.

Kod prvog načina emitiranja, broj valova nosilaca je za sve tri širine komunikacijskih kanala jednak i iznosi 6816. Kako su redom vremena trajanja simbola, bez zaštitnog intervala, $T_s = 1195$ μs, $T_s = 1024$ μs i $T_s = 896$ μs za kanale širine 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz, tako su razmaci između frekvencija valova nosilaca $\Delta f = \frac{1}{T_s} = 837$ Hz, $\Delta f = \frac{1}{T_s} = 977$ Hz i $\Delta f = \frac{1}{T_s} = 1116$ Hz. Stoga, slijedi da je potrebna širina frekvencijskog spektra 5,705 MHz, 6,656 MHz i 7,607 MHz za kanale širine 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz, respektivno. Kod drugog načina emitiranja, broj valova nosilaca je također za sve tri širine komunikacijskih kanala jednak i iznosi 1704. Analogno se mogu odrediti i ostali parametri OFDM modulacije za ovaj način emitiranja.

Kako je ukupno vrijeme trajanja simbola duže kod prvog načina u odnosu na drugi način emitiranja, taj se način koristi za pokrivanje većeg područja. Međutim, zbog većeg trajanja simbola, ovaj način je osjetljiviji na Dopplerov pomak frekvencija, pa maksimalne frekvencije valova nosilaca za kanale širine 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz iznose

600 MHz, 700 MHz i 800 MHz, respektivno. S druge strane, maksimalne frekvencije valova nosioca za drugi način su 2400 MHz, 2800 MHz i 3200 MHz, za kanale širine 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz, respektivno.

Korištenjem različitih vrsta QAM modulacije i zaštitnog kodiranja, moguće je postići brzine prijenosa podataka i do 32 Mbit/s.

Kao i kod emitiranja digitalnih audiostanica, vrijedi da je gubitak spektralne učinkovitosti kod oba načina emitiranja i za sve širine kanala približno 20 %, što proizlazi iz [5][71]:

$$\eta = \frac{1}{1+\frac{1}{N}} \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}} \cong \frac{1}{1+\frac{T_g}{T_s}} \cong 0,8.$$

3.3.3. Sustavi za bežičnu komunikaciju u lokalnim mrežama

Digitalna OFDM modulacijska tehnika upotrebljava se također u sustavima za bežičnu komunikaciju između uređaja u lokalnim mrežama, odnosno za WLAN (engl. Wireless Local Area Network). Postoje dva takva sustava, koja koriste sljedeće standarde:

- HIPERLAN/2 (engl. High Performance Radio Local Area Network/2 – HIPERLAN/2) standard razvijen 2000. godine od strane Europskog instituta za telekomunikacijske standarde ili ETSI te
- IEEE 802.11a i IEEE 802.11g standardi razvijeni 1999. i 2003. godine od strane Instituta inženjera elektrotehnike ili IEEE (engl. Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE).

Standardi HIPERLAN/2 i IEEE 802.11a se koriste na frekvencijskom području od 5 GHz, a standard IEEE 802.11g se koristi na frekvencijskom području od 2,4 GHz, koje također koriste i standardi poput Bluetootha i ostalih standarda IEEE 802.11.

Parametri OFDM modulacije su kod sva tri standarda jednaki. Ukupno vrijeme trajanja simbola je $T = 4$ μs, dok je vrijeme trajanja zaštitnog intervala, odnosno cikličke ekstenzije $T_g = 0,8$ μs. Ovi standardi koriste ukupno 52 vala nosioca s

razmakom frekvencija od $\Delta f = \frac{1}{T_s} = 312{,}5$ kHz, što rezultira ukupnom širinom frekvencijskog spektra od 16,25 MHz.

Sva tri standarda mogu koristiti BPSK, QPSK, 16-QAM i 64-QAM modulacijske tehnike za moduliranje podataka, čime se mogu postići ukupne brzine prijenosa podataka od 6 Mbit/s do 54 Mbit/s, ovisno o dodatnim načinima zaštite i kodiranja informacije. Kao i kod prethodnih bežičnih komunikacijskih sustava s OFDM modulacijom, tako i kod ovih triju standarda vrijedi da je gubitak spektralne učinkovitosti približno 20 %. [5][71].

Iz provedene analize postojećih digitalnih bežičnih komunikacijskih sustava koji koriste OFDM modulacijsku tehniku vidljivo je da je odnos vremena trajanja OFDM simbola i cikličke ekstenzije $\frac{T_s}{T_g} = 4$.

4. ANALITIČKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM

U prethodnom poglavlju sustavno je analiziran osnovni princip moduliranja i demoduliranja signala primjenom OFDM modulacijske tehnike. Prilikom razvoja modela komunikacijskog sustava koji koristi digitalnu OFDM modulacijsku tehniku, posebnu pozornost treba posvetiti zahtjevima takvog sustava, kao što su [17][62][84]:

- raspoloživa širina kanala
- potrebna brzina prijenosa podataka
- prihvatljivo raspršenje kašnjenja u kanalu
- karakteristike Dopplerovog pomaka.

Navedeni zahtjevi rezultiraju u postavljanju sljedećih osnovnih parametara za izradu modela komunikacijskog sustava koji koristi OFDM modulaciju [17][62][84]:

- broj valova nosilaca
- zaštitno vrijeme, odnosno ciklička ekstenzija i trajanje simbola
- razmak između frekvencija valova nosilaca,
- vrsta moduliranja pojedinih valova nosilaca
- način zaštitnog kodiranja.

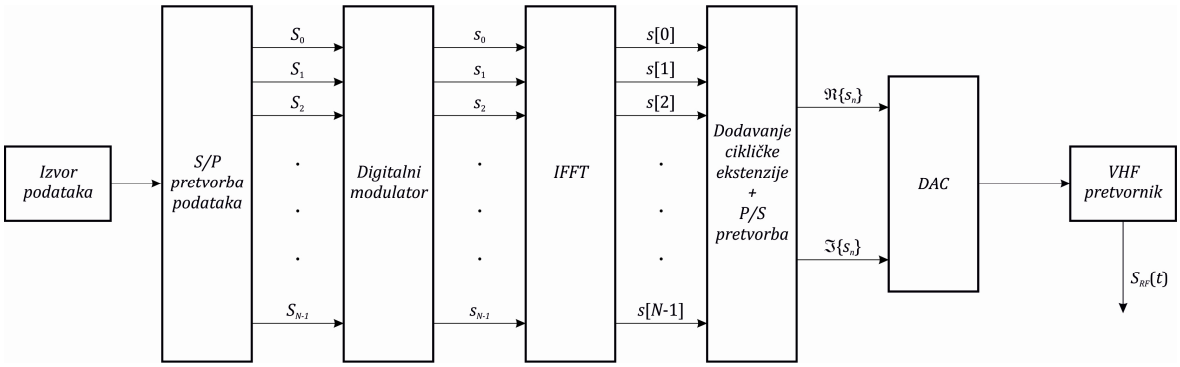
Prilikom odabira broja valova nosilaca treba uzeti u obzir da veći broj valova nosilaca smanjuje raspršenje kašnjenja u komunikacijskom kanalu, odnosno smanjuje međusimbolnu interferenciju, ali rezultira i otežanim usklađivanjem signala u prijamniku. Nadalje, zaštitno vrijeme, odnosno trajanje ciklične ekstenzije trebalo bi biti dva do četiri puta veće od prosječnog kašnjenja u komunikacijskom kanalu. S druge strane, trajanje OFDM simbola koji se odašilje treba biti znatno veće od navedenog zaštitnog vremena, kako ne bi došlo do gubitka energije, odnosno snage OFDM signala u odnosu na šum. Također, razmak između frekvencija valova nosilaca mora biti unutar prihvatljivih granica zbog usklađivanja signala u prijamniku, što prvenstveno ovisi o raspoloživoj širini kanala, odnosno potrebnom broju valova nosilaca. Kod odabira digitalnih modulacijskih tehnika također je potrebno poznavati zahtjeve komunikacijskog sustava, jer različite modulacijske tehnike rezultiraju

različitim performansama. Naposljetku, način zaštitnog kodiranja, odnosno otkrivanja i otklanjanja slučajnih pogreški nastalih unutar komunikacijskog kanala, ima značajnu ulogu prilikom izrade modela, ali i samog komunikacijskog sustava koji koristi digitalnu OFDM modulacijsku tehniku, kako bi se otklonile sve slučajne pogreške nastale prilikom prijenosa.

4.1. Model pomorskog VHF OFDM predajnika

U ovome radu predloženi model OFDM predajnika signala na pomorskom VHF frekvencijskom području sastoji se od sljedećih elemenata (Slika 5):

- izvora digitalnih podataka, odnosno informacije
- serijsko-paralelnog pretvornika podataka
- modulatora ulaznih podataka
- sklopa za provođenje IFFT-a
- sklopa za umetanje cikličke ekstenzije i paralelno-serijskog pretvornika podataka
- digitalno-analognog pretvornika
- pretvornika signala na VHF frekvencijsko područje (engl. upconversion).

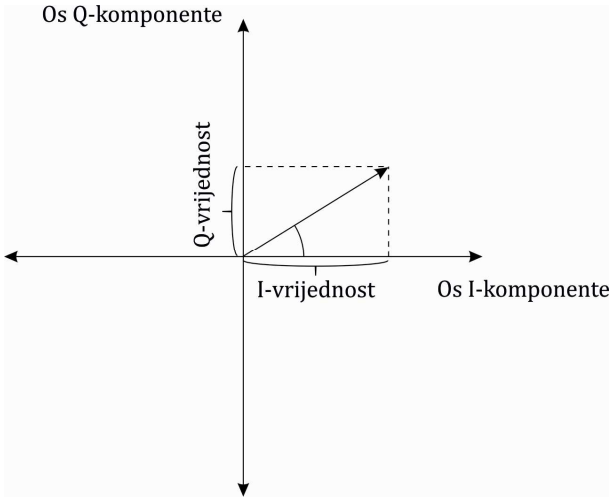


Slika 5: Model OFDM predajnika VHF signala
Izvor: Izradio autor prema [56]

U uvodu u OFDM modulaciju navedeno je da se podaci, odnosno bitovi koji predstavljaju digitalnu informaciju, šalju u obliku serijskog niza bitova. Prema tome, prije moduliranja *N* valova nosilaca, potrebno je podijeliti navedeni niz bitova u *N* blokova, odnosno paralelnih bitova.

Nadalje, za zasebno moduliranje, odnosno pridruživanje *N* paralelnih bitova na *N* valova nosilaca u OFDM predajniku, koriste se digitalne modulacijske tehnike. Te digitalne modulacijske tehnike se obično klasificiraju prema parametru vala nosioca koji se modulira (amplituda, frekvencija, faza) i broju razina dodijeljenih moduliranom parametru, *M*. Prema [43][47][56][91] najčešće korištene digitalne modulacijske tehnike za modeliranje valova nosilaca u sustavima s OFDM modulacijom su *M*-PSK i *M*-QAM. Navedene tehnike mijenjaju amplitudu i/ili fazu valova nosilaca, dok njihova frekvencija ostaje nepromijenjena. U protivnom bi došlo do narušavanja uvjeta ortogonalnosti frekvencija valova nosilaca. Prema tome, u ovome radu predloženi model OFDM predajnika također pretpostavlja korištenje navedenih vrsta digitalnih modulacijskih tehnika.

Već je prethodno spomenuto da se digitalne modulacije mogu grafički prikazati pomoću dviju komponenti: komponenta u fazi ili I-komponenta; i kvadraturna (ortogonalna) komponenta ili Q-komponenta. Prema tome, digitalna modulacija pridružuje bitove konstelacijskim točkama u tzv. I/Q ravnini ili konstelacijskom dijagramu, što je prikazano na slici 6.



Slika 6: I/Q ravnina za prikaz digitalnih modulacija
Izvor: Izradio autor prema [60]

Sa slike 6 je vidljivo da os I-komponente leži u fazi 0°, dok je os Q-komponente pomaknuta za 90°. Modulirani simbol je predstavljen vektorom u I/Q ravnini, gdje vrijednosti I-, i Q-komponenti predstavljaju amplitude I-, i Q- signala, a kut koji vektor tvori s osi I-komponente predstavlja fazu ukupnog moduliranog simbola [60][91].

4.1.1. Digitalno moduliranje simbola *M*-PSK i *M*-QAM modulacijama

Digitalna modulacijska tehnika s pomakom faze ili PSK pridružuje bitove podataka mijenjajući fazu vala nosioca. Ova vrsta modulacije koristi konačan broj faza koje mijenjaju val nosilac prema jedinstvenom obrascu bitova (nula i jedinica), koji predstavlja digitalnu informaciju. Broj razina moduliranja faze, *M*, odgovara broju konstelacijskih točaka u I/Q ravnini. Također, u digitalnim (binarnim) komunikacijskim sustavima broj razina odgovara potenciji 2^n, gdje *n* odgovara broju bitova sadržanih u prenesenom, odnosno moduliranom simbolu [60][91].

Općenito se kompleksni modulirani simboli dobiveni *M*-PSK modulacijom mogu zapisati u sljedećem obliku:

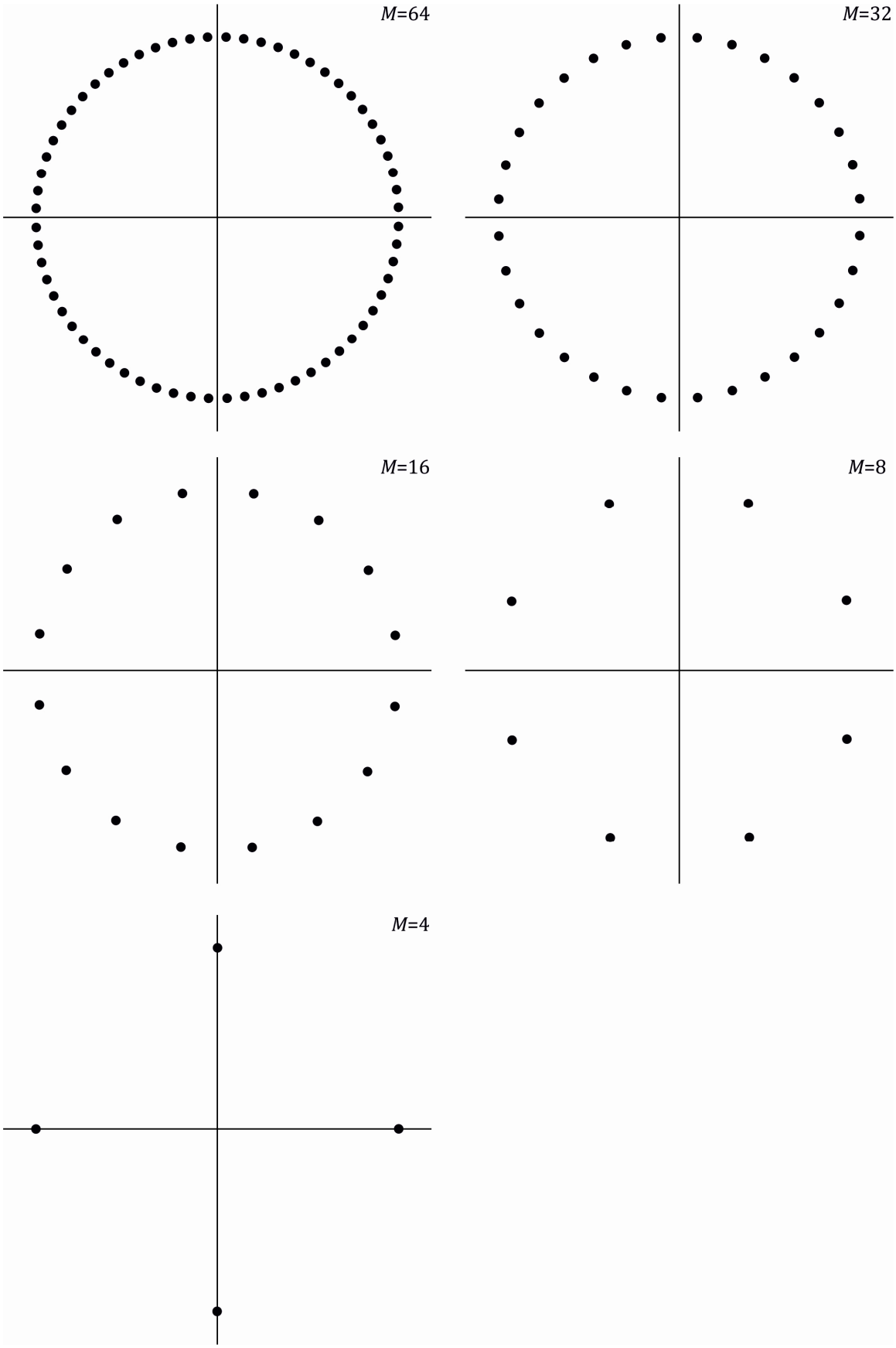
$$s_m = e^{j\theta_m}, \text{ gdje je } \theta_m = \frac{2\pi}{M}(m-1), \text{ za } m = 1,2,...,M. \tag{4.1.1}$$

U prethodnom izrazu θ_m predstavlja faze moduliranog simbola, čiji broj ovisi o razini modulacije, *M*. Na slici 7 prikazane su konstelacijske točke u I/Q ravnini za *M* = 4, 8, 16, 32 i 64 razina PSK modulacije.

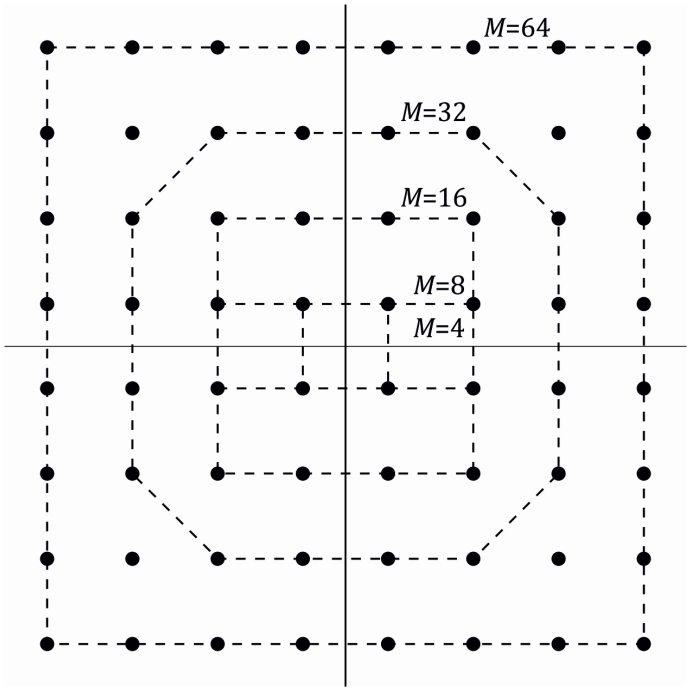
Druga vrsta modulacijske tehnike koja se najčešće koristi kod sustava s OFDM modulacijom za preslikavanje bitova informacije na *N* valova nosilaca je kvadraturna amplitudna modulacija ili QAM. Ova vrsta digitalne modulacije može se opisati kao kombinacija amplitudne i fazne modulacije, te se kompleskni modulirani simboli dobiveni *M*-QAM modulacijom mogu zapisati na sljedeći način:

$$s_m = A_{\text{Im}} + jA_{Qm} = \sqrt{A_{\text{Im}}^{\,2} + A_{Qm}^{\,2}}\, e^{j\theta_m}, \text{ gdje je } \theta_m = \tan^{-1}\frac{A_{Qm}}{A_{\text{Im}}}, \text{ za } m = 1,2,...,M. \tag{4.1.2}$$

U prethodnom izrazu A_{Im} i A_{Qm} predstavljaju amplitude signala informacije dvaju kvadraturnih I-, i Q- signala, pomoću kojih se modulira val nosilac. Na slici 8 prikazane su konstelacijske točke u I/Q ravnini za *M* = 4, 8, 16, 32, 64 razina QAM modulacije.



Slika 7: I/Q ravnina *M*-PSK modulacije
Izvor: Izradio autor prema [60]



Slika 8: I/Q ravnina M-QAM modulacije
Izvor: Izradio autor prema [60]

4.1.2. Parametri VHF predajnika OFDM signala

U predloženom modelu OFDM predajnika koristi se redom 8, 16, 32 i 64 vala nosilaca, odnosno serijski nizovi bitova redom su podijeljeni na N = 8, 16, 32, 64 paralelna bloka za kodiranje istog broja valova nosilaca. Na pomorskom VHF frekvencijskom području širina komunikacijskih kanala iznosi B = 25 kHz. Jedan od kanala koji je namijenjen za testiranje novih digitalnih komunikacijskih sustava na pomorskom VHF frekvencijskom području je i kanal 24, čija je frekvencija vala nosioca (za brodsku stanicu) f_c = 157,200 MHz. Pod pretpostavkom da će predloženi OFDM sustav koristiti dozvoljenu raspoloživu širinu kanala od 16 kHz (9 kHz je namijenjeno za zaštitne pojaseve), tada su parametri OFDM modulacije sljedeći:

Tablica 4: Parametri predloženog modela za OFDM modulaciju

Broj valova nosioca – N	**Razmak frekvencija – Δf (Hz)**	**Trajanje simbola – T_s (µs)**	**Trajanje cikličke ekstenzije – T_g (µs)**	**Ukupno trajanje OFDM simbola – $T=T_s+T_g$ (µs)**
8	1777,78	562,5	140,625	703,125
16	941,18	1062,5	265,625	1328,125
32	484,85	2062,5	515,625	2578,125
64	246,15	4062,5	1015,625	5078,125

U tablici 4 razmak između frekvencija valova nosioca izračunat je prema izrazu za širinu frekvencijskog spektra $B=(N+1)\Delta f$, vrijeme trajanje simbola prema $T_s=\frac{1}{\Delta f}$, a vrijeme trajanja cikličke ekstenzije iznosi $T_s/4$. Vrijeme trajanja cikličke ekstenzije određeno je prema, u prethodnom poglavlju analiziranim, kopnenim bežičnim komunikacijskim sustavima koji koriste OFDM modulaciju. OFDM sustav s navedenim parametrima robustan je na feding uzrokovan višestaznim propagiranjem komponenata radiovalova u komunikacijskim kanalima s maksimalnim raspršenjem kašnjenja komponenti do $\tau_{\max}=T_g$ μs.

Brzina prijenosa simbola ovakvog sustava, kao i njegova spektralna učinkovitost prikazani su u tablici 5.

Brzine prijenosa simbola, izražene u ksimbol/s, izračunate su prema izrazu $R_s=\frac{N}{T}$, dok je spektralna učinkovitost izračunata prema izrazu $\eta=\frac{R_s}{B}=\left(1+\frac{1}{N}\right)^{-1}\left(1+\frac{T_g}{T_s}\right)^{-1}$, gdje je B = 16 kHz, odnosno dozvoljena širina kanala na pomorskom VHF frekvencijskom području.

Tablica 5: Brzina prijenosa simbola i spektralna učinkovitost predloženog modela za OFDM modulaciju

Broj valova nosioca – N	**Ukupno trajanje OFDM simbola – $T=T_s+T_g$ (μs)**	**Brzina prijenosa simbola – R_s (ksimbol/s)**	**Spektralna učinkovitost – η (simboli/s/Hz)**
8	703,125	11,38	71 %
16	1328,125	12,05	75 %
32	2578,125	12,41	78 %
64	5078,125	12,60	79 %

Potrebno je naglasiti da ukoliko se koriste višerazinske digitalne modulacije, gdje je $M = 2^n$, tada se i brzina i spektralna učinkovitost povećavaju $n=\log_2 M$ puta, odnosno svaki simbol prenosi $\log_2 M$ bitova. Međutim, ukoliko se koristi zaštitno kodiranje informacije, odnosno ulaznih podataka konvolucijskim kodiranjem, tada je potrebno

u obzir uzeti i omjer kodiranja c_r, koji pokazuje koliko se redundantnih (zaštitnih) bitova koristi za kodiranje ulaznih bitova. Tipični omjeri kodiranja su: 1/2, 2/3, 3/4 (konvolucijsko kodiranje kod DAB i DVB-T sustava). Konačno slijedi da je ukupna brzina prijenosa podataka, a time i spektralna učinkovitost dodatno pomnožena omjerom kodiranja c_r [45][61][81].

Nadalje, u ovome radu pretpostavljena je maksimalna brzina gibanja broda od ν = 60 km/h (≈ 30 čv.). Pri toj brzini i za frekvenciju pomorskog VHF komunikacijskog kanala 24, maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka iznosi:

$f_D = \frac{\nu}{c} \cdot f_c = \frac{1}{1080} \frac{f_c}{\text{MHz}} \frac{\nu}{\text{km/h}} = 8{,}73$ Hz. Iz prethodnog slijedi da Dopplerov pomak zbog gibanja broda neće prouzročiti međukanalnu interferenciju, jer je $\frac{f_D}{\Delta f} \ll 1$.

Prethodno je navedeno da se kompleksno modulirani simboli s_k, za $k = 0,1,...,N-1$, prenose OFDM modulacijom u obliku OFDM signala $s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t}$, za $0 \le t \le T_s$. U sklopu za provođenje IFFT-a n-ti uzorak ($n = k$) kontinuiranog OFDM signala poprima oblik [91]:

$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \text{ za } n = 0,1,2,...,N-1, \qquad (4.1.3)$$

gdje je $1/N$ tzv. normalizirajući faktor. Na izlazu iz sklopa za provođenje IFFT-a svakom se uzorku dodaje ciklička ekstenzija, odnosno posljednja četvrtina trajanja kompleksnih simbola na svakom pojedinom valu nosiocu [71]. Zatim se ovako dobiveni paralelni podaci pretvaraju u serijski niz podataka, odnosno bitova u paralelno-serijskom pretvorniku. Nadalje, ovakav kompleksni niz podataka potrebno je dovesti u digitalno-analogni pretvornik kako bi se stvorio analogni signal na osnovnom frekvencijskom području (niže frekvencijsko područje). Međutim, uzorci kompleksnih simbola moraju se raščlaniti na realnu (I-kanal) i imaginarnu (Q-kanal) komponentu prije pretvorbe u analogni signal na osnovnom frekvencijskom području.

Konačno, ovakav se signal dovodi do pretvornika signala na VHF frekvencijsko područje (engl. RF upconversion), odnosno signal se izravno transponira na frekvencijsko područje kanala 24 te se odaslani signal iz OFDM predajnika VHF signala može zapisati na sljedeći način [91]:

$$s_{RF}(t)=\sum_{k=0}^{N-1} M_k \cos\left[2\pi\left(f_c-\frac{N-1}{2T}+\frac{k}{T}\right)+\theta_k\right],\ \text{za}\ -T_g \le t \le T_s, \qquad (4.1.4)$$

gdje su M_k i θ_k amplituda i faza kompleksnih moduliranih simbola s_k, a izraz $f_c-\frac{N-1}{2T}+\frac{k}{T}$, za k = 0, 1, ..., N-1, predstavlja frekvencije valova nosilaca na području pomorskog VHF komunikacijskog kanala 24.

4.1.3. Odnos između vršne i prosječne vrijednosti snage OFDM signala

Već je spomenuto kako je jedan od većih nedostataka OFDM modulacije visoka vrijednost odnosa između vršne i prosječne vrijednosti snage OFDM signala ili PAPR. Razlog tome je što se OFDM signal sastoji od zbroja N moduliranih valova nosioca različitih frekvencija. Envelopa (amplituda) takvog signala ovisi o konstruktivnom ili destruktivnom zbrajanju signala pojedinih valova nosilaca. Za predloženi OFDM predajnik VHF signala koji koristi M-PSK ili M-QAM digitalnu modulacijsku tehniku s N valova nosioca, slijedi [91]:

$$\begin{aligned} P_{peak(PSK-OFDM)} &= \frac{1}{2}N^2 A_{M-PSK}^2 \\ P_{avg(PSK-OFDM)} &= \frac{1}{2}NA_{M-PSK}^2 \\ PAPR_{(PSK-OFDM)} &= \frac{P_{peak(PSK-OFDM)}}{P_{avg(PSK-OFDM)}} = N \end{aligned}, \qquad (4.1.5)$$

odnosno

$$\begin{aligned} P_{peak(QAM-OFDM)} &= N^2(\sqrt{M}-1)^2 \\ P_{avg(QAM-OFDM)} &= \frac{1}{3}N(M-1) \\ PAPR_{(QAM-OFDM)} &= \frac{P_{peak(QAM-OFDM)}}{P_{avg(QAM-OFDM)}} = 3N\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1} \end{aligned}, \qquad (4.1.6)$$

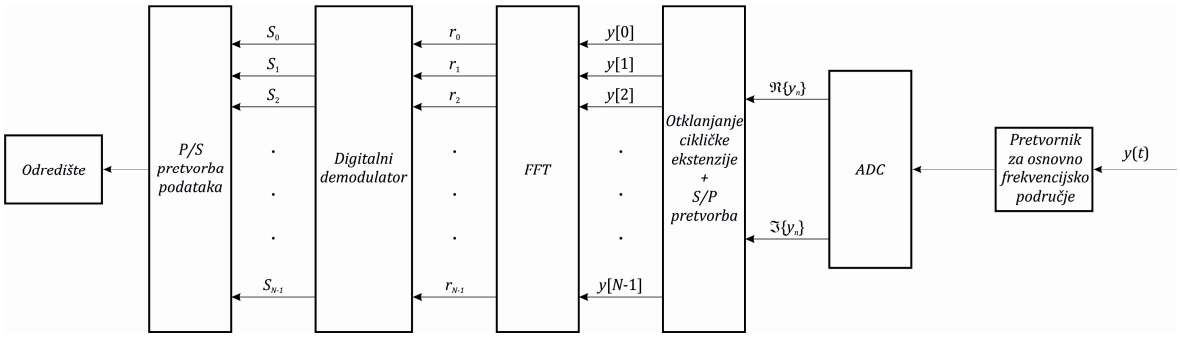
gdje su $A_{M\text{-}PSK}$ amplituda moduliranih valova nosioca, koja je konstantna i jednaka za svaki val nosioc, P_{peak} i P_{avg} su vršna i prosječna vrijednost snage OFDM signala s *M*-PSK, odnosno *M*-QAM modulacijom valova nosilaca. Iz prethodnih izraza je vidljivo da ukoliko se modulira jednaki broj valova nosilaca, OFDM signal s *M*-QAM modulacijom imat će $3\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}$ puta veći PAPR u odnosu na OFDM signal s *M*-PSK modulacijom. Također, vidljivo je da i vrijednost PAPR ovisi i o broju valova nosilaca: što veći broj valova nosioca, veći je i PAPR, a time je potrebno koristiti i kompleksna širokopojasna linearna pojačala. Smanjenje vrijednosti PAPR provodi se različitim metodama, od zaštitnog kodiranja do „rezanja" signala (engl. clipping). Međutim, metode smanjenja vrijednosti PAPR nisu analizirane i uzete u obzir u ovoj doktorskoj disertaciji. Više o tim metodama može se pronaći u [1][3][10][12][51][89].

4.2. Model pomorskog VHF OFDM prijamnika

U prijemniku OFDM signala na VHF frekvencijskom području, odnosno na području frekvencije kanala 24, f_c = 157,200 MHz, izvodi se obrnuti postupak od predajnika. Prema tome, predloženi OFDM prijamnik sastoji se od sljedećih elemenata (Slika 9):

- pretvornika signala s VHF frekvencijskog područja na osnovno frekvencijsko područje (engl. downconversion)
- analogno-digitalnog pretvornika
- sklopa za otklanjanje cikličke ekstenzije i serijsko-paralelnog pretvornika podataka
- sklopa za provođenje FFT-a
- demodulatora valova nosilaca
- paralelno-serijskog pretvornika podataka.

Glavni problem kod izrade i implementacije digitalnih sustava predstavlja vremensko usklađivanje prijamnika i predajnika. Kako prijamnik nema prethodno saznanje o tome postoje li podaci u primljenom signalu ili ne, tako je od krucijalne važnosti otkrivanje (detektiranje) trenutka prijama odaslanih podataka. Nakon što se otkrije početak i trajanje podatkovnih paketa ili okvira koji se prenose u jednom OFDM signalu, prijamnik može otkloniti cikličku ekstenziju i provesti FFT primljenog signala i demodulaciju valova nosilaca.

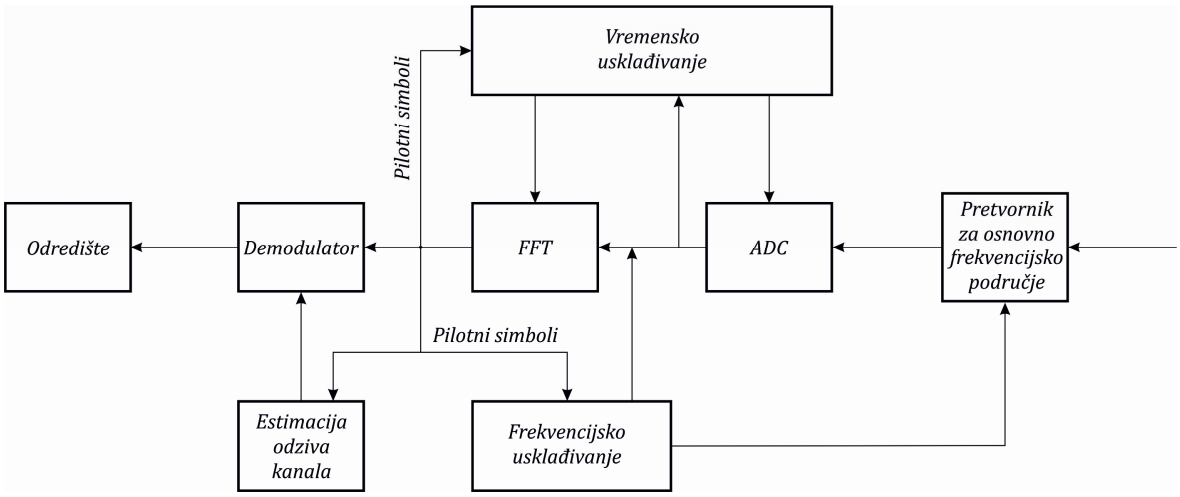


Slika 9: Model OFDM prijamnika VHF signala
Izvor: Izradio autor prema [56]

Međutim, navedeni postupak nije jednostavan, jer odaslani signali obično imaju pomake frekvencija i faza. Ukoliko se ne isprave, navedeni pomaci mogu narušiti uvjet ortogonalnosti između valova nosilaca u prijamnicima, što može rezultirati međukanalnom interferencijom i degradacijom performansi sustava. Pomake frekvencija mogu prouzročiti lokalni oscilatori loših karakteristika u prijamniku i predajniku, koji ne generiraju jednake frekvencije zbog šuma i ostalih električnih i mehaničkih svojstava materijala od kojih su izrađeni.

S druge strane, pogreške vremenskog usklađivanja u kanalima uzrokuju pomake faza valova nosilaca. Nadalje, pomaci faza ovise i o udaljenosti koju signal mora prijeći od predajnika do prijamnika, ali i o svojstvima fedinga u kanalima s višestaznim propagiranjem. Prema tome, estimacija i ispravljanje navedenih pomaka frekvencija i faza u OFDM prijamnicima, što predstavlja frekvencijsko usklađivanje prijamnika i predajnika, od iznimne je važnosti za očuvanje uvjeta ortogonalnosti valova nosilaca [56][71][84][91].

U većini praktičnih OFDM sustava vremensko i frekvencijsko usklađivanje prijamnika i predajnika temelji se na korelacijskim funkcijama korištenjem cikličke ekstenzije ili dodatnih referentnih simbola u OFDM signalima (Slika 10). Sinkronizacijski algoritmi nisu posebno analizirani u ovoj doktorskoj disertaciji. Više o njima može se pronaći u [13][21][72][79].



Slika 10: Vremensko i frekvencijsko usklađivanje u OFDM prijamniku
Izvor: Izradio autor prema [18]

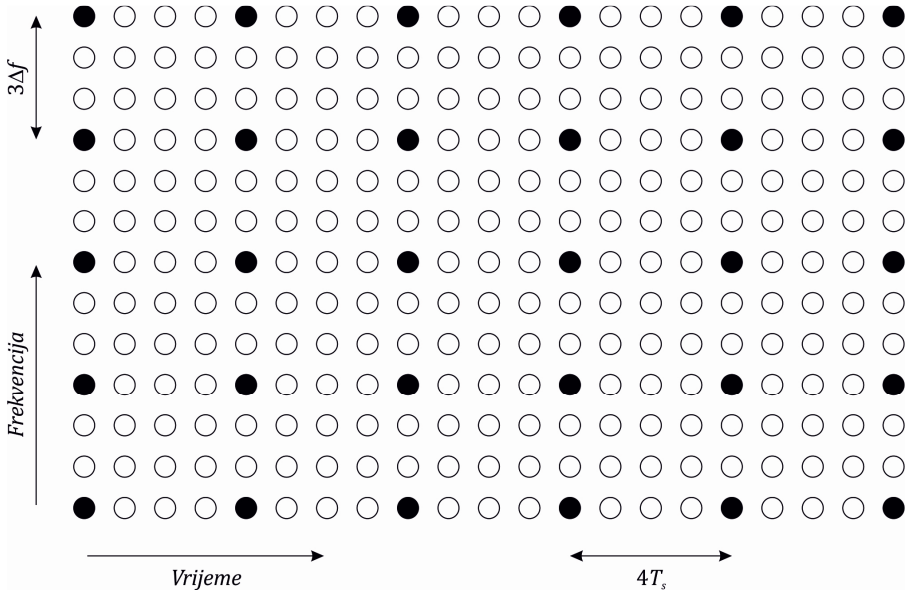
4.2.1. Estimacija odziva kanala korištenjem pilotnih simbola

Kako u komunikacijskim kanalima djeluju različiti fenomeni koji utječu na radiovalove, a time i na odaslane OFDM signale, moguće je u prijamniku estimirati impulsni odziv, odnosno odrediti stanje kanala ili CSI (engl. Channel State Information) [70]. Prema tome, nakon primitka signala u OFDM prijamniku se najprije izvodi pretvorba OFDM signala s frekvencijskog područja pomorskog VHF kanala 24 na osnovno frekvencijsko područje. Takav primljeni OFDM signal ima oblik opisan izrazom (3.1.19). Nakon toga, ovakav signal se pretvara u digitalni (uzorkovani) signal, y_n, u analogno-digitalnom pretvorniku, te se zatim otklanja ciklička ekstenzija i podaci se iz serijskog niza pretvaraju u N paralelnih blokova koji odgovaraju broju valova nosilaca. Kada se ovakav signal dovede do sklopa za provođenje FFT-a, izlazni niz uzoraka, odnosno kompleksnih OFDM simbola je sljedeći:

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} (h_n s_n + n_n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = h_k s_k + n_k, \text{ za } k = 0, 1, ..., N\text{-}1, \qquad (4.2.1)$$

gdje h_k predstavlja impulsni odziv kanala na svaki val nosilac, s_k kompleksne digitalno modulirane simbole (M-PSK ili M-QAM), a n_k aditivni šum. S ciljem uspješnog demoduliranja podataka u OFDM prijamniku potreban je estimator kanala koji će odrediti stanje kanala CSI, odnosno njegov impulsni odziv. Najčešće upotrebljavana tehnika koja se koristi za estimaciju stanja kanala je korištenje tzv. pilotnih simbola (engl. pilot symbols) [85][90]. Naime, na određenim pozicijama u vremenskoj i/ili

frekvencijskoj domeni kompleksni modulirani simboli s_k zamjenjuju se poznatim pilotnim simbolima. Stoga je na tim pozicijama moguće mjeriti odziv kanala. Primjer pilotnih simbola nalazi se na slici 11.



Slika 11: Pilotni simboli za estimaciju odziva kanala
Izvor: Izradio autor prema [56]

Sa slike 11 vidljivo je da se pilotni simboli nalaze na svakoj trećoj frekvenciji, odnosno valu nosiocu, te na svakom četvrtom vremenskom periodu, odnosno trajanju OFDM simbola. Iz navedenog proizlazi da se 1/12 ukupnog kapaciteta kanala koristi za njegovu estimaciju, što rezultira smanjenjem učinkovitosti sustava [71]. Ukoliko se ovakav princip estimacije kanala koristi u predloženom modelu OFDM sustava na pomorskom VHF frekvencijskom području, moguće je odrediti parametre pilotnih simbola, koji se nalaze u tablici 6.

Tablica 6: Parametri pilotnih simbola za predloženi OFDM model

Trajanje cikličke ekstenzije – T_g (µs)	**Ukupno trajanje OFDM simbola – $T=T_s+T_g$ (µs)**	**Frekvencijsko uzorkovanje – f_{sample} (svaki treći val nosioc)**	**Vrijeme potrebno za uzorkovanje – t_{sample} (µs)**	**$f_D.T$**
140,625	703,125	5333,33	187,50	0,006
265,625	1328,125	2823,53	354,17	0,012
515,625	2578,125	1454,55	687,50	0,023
1015,625	5078,125	738,46	1354,17	0,044

Dakle, kako se na svakom trećem valu nosiocu nalaze poznati pilotni simboli, frekvencije uzorkovanja primljenog signala izražene u Hz prikazane su u trećem stupcu tablice 6. Kako bi se ovakva struktura mogla koristiti u predloženom sustavu sukladno teoremu uzorkovanja, mora biti zadovoljen uvjet $T_g < t_{sample}$, gdje je t_{sample} vrijeme uzorkovanja primljenog signala potrebnog za otkrivanje pilotnih simbola [62][71][91]. Iz tablice 6 također je vidljivo da je navedeni uvjet ispunjen. Naime, maksimalno raspršenje kašnjenja u kanalu mora biti manje ili jednako vremenu uzorkovanja signala. Već je prethodno određeno da maksimalno raspršenje kašnjenja u kanalu mora biti manje ili jednako trajanju cikličke ekstenzije.

S druge strane, na svakoj trećoj frekvenciji primljeni OFDM signal se uzorkuje jednom unutar vremena od $4T$. Prema teoremu uzorkovanja, da bi se koristili pilotni simboli na vremenskim pozicijama $4T$, potrebno je ispuniti sljedeći uvjet $f_D \cdot T < 1/8$, gdje je f_D maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka, koja je poznata i iznosi f_D = 8,73 Hz. Također, iz tablice 6 je vidljivo da je i taj uvjet zadovoljen za predloženi OFDM model. Naime, prema teoremu uzorkovanja frekvencija uzorkovanja mora biti veća od dvostruke maksimalne frekvencije Dopplerovog pomaka [62][71][91]. Kako je u ovom slučaju frekvencija uzorkovanja obrnuto proporcionalna intervalu $4T$, tada se vrlo jednostavno dolazi do prethodno postavljenog uvjeta.

Nakon ispunjenja navedenih uvjeta moguće je interpolacijom iz uzorkovanog signala s poznatim pilotnim simbolima odrediti i stanje kanala. Međutim, u kanalima s izraženim šumom interpolacija nije najbolje rješenje, jer se navedeni šum ne uzima u izračun. Stoga, potrebno je koristiti optimalni estimator.

4.2.2. Izvod Wienerovog procjenitelja

Jedan od najčešće korištenih estimatora stanja kanala u sustavima s OFDM modulacijom je linearni Wienerov estimator ili filtar. Neka $y_l(t)$ predstavlja $l = 1, ..., L$ uzoraka procesa koji se želi estimirati na temelju $m = 1, ..., M$ mjerenja (uzoraka) nekog signala $x_m(t)$. Tada se linearni estimator procesa $y_l(t)$ može zapisati u obliku:

$$\hat{y}_l = \sum_{m=1}^{M} b_{lm} x_m, \tag{4.2.2}$$

gdje su b_{lm} tzv. koeficijenti estimacije [71]. Sljedeći izraz može se zapisati u matričnoj formi

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{B}\mathbf{x}, \tag{4.2.3}$$

gdje je $\hat{\mathbf{y}} = \left[\hat{y}_1, ..., \hat{y}_L\right]'$, $\mathbf{x} = \left[x_1, ..., x_M\right]'$ te

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1M} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{L1} & b_{L2} & \dots & b_{LM} \end{bmatrix}.$$

Nadalje, neka je $e_l = y_l - \hat{y}_l$ pogreška estimacije l-tog uzorka. Tada je funkcija Wienerovog procjenitelja minimizacija srednje kvadratne pogreške svakog uzorka, odnosno

$$\mathrm{E}\left[\left|e_l\right|^2\right] = \min. \tag{4.2.4}$$

Prema principu ortogonalnosti ili projekcijskom teoremu slijedi

$$\mathrm{E}\left[\left|e_l\right|^2\right] = \mathrm{E}\left[e_l x_m^*\right] = 0, \tag{4.2.5}$$

odnosno u vektorskoj notaciji [71]

$$\mathrm{E}\left[\mathbf{e} \cdot \mathbf{x}^\dagger\right] = 0. \tag{4.2.6}$$

Ako se uvrsti $\mathbf{e} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}$, slijedi

$$\mathrm{E}\left[\left(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}\right) \cdot \mathbf{x}^\dagger\right] = 0 \tag{4.2.7}$$

te imajući u vidu izraz (4.2.3)

$$\mathrm{E}\left[\mathbf{y} \cdot \mathbf{x}^\dagger\right] = \mathrm{E}\left[\mathbf{B}\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^\dagger\right]. \tag{4.2.8}$$

Wiener-Hopfova jednadžba ima sljedeći oblik

$$\mathbf{R}_{\mathbf{yx}} = \mathbf{B}\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}, \tag{4.2.9}$$

gdje je

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = \mathrm{E}\left[\mathbf{B}\mathbf{x}\cdot\mathbf{x}^{\dagger}\right] \tag{4.2.10}$$

autokorelacijska matrica vektora mjerenja **x**, a

$$\mathbf{R}_{\mathbf{yx}} = \mathrm{E}\left[\mathbf{y}\cdot\mathbf{x}^{\dagger}\right] \tag{4.2.11}$$

cross-korelacijska matrica vektora procjenitelja **y** i vektora mjerenja **x**. Rješenje ove jednadžbe, odnosno koeficijenti estimacije, određuju se prema [71]:

$$\mathbf{B} = \mathbf{R}_{\mathbf{yx}}\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}. \tag{4.2.12}$$

4.3.3. Pogreška estimacije Wienerovog procjenitelja

Neka je **E** matrica srednje kvadratne pogreške estimacije:

$$\mathbf{E} = \mathrm{E}\left[\mathbf{e}\cdot\mathbf{e}^{\dagger}\right] = \mathrm{E}\left[\left(\mathbf{y}-\hat{\mathbf{y}}\right)\cdot\left(\mathbf{y}-\hat{\mathbf{y}}\right)^{\dagger}\right]. \tag{4.2.13}$$

Dijagonalni elementi, $\mathrm{E}\left[\left|e_l\right|^2\right]$, navedene matrice predstavljaju srednje kvadratne pogreške procjenitelja. Uvrštavanjem izraza (4.2.3) u prethodni slijedi

$$\mathbf{E} = \mathrm{E}\left[\left(\mathbf{y}-\mathbf{B}\mathbf{x}\right)\cdot\left(\mathbf{y}-\mathbf{B}\mathbf{x}\right)^{\dagger}\right] = \mathrm{E}\left[\mathbf{y}\cdot\mathbf{y}^{\dagger} - \mathbf{B}\mathbf{x}\cdot\mathbf{y}^{\dagger} - \mathbf{y}\cdot\left(\mathbf{B}\mathbf{x}\right)^{\dagger} + \mathbf{B}\mathbf{x}\cdot\left(\mathbf{B}\mathbf{x}\right)^{\dagger}\right]. \tag{4.2.14}$$

Nadalje, korištenjem izraza za korelacijske matrice (4.2.10) i (4.2.11) slijedi

$$\mathbf{E} = \mathbf{R}_{\mathbf{yy}} - \mathbf{B}\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}^{\dagger} - \left(\mathbf{R}_{\mathbf{yx}} - \mathbf{B}\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}\right)\mathbf{B}^{\dagger}. \tag{4.2.15}$$

Konačno, pomoću izraza (4.2.9) slijedi

$$\mathbf{E} = \mathbf{R}_{\mathbf{yy}} - \mathbf{B}\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}^{\dagger}, \tag{4.2.16}$$

što predstavlja matricu minimalne srednje kvadratne pogreške estimacije [71].

4.2.4. Wienerova estimacija u OFDM sustavima

Kod OFDM sustava proces koji se želi estimirati, odnosno filtrirati, je odziv kanala pri određenim frekvencijama i u određenim vremenskim trenucima

$$y_i = H(f_i, t_i), \text{ za } i = 1,2,3,... \tag{4.2.17}$$

gdje je $H(f,t)$ prijenosna funkcija odziva kanala (engl. channel transfer function) [71]. Neka se uzorci signala uzimaju na pozicijama pilotnih simbola $\left[(f_{im}, t_{im})\right]_{m=1}^{M}$. Mjereni uzorci signala u kanalima sa šumom imaju sljedeći oblik:

$$x_m = H(f_{im}, t_{im}) + n_i, \tag{4.2.18}$$

gdje je n_i kompleksni aditivni bijeli Gaussov šum s varijancom $\sigma^2 = E_s / N_0$, E_s energija pilotnih simbola i N_0 spektralna gustoća snage šuma. Prijenosna funkcija kanala $H(f,t)$ ima dvodimenzionalnu autokorelacijsku funkciju [71]:

$$R(f - f', t - t') = \mathrm{E}\left[H(f,t)H^*(f',t')\right]. \tag{4.2.19}$$

Pretpostavljeno je da su šum i feding statistički nezavisni. Tada su elementi:

$$\left(\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}\right)_{km} = \mathrm{R}\left(f_{ik} - f_{im}, t_{ik} - t_{im}\right) + \delta_{km}\sigma^2, \tag{4.2.20}$$

gdje je $\delta_{km} = \begin{cases} 1, & k = m, \\ 0, & k \neq m, \end{cases}$ Kroneckerova delta funkcija te

$$\left(\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}\right)_{lm} = \mathrm{R}\left(f_l - f_{im}, t_l - t_{im}\right). \tag{4.2.21}$$

U ovome radu analizirana je samo estimacija kanala u vremenskoj domeni. Tada su svi frekvencijski uzorci jednaki frekvenciji vala nosioca f_k. U tom slučaju feding je multiplikativni proces $h(t) = H(f_k, t)$ na toj frekvenciji. Autokorelacijska funkcija takvog procesa je:

$$R(0,t) = R_c(t), \tag{4.2.22}$$

što je zapravo inverzna Fourierova transformacija Dopplerovog spektra u kanalu [71]. Slijedi:

$$\left(\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}\right)_{km} = \mathrm{R}_c\left(t_{ik} - t_{im}\right) + \delta_{km}\sigma^2, \tag{4.2.23}$$

$$\left(\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}\right)_{lm} = \mathrm{R}\left(t_l - t_{im}\right). \tag{4.2.24}$$

Ukoliko se ovaj estimator primijeni na predloženi OFDM sustav s pilotnim simbolima, estimacija se izvodi na svakoj četvrtoj poziciji promatrajući vremensku domenu, tj. t = 4T. U svrhu opisa i analize Wienerovog estimatora u vremenskoj domeni, pretpostavljeno je da se mjerenja uzimaju na m = 5 pilotnih simbola $t=-8T,-4T,0,4T,8T$ za estimaciju l = 4 pozicija $t=0,T,2T,3T$. Vektor mjerenja, odnosno uzoraka je:

$$\mathbf{x}=\left[h(-8T),h(-4T),h(0),h(4T),h(8T)\right]'+\mathbf{n}, \tag{4.2.25}$$

gdje je **n** vektor uzoraka aditivnog šuma sa varijancom σ^2. Vektor koji se treba estimirati je:

$$\mathbf{y}=\left[h(0),h(T),h(2T),h(3T)\right]', \tag{4.2.26}$$

a autokorelacijska matrica je

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}=\begin{bmatrix} R_c(0)+\sigma^2 & R_c(4T) & R_c(8T) & R_c(12T) & R_c(16T) \\ R_c(-4T) & R_c(0)+\sigma^2 & R_c(4T) & R_c(8T) & R_c(12T) \\ R_c(-8T) & R_c(-4T) & R_c(0)+\sigma^2 & R_c(4T) & R_c(8T) \\ R_c(-12T) & R_c(-8T) & R_c(-4T) & R_c(0)+\sigma^2 & R_c(4T) \\ R_c(-16T) & R_c(-12T) & R_c(-8T) & R_c(-4T) & R_c(0)+\sigma^2 \end{bmatrix}. \tag{4.2.27}$$

U praktičnim primjenama dovoljna je samo gruba procjena aditivnog šuma [71]. Nadalje, korelacijska matrica između estimata i mjerenja je

$$\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}=\begin{bmatrix} R_c(8T) & R_c(4T) & R_c(0T) & R_c(-4T) & R_c(-8T) \\ R_c(9T) & R_c(5T) & R_c(1T) & R_c(-3T) & R_c(-7T) \\ R_c(10T) & R_c(6T) & R_c(2T) & R_c(-2T) & R_c(-6T) \\ R_c(11T) & R_c(7T) & R_c(3T) & R_c(-1T) & R_c(-5T) \end{bmatrix}, \tag{4.2.28}$$

a koeficijenti korelacije su

$$\mathbf{B}=\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{bmatrix}. \tag{4.2.29}$$

Sada, neka je vektor mjerenja sa šumom [71]:

$$\mathbf{x} = \left[\tilde{h}(-8T), \tilde{h}(-4T), \tilde{h}(0), \tilde{h}(4T), \tilde{h}(8T) \right]' \tag{4.2.30}$$

te vektor procjenitelja

$$\mathbf{y} = \left[\hat{h}(0), \hat{h}(T), \hat{h}(2T), \hat{h}(3T) \right]'. \tag{4.2.31}$$

Slijedi

$$\begin{bmatrix} \hat{h}(0) \\ \hat{h}(T) \\ \hat{h}(2T) \\ \hat{h}(3T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{h}(-8T) \\ \tilde{h}(-4T) \\ \tilde{h}(0) \\ \tilde{h}(4T) \\ \tilde{h}(8T) \end{bmatrix}. \tag{4.2.32}$$

Kako su pilotni simboli periodični s periodom $4T$, vremenski pomak od $4i \cdot T$, za i = 1, 2, 3, ..., rezultirat će jednakim procjeniteljem, odnosno slijedi [71]:

$$\begin{bmatrix} \hat{h}(4iT) \\ \hat{h}((4i+1)T) \\ \hat{h}((4i+2)T) \\ \hat{h}((4i+3)T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{h}(4(i-2)T) \\ \tilde{h}(4(i-1)T) \\ \tilde{h}(4iT) \\ \tilde{h}(4(i+1)T) \\ \tilde{h}(4(i+2)T) \end{bmatrix}. \tag{4.2.33}$$

Ako se uzmu diskretni uzorci estimata:

$$\hat{h}_l[i] = \hat{h}((4i+l)T), \;\; l = 0,1,2,3 \tag{4.2.34}$$

i mjerenja, odnosno uzoraka:

$$\tilde{h}[m] = \tilde{h}(4mT), \tag{4.2.35}$$

tada postoje četiri impulsna odziva $b_l[m], \;\; l = 0,1,2,3$ estimatora te slijedi

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0[2] & b_0[1] & b_0[0] & b_0[-1] & b_0[-2] \\ b_1[2] & b_1[1] & b_1[0] & b_1[-1] & b_1[-2] \\ b_2[2] & b_2[1] & b_2[0] & b_2[-1] & b_2[-2] \\ b_3[2] & b_3[1] & b_3[0] & b_3[-1] & b_3[-2] \end{bmatrix}. \tag{4.2.36}$$

Konačno, estimator se može promatrati kao filtar oblika [71]:

$$\hat{h}_l = \sum_{m=-2}^{2} b_l[m]\tilde{h}[i-m]. \tag{4.2.37}$$

Analogno, slična analiza može se provesti ako se mjerenja i estimacija promatraju u frekvencijskoj domeni.

Nakon estimacije odziva kanala moguće je demodulirati valove nosioce, odnosno kompleksne simbole s_k te potom N paralelnih podataka pretvoriti u rekonstruirani izvorni serijski niz bitova.

4.3. Model pomorskog VHF komunikacijskog kanala

U ovom dijelu rada detaljno će se analizirati komunikacijski kanali s karakteristikom fedinga te će se ujedno opisati i razviti model pomorskog VHF komunikacijskog kanala.

Prethodno je navedeno da je feding fenomen koji nastaje kada radiovalovi dolaze na prijamnu antenu iz različitih smjerova sa slučajnim amplitudama, frekvencijama i fazama. Kako su valne duljine radiovalova relativno kratke, vrlo male promjene položaja odašiljača, prijamnika i/ili objekata koji uzrokuju raspršenje, odnosno višestazno propagiranje, uzrokovat će velike promjene u fazama svih upadnih komponenata radiovalova. Konstruktivno i destruktivno zbrajanje ovih komponenata upadnih radiovalova, uključujući i navedeno kretanje, uzrokuje promjene u envelopi (amplitudi) signala.

U osnovi, feding se može podijeliti na spori i brzi feding [71][78]. Navedena razlika između sporog i brzog fedinga važna je za matematičko modeliranje komunikacijskih kanala sa značajkama istog, kao i za evaluaciju performansi komunikacijskih sustava koji koriste takve kanale. Ovaj se pojam odnosi na koherentno vrijeme kanala T_c , koje predstavlja period tijekom kojeg proces fedinga korelira, odnosno razdoblje nakon kojeg vrijednost korelacijske funkcije između dvaju uzoraka odziva kanala uzorkovanih na istoj frekvenciji, ali u različitim vremenskim trenucima, padne ispod nekog unaprijed određenog praga. Nadalje, koherentno vrijeme kanala povezano je i s

Dopplerovim raspršenjem, odnosno maksimalnom frekvencijom Dopplerovog pomaka, prema sljedećem izrazu [71][78]:

$$T_c \simeq \frac{1}{f_D}. \tag{4.3.1}$$

Ukoliko je vrijeme trajanja simbola manje od koherentnog vremena kanala, tada se feding smatra sporim; i suprotno, ukoliko je vrijeme trajanja simbola veće od koherentnog vremena kanala, feding se smatra brzim.

Prethodno je izračunato da je kod brzine gibanja broda od ν = 60 km/h (≈ 30 čv.) pri frekvenciji vala nosioca pomorskog VHF komunikacijskog kanala 24, maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka f_D = 8,73 Hz. Prema tome, koherentno vrijeme ovakvog kanala iznosi $T_c = \frac{1}{f_D} = 114{,}55\,\text{ms}$, što je daleko veće od ukupnog trajanja simbola predloženog modela OFDM komunikacijskog sustava pomorskog VHF signala s N = 8, 16, 32, 64 valova nosilaca.

Nadalje, prethodno je spomenuto da veće raspršenje vremenskih kašnjenja komponenti radiovalova, uzrokuje i veću frekvencijsku selektivnost kanala, odnosno pojava fedinga stohastički utječe na frekvencije radiovalova. Ovaj pojam veže se uz koherentnu širinu komunikacijskog kanala f_{coh}, koja predstavlja raspon frekvencija unutar kojeg proces fedinga korelira, odnosno širinu kanala unutar koje vrijednost korelacijske funkcije između dvaju uzoraka odziva kanala uzorkovanih u istom vremenskom trenutku, ali na različitim frekvencijama, padne ispod nekog unaprijed određenog praga. Nadalje, koherentna širina kanala povezana je i s maksimalnim raspršenjem kašnjenja, $\tau_{\max}$, prema sljedećem izrazu [71][78]:

$$f_{coh} = \frac{1}{\tau_{\max}}. \tag{4.3.2}$$

Ukoliko je širina komunikacijskog kanala koju zauzima odaslani signal mnogo manja od koherentne širine kanala, tada se feding smatra frekvencijski neselektivnim ili „ravnim“; i suprotno, ukoliko je širina komunikacijskog kanala koju zauzima odaslani signal veća od koherentne širine kanala, feding se smatra selektivnim. Općenito, frekvencijski selektivni feding se pojavljuje kod komunikacijskih sustava koji koriste

široke komunikacijske kanale, dok se frekvencijski neselektivni feding pojavljuje kod komunikacijskih sustava koji koriste uske komunikacijske kanale. Kod OFDM komunikacijskih sustava, svaki val nosilac predstavlja jedan kanal vrlo male širine, te se prema tome kod ovih sustava pojavljuje frekvencijski neselektivni feding. Ako se pretpostavi da je maksimalno raspršenje kašnjenja $\tau_{\max}$ jednako trajanju cikličke ekstenzije T_g, tada je za predloženi model OFDM komunikacijskog sustava pomorskog VHF signala moguće odrediti koherentne širine kanala (Tablica 7).

Tablica 7: Koherentno vrijeme i širina pomorskog VHF kanala

Broj valova nosioca – N	**Širina kanala – Δf (Hz)**	**Maksimalno raspršenje kašnjenja – τ_{max} (μs)**	**Koherentna širina kanala – f_{coh} (Hz)**
8	1777,78	140,625	7111,11
16	941,18	265,625	3764,71
32	484,85	515,625	1939,39
64	246,15	1015,625	984,62

Stoga, ako se na pomorskom VHF frekvencijskom području koriste komunikacijski sustavi s jednim valom nosiocem, tada uz navedena maksimalna raspršenja kašnjenja unutar kanala širine 25 kHz na njih negativno utječe frekvencijski selektivni feding, jer je koherentna širina kanala manja od predviđene širine pomorskog VHF kanala. S druge strane, iz tablice 7 je vidljivo da je feding u OFDM komunikacijskim sustavima frekvencijski neselektivan, jer je koherentna širina kanala veća od širine kanala pojedinog vala nosioca.

4.3.1. Pokazatelji performansi sustava pod utjecajem karakteristika komunikacijskih kanala

Jedan od najvažnijih parametara ključnih za promatranje performansi određenog komunikacijskog sustava unutar komunikacijskog kanala je odnos snage signala i snage šuma ili SNR. Ovaj se parametar najčešće mjeri na izlazu demodulatora signala u prijamniku i time je izravno povezan sa samim procesom otkrivanja (detekcije) podataka (engl. data detection) [78]. Iako se općenito pojam šuma u nazivu ovoga parametra odnosi na sveprisutni termalni šum koji se pojavljuje na ulazu prijamnika, pri analizi komunikacijskih sustava podložnih utjecajima fedinga češće se koristi prosječni SNR. Naime, prosječni SNR se odnosi na statističko usrednjavanje razdiobe

vjerojatnosti fedinga unutar komunikacijskog kanala. Ukoliko se s γ označi slučajna varijabla kojom je opisan trenutni SNR na izlazu prijamnika, a koji uključuje učinak fedinga, tada izraz:

$$\overline{\gamma} = \int_0^{\infty} x p_{\gamma}(x) dx \tag{4.3.3}$$

predstavlja prosječni SNR, gdje je $p_{\gamma}(x)$ funkcija gustoće razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a, odnosno slučajne varijable γ. Nadalje, ako se prethodni izraz zapiše preko tzv. funkcije izvodnice momenata ili MGF (engl. Moment Generating Function – MGF) trenutnog SNR-a, $M_{\gamma}(s)$, slijedi:

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(x) e^{sx} dx. \tag{4.3.4}$$

Također, ako se prethodni izraz za MGF trenutnog SNR-a derivira po parametru s, određujući rezultat pri vrijednosti $s = 0,$ vrlo se lako uočava da je prosječni SNR

$$\overline{\gamma} = \left. \frac{dM_{\gamma}(s)}{ds} \right|_{s=0}. \tag{4.3.5}$$

Prethodni izraz se može opisati na sljedeći način: ukoliko je moguće odrediti funkciju izvodnicu momenata trenutnog SNR-a, tada je njezinom derivacijom moguće izravno odrediti i prosječni SNR.

Sljedeći parametar važan za analizu performansi komunikacijskih sustava unutar komunikacijskih kanala sa značajkom fedinga je vjerojatnost nezadovoljavajućeg prijama (engl. Outage Probability). Vjerojatnost nezadovoljavajućeg prijama označava se s P_{out} i definira se kao vjerojatnost da će trenutna vjerojatnost pogreške prijeći određenu vrijednost, odnosno vjerojatnost da će trenutni SNR na izlazu prijamnika pasti ispod određenog praga γ_{th} [78]. Vrijedi:

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\gamma}(x) dx, \tag{4.3.6}$$

što je zapravo funkcija razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a označena s $P_\gamma(x)$ i procijenjena pri vrijednosti praga γ_{th}. Nadalje, budući su funkcija gustoće razdiobe i funkcija razdiobe povezane preko izraza:

$$p_\gamma(x) = \frac{dP_\gamma(x)}{dx}, \tag{4.3.7}$$

uz $P_\gamma(0) = 0,$ te uz pretpostavku da je $P_\gamma(x)$ neprekidna, tada su Laplaceove transformacije navedenih funkcija također povezane na sljedeći način:

$$\hat{P}_\gamma(s) = \frac{\hat{p}_\gamma(s)}{s}. \tag{4.3.8}$$

Također, kako je funkcija izvodnica momenata MGF zapravo Laplaceova transformacija funkcije gustoće razdiobe s argumentom suprotnog predznaka, odnosno $\hat{p}_\gamma(s) = M_\gamma(-s),$ tako se vjerojatnost nezadovoljavajućeg prijama, P_{out}, može odrediti preko inverzne Laplaceove transformacije odnosa $\frac{M_\gamma(-s)}{s}$ pri vrijednosti praga γ_{th}.

Treći pokazatelj performansi komunikacijskog sustava je prosječna vjerojatnost ili učestalost pojave pogrešnog bita ili BEP/BER. Ovaj parametar je vrlo teško odrediti, ali se smatra parametrom koji najbolje opisuje performanse, odnosno djelovanje digitalnog komunikacijskog sustava u određenim propagacijskih uvjetima u komunikacijskim kanalima. Glavni razlog kompleksnog određivanja ovoga parametra predstavlja činjenica da je uvjetna vjerojatnost pojave pogrešnog bita, koja ovisi o fedingu, nelinearna funkcija trenutnog SNR-a, što ovisi o modulacijskoj tehnici koja se koristi unutar komunikacijskog sustava. Neka je s $P_b(E \mid \gamma)$ označena uvjetna vjerojatnost pojave pogrešnog bita. Tada se prosječna vjerojatnost pojave pogrešnog bita može zapisati na sljedeći način [78]:

$$P_b(E) = \int_0^\infty P_b(E \mid \gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma, \tag{4.3.9}$$

te ovisi samo o modelu komunikacijskog kanala s karakteristikom fedinga [78].

Za *M*-PSK modulacijsku tehniku, prosječna vjerojatnost pojave pogrešnog bita unutar komunikacijskog kanala s karakteristikom fedinga, ima sljedeći oblik [78]:

$$P_b(E) \simeq \frac{2}{\max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(M/4,1)} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma \left(-\frac{1}{\sin^2 \theta} \frac{E_s}{N_0} \sin^2 \frac{(2i-1)\pi}{M} \right) d\theta. \tag{4.3.10}$$

S druge strane, za *M*-QAM modulacijsku tehniku prosječna vjerojatnost pogrešnog bita unutar komunikacijskog kanala s karakteristikom fedinga, ima sljedeći oblik [78]:

$$P_b(E) \simeq 4\left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}}\right) \frac{1}{\log_2 M} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma \left(-\frac{(2i-1)^2}{2\sin^2 \theta} \frac{3E_s}{N_0(M-1)} \right) d\theta. \tag{4.3.11}$$

4.3.2. Modeli komunikacijskih kanala s frekvencijski neselektivnim fedingom

Kada feding utječe na komunikacijske kanale malih širina, primljeni signal, odnosno amplituda vala nosioca je modulirana amplitudom fedinga α. Navedena amplituda fedinga opisana je slučajnom varijablom s varijancom $\Omega = \overline{\alpha^2}$ i funkcijom gustoće razdiobe $p_\alpha(\alpha)$, te ovisi o propagacijskim uvjetima u komunikacijskom kanalu [78]. Nadalje, nakon prolaska kroz komunikacijski kanal s karakteristikom fedinga, signal je dodatno izložen utjecaju aditivnog bijelog Gaussovog šuma ili AWGN-a na ulazu u prijamnik. Za navedeni bijeli Gaussov šum se obično pretpostavlja da je statistički neovisan o amplitudi fedinga, te se opisuje spektralnom gustoćom snage N_0 (W/Hz). S druge strane, primljena trenutna snaga signala je modulirana s vrijednošću α^2. Slijedi da je trenutni SNR po simbolu opisan izrazom:

$$\gamma = \alpha^2 \frac{E_s}{N_0}, \tag{4.3.12}$$

a prosječni SNR po simbolu izrazom:

$$\overline{\gamma} = \Omega \frac{E_s}{N_0}, \tag{4.3.13}$$

gdje je E_s energija po simbolu. Nadalje, funkcija gustoće razdiobe trenutnog SNR-a proizlazi iz modifikacije izraza za funkciju gustoće razdiobe amplitude fedinga $p_\alpha(\alpha)$, odnosno vrijedi [78]:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha\left(\sqrt{\Omega\gamma / \bar{\gamma}}\right)}{2\sqrt{\gamma\bar{\gamma} / \Omega}}. \tag{4.3.14}$$

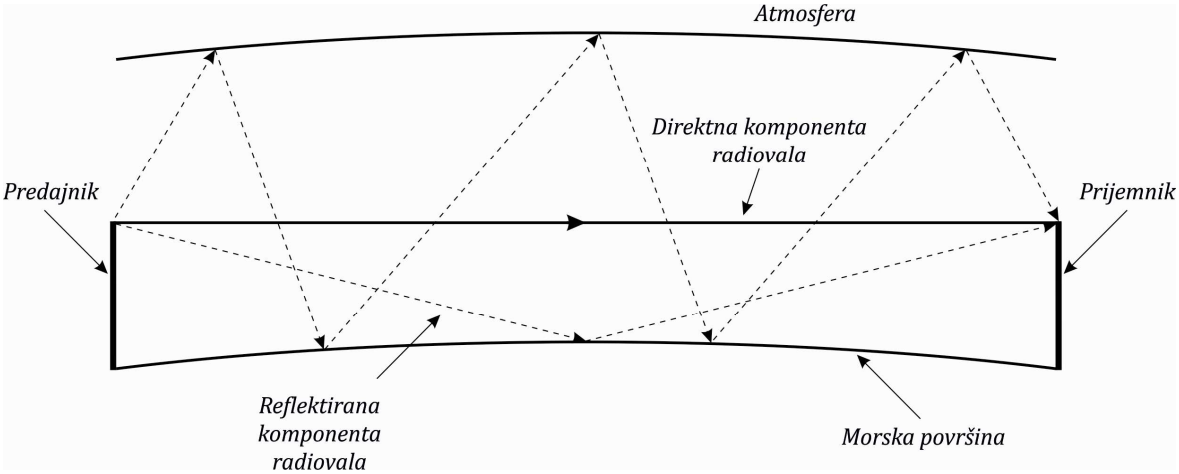
Funkcija izvodnica momenata $M_\gamma(s)$, definirana izrazom (4.3.4), također predstavlja vrlo važan statistički pokazatelj komunikacijskih kanala s karakteristikom fedinga. Nadalje, količina fedinga (engl. Amount of Fading) definirana je na sljedeći način [78]:

$$AF = \frac{\mathrm{var}\left(\alpha^2\right)}{\left(E\left[\alpha^2\right]\right)^2} = \frac{E\left[\left(\alpha^2 - \Omega\right)^2\right]}{\Omega^2} = \frac{E\left(\gamma^2\right) - \left(E[\gamma]\right)^2}{\left(E[\gamma]\right)^2}. \tag{4.3.15}$$

Ovaj parametar predstavlja mjeru težine, odnosno jačine fedinga kojem je izložen komunikacijski sustav, te je obično neovisan o prosječnoj snazi fedinga Ω.

Radiovalovi viših frekvencijskih područja (VHF, UHF, SHF, ...) propagiraju prostorno, te od predajnika do prijamnika mogu dospjeti direktnom linijom ili reflektiranjem, odnosno višestaznim propagiranjem (Slika 12) [20][77].

Prema tome, modeliranje komunikacijskih kanala s neselektivnim fedingom nastalim zbog višestaznog propagiranja ovisi o propagacijskim putovima radiovalova.



Slika 12: Propagacija radiovalova pomorskog VHF frekvencijskog područja
Izvor: Izradio autor prema [77]

Tako se Rayleigheva razdioba vjerojatnosti najčešće koristi kod komunikacijskih sustava u kojima nema direktne linije propagiranja radiovalova [78]. U ovome slučaju se amplituda fedinga unutar kanala α, opisuje slijedećim izrazom:

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} e^{-\frac{\alpha^2}{\Omega}}, \ \alpha \geq 0 \tag{4.3.16}$$

te iz izraza (4.3.13) slijedi da trenutni SNR po simbolu unutar komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga prati eksponencijalnu razdiobu prema izrazu:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\overline{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}}, \ \gamma \geq 0. \tag{4.3.17}$$

Funkcija izvodnica momenata MGF koja odgovara ovome modelu fedinga je opisana izrazom:

$$M_\gamma(s) = \frac{1}{1 - \overline{\gamma} s}. \tag{4.3.18}$$

Nadalje, momenti *k*-tog reda određuju se na sljedeći način:

$$E\left[\gamma^k\right] = \Gamma(1+k)\overline{\gamma}^k. \tag{4.3.19}$$

Iz navedenog slijedi da Rayleighev model komunikacijskog sustava ima vrijednost količine fedinga $AF = 1$ i obično vrlo dobro odgovara eksperimentalnim mjerenjima kod pokretnih komunikacijskih sustava, gdje nema direktne propagacijske linije između predajnika i prijamnika [78]. Ovaj se model koristi pri opisivanju i analiziranju komunikacijskih sustava kod kojih se radiovalovi reflektiraju i ogibaju unutar troposfere i ionosfere, kao i za komunikacije između brodova kada između njih ne postoji izravna optička vidljivost [6][39][83].

S druge strane, Nakagami-*n* razdioba vjerojatnosti, koja se još naziva i Riceova razdioba vjerojatnosti, se najčešće koristi kod komunikacijskih sustava u kojima postoji jaka komponenta direktnog propagiranja radiovalova i mnogo manjih slabijih višestaznih komponenti [78]. Kod ovoga modela amplituda fedinga unutar kanala je opisana sljedećim izrazom:

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2}\alpha}{\Omega} e^{-\frac{(1+n^2)\alpha}{\Omega}} I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right), \ \alpha \geq 0 \tag{4.3.20}$$

gdje *n* predstavlja Nakagami-*n* parametar fedinga koji poprima vrijednosti iz intervala $[0,\infty]$ i povezan je s Riceovim faktorom *K* preko izraza $K=n^2$. Pri analizama i implementaciji komunikacijskih sustava faktor $K=n^2$ predstavlja odnos snaga direktne komponente i prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova. Funkcija $I_0(\cdot)$ je modificirana Besselova funkcija prve vrste reda nula. Iz izraza (4.3.13) slijedi da trenutni SNR po simbolu unutar komunikacijskog kanala sa značajkom Nakagami-*n* fedinga ima značajku necentralne χ^2 razdiobe prema izrazu:

$$p_\gamma(\gamma)=\frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\overline{\gamma}}e^{-\frac{(1+n^2)\gamma}{\overline{\gamma}}}I_0\left(2n\sqrt{\frac{\left(1+n^2\right)\gamma}{\overline{\gamma}}}\right). \tag{4.3.21}$$

Funkcija izvodnica momenata MGF koja odgovara ovom modelu fedinga je opisana izrazom:

$$M_\gamma(s)=\frac{1+n^2}{1+n^2-\overline{\gamma}s}e^{\frac{n^2\overline{\gamma}s}{1+n^2-\overline{\gamma}s}}. \tag{4.3.22}$$

Količina fedinga *AF*, kod Nakagami-*n* razdiobe ovisi o parametru *n* i određuje se na sljedeći način:

$$AF_n=\frac{1+2n^2}{(1+n^2)^2}, \tag{4.3.23}$$

te se prema tome nalazi u intervalu od 0 ($n=\infty$) do 1 ($n=0$). Drugim riječima, kada je $n=0$ ovaj je model jednak Rayleighevom, a kada je $n=\infty$ komunikacijski kanal nije pod utjecajem fedinga.

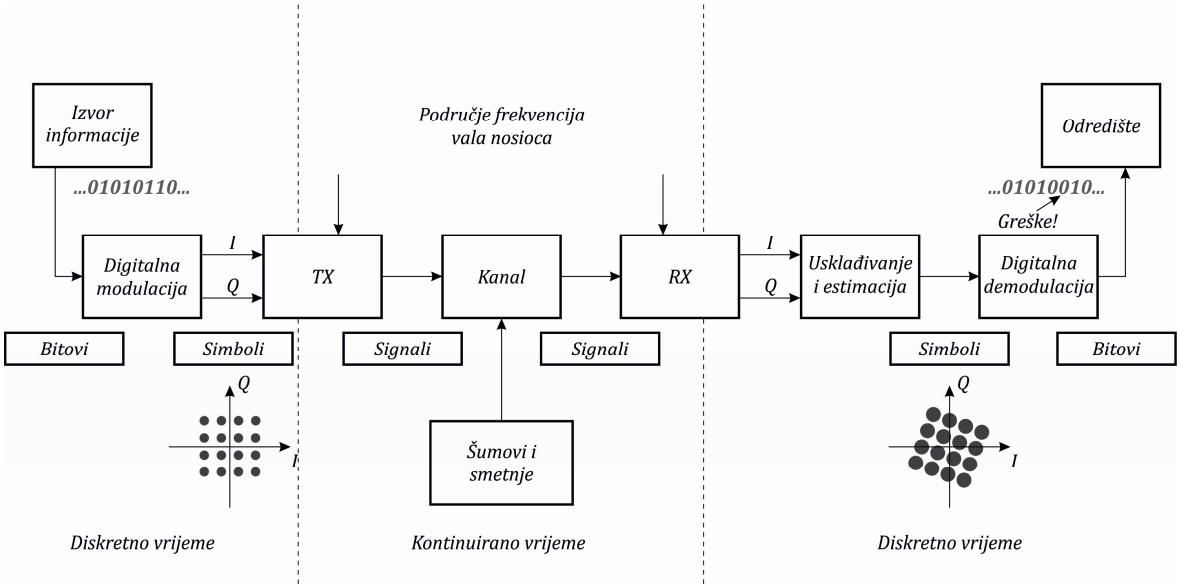
Ovaj se model komunikacijskog kanala koristi kod opisivanja vrlo izražene direktne linije propagiranja radiovalova kod satelitskih komunikacija, kao i za komunikacije između brodova na malim udaljenostima kada između njih postoji izravna optička vidljivost [3][39][80][83].

Oba opisana i analizirana modela komunikacijskih kanala sa značajkom fedinga koristit će se za izradu, testiranje i analizu rezultata simulacijskog modela pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka temeljenog na OFDM modulaciji.

5. SIMULACIJSKI MODEL POMORSKOG VHF KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA ZA PRIJENOS PODATAKA S OFDM MODULACIJOM

U prethodnom poglavlju predložen je analitički model fizičkog sloja pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka, koji se temelji na OFDM modulaciji. Navedeni model potrebno je testirati te analizirati njegove performanse. S tim ciljem, u ovome će se poglavlju opisati i sustavno analizirati izrada simulacijskog modela predloženog sustava.

Za potrebe izrade simulacijskog modela predloženog OFDM sustava koristio se Simulink programski paket. Na slici 13 prikazan je opći model digitalnog komunikacijskog sustava.

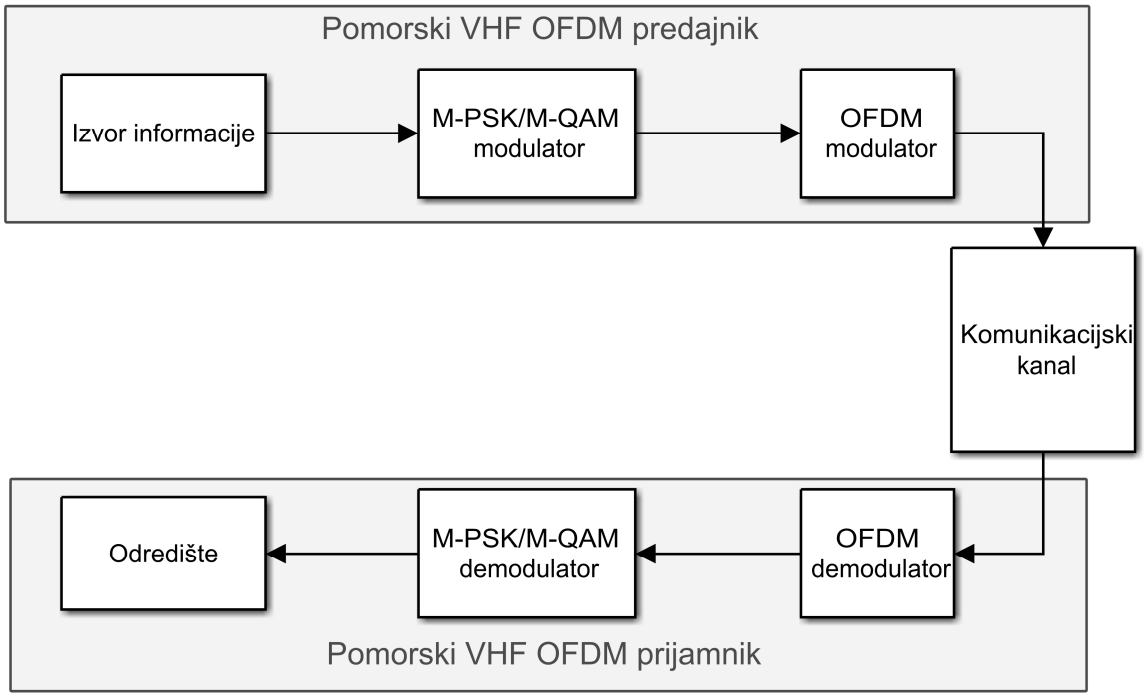


Slika 13: Opći model digitalnog komunikacijskog sustava
Izvor: Izradio autor prema [14]

Naime, svaki komunikacijski sustav sastoji se od izvora informacije, predajnika signala, komunikacijskog kanala za prijenos informacije, prijamnika signala i odredišta za rekonstrukciju i prikaz prenesene informacije. Nadalje, kod digitalnih komunikacijskih sustava, odnosno njihovih predajnika i prijamnika, analiziraju se i obrađuju vremenski diskretni signali, dok se u komunikacijskim kanalima analiziraju i obrađuju vremenski kontinuirani signali. Međutim, Simulink programski paket obrađuje signale u diskretnom vremenu, te je predloženi simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog sustava s OFDM modulacijom izrađen i analiziran u

osnovnom frekvencijskom području diskretnih signala. Drugim riječima, vremenski kontinuirani signali u komunikacijskim kanalima prikazani su i obrađivani kao vremenski diskretni signali. Dakle, nije potrebna pretvorba signala na pomorsko VHF frekvencijsko područje, jer je relevantne značajke moguće obrađivati i analizirati u osnovnom frekvencijskom području, uvažavajući utjecaje unutar VHF komunikacijskih kanala [14][19][40][76].

Na slici 14 prikazan je osnovni simulacijski model predloženog pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka temeljen na OFDM modulaciji.



Slika 14: Simulacijski model predloženog pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava za prijenos podataka
Izvor: Izradio autor

U nastavku rada analizirani su i opisani svi dijelovi predloženog pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava i njihovi podsustavi i elementi, te definirani i postavljeni parametri za testiranje i vrednovanje rezultata simulacijskog modela.

5.1. Simulacijski model pomorskog VHF OFDM predajnika

Jedan od dijelova predloženog komunikacijskog sustava je OFDM predajnik. Sa slike 14 vidljivo je da se simulacijski model predloženog pomorskog VHF OFDM predajnika sastoji od izvora informacije, digitalnog modulatora informacije te OFDM modulatora,

koji provodi IFFT nad valovima nosiocima, odnosno OFDM simbolima. U nastavku rada opisani su pojedini podsustavi navedenog predajnika, kao i njihovi elementi i parametri kojima su definirani.

5.1.1. Izvor informacije

Početak izrade simulacijskog modela pomorskog VHF OFDM predajnika predstavlja odabir izvora informacije (Prilog A.2.), odnosno podataka kojima će se modulirati *N* valova nosilaca. U ovome radu, kod izrade simulacijskog modela u Simulink programskom paketu kao izvor informacije odabran je sklop za generiranje slučajnih cijelih brojeva (engl. Random Integer Generator). Navedeni sklop generira cijele brojeve od 0 do $M - 1$ prema uniformnoj razdiobi, gdje parametar *M* odgovara razini modulacijske tehnike kojom će se modulirati valovi nosioci. Sljedeći parametar kojim je definiran navedeni generator slučajnih cijelih brojeva je i vrijeme uzorkovanja, odnosno vrijeme potrebno za prijenos podataka. Drugim riječima, ako je brzina prijenosa simbola R_s, u OFDM sustavu jednaka $R_s = \frac{N}{T}$, tada je vrijeme uzorkovanja generatora slučajnih cijelih brojeva jednako recipročnoj vrijednosti brzine prijenosa simbola, $\frac{1}{R_s}$ [14]. Kako brzina prijenosa ovisi o broju valova nosioca i širini kanala, potrebno je odrediti opći izraz za vrijeme uzorkovanja generatora slučajnih cijelih brojeva. Poznato je da je razmak između frekvencija valova nosilaca OFDM komunikacijskog sustava $\Delta f = \frac{B}{N+1} = \frac{16000}{N+1}$, gdje je *B* dozvoljena širina pomorskog VHF komunikacijskog kanala za prijenos informacije izražena u Hz. Vrijeme trajanja pojedinog simbola je $T_s = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N+1}{16000}$, a vrijeme trajanja cikličke ekstenzije za predloženi model je $T_g = \frac{T_s}{4} = \frac{N+1}{64000}$, pa je ukupno vrijeme trajanja prijenosa OFDM simbola $T = T_s + T_g = \frac{N+1}{12800}$. Konačno, slijedi da je brzina prijenosa simbola $R_s = \frac{N}{T} = \frac{12800 \cdot N}{N+1}$. Nadalje, u postavkama navedenog generatora moguće je odabrati generiranje podataka koji se dijele u *N* paralelnih blokova (engl. Frame-based), što odgovara broju valova nosilaca [14].

Nakon generiranja slučajnih cijelih brojeva, odnosno simbola za prijenos, potrebno je svakom simbolu dodijeliti $\log_2 M$ bitova, kako bi bilo moguće provesti *M*-razinske PSK i QAM modulacije. Ovo je moguće postići korištenjem Simulink sklopa pretvornika cijelih brojeva u bitove (engl. Integer to Bit Converter), gdje se unosi broj bitova po simbolu, odnosno $\log_2 M$ [2][14][19].

5.1.2. *M*-razinski digitalni modulator informacije

Sljedeći element simulacijskog modela pomorskog VHF OFDM predajnika je digitalni modulator, koji nad ulaznim simbolima provodi *M*-PSK, odnosno *M*-QAM modulaciju (Prilozi A.3. i A.5.). Međutim, kako navedeni modulator provodi moduliranje simbola, prije samog postupka modulacije potrebno je provesti pretvorbu ulaznih bitova u simbole za moduliranje korištenjem Simulink sklopa pretvornika bitova u simbole (cijele brojeve) (engl. Bit to Integer Converter). U ovome sklopu je također potrebno navesti parametar koji opisuje koliko je bitova dodijeljeno pojedinom simbolu, odnosno $\log_2 M$ [2][14][19].

Nakon navedene pretvorbe izvodi se digitalna modulacija ulaznih simbola korištenjem Simulink sklopova *M*-PSK, odnosno *M*-QAM modulatora u osnovnom frekvencijkom području (engl. *M*-PSK/Rectangular QAM Modulator Baseband). Najvažniji parametar kojim su definirani ovi Simulink sklopovi je razina modulacije, odnosno *M*. U ovome radu, prilikom izrade različitih simulacijskih scenarija, koristit će se $M = 4,8,16,32,64$. Sljedeći parametar koji definira navedene sklopove je početna faza, odnosno fazni pomak koji je postavljen u nulu. Posljednji parametar koji je potrebno postaviti kod ovih sklopova je način dodjeljivanja (engl. mapping) kompleksnih vrijednosti ulaznim simbolima. Drugim riječima, potrebno je odrediti način kodiranja u prethodno navedenom konstelacijskom dijagramu, odnosno I/Q ravnini. Standardni način dodjeljivanja ovih kompleksnih vrijednosti je Gray kodiranje, stoga je odabrano i u ovome radu [14][19].

Konačno, izlaz iz navedenog digitalnog modulatora predstavljaju kompleksni OFDM simboli s_k, gdje je $k = 0,1,...,N-1$, kojima će se modulirati *N* valova nosilaca.

5.1.3. OFDM modulator valova nosilaca

Nakon što su dobiveni kompleksni OFDM simboli pomoću *M*-PSK, odnosno *M*-QAM modulacije, potrebno ih je dovesti do sklopa za provođenje IFFT operacije. U ovome sklopu se svakom valu nosiocu dodjeljuje odgovarajući kompleksno modulirani simbol. Prema tome, sljedeći podsustav simulacijskog modela predloženog predajnika predstavlja OFDM modulator (Prilog A.7.). U ovome podsustavu kompleksni simboli dovode se do sklopa za provođenje IFFT-a, što se postiže korištenjem Simulink sklopa koji provodi inverznu brzu Fourierovu transformaciju nad ulaznim simbolima. Kod ovog sklopa potrebno je odrediti način implementacije IFFT-a, što je u ovome radu postavljeno na automatski odabir. Također, potrebno je označiti parametar kojim se izlazne vrijednosti dijele s brojem IFFT iteracija, što zapravo odgovara broju valova nosilaca, odnosno ulaznih simbola, *N*. Rezultat ovog sklopa je izraz (4.1.3):

$$s_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \text{ za } n = 0,1,2,...,N-1.$$

Problem koji se pojavljuje korištenjem Simulink sklopa za provođenje IFFT-a je slabljenje ulaznog signala $\sqrt{N}$ puta. Stoga, potrebno je uvesti sklop kojim će se izlazni signal iz IFFT sklopa dovesti na početnu ulaznu snagu. U tu svrhu u ovome simulacijskom modelu korišten je Simulink sklop za pojačanje signala (engl. Gain). Navedeni sklop opisan je iznosom pojačanja signala, koji je postavljen upravo na vrijednost $\sqrt{N}$.

Sljedeći element OFDM modulatora je sklop za dodavanje cikličke ekstenzije. Naime, navedeno je da je vrijeme trajanja cikličke ekstenzije jednako četvrtini vremena trajanja simbola. Kako svaki val nosilac prenosi jedan simbol, slijedi da je i broj valova nosilaca, odnosno kompleksnih simbola potrebnih za cikličku ekstenziju jednak četvrtini ukupnog broja valova nosioca, *N*. Drugim riječima, u ovom se sklopu zadnjih $N/4$ valova nosioca preslikava na početak izlaznog OFDM signala iz sklopa za provođenje IFFT-a. Za potrebe simulacijskog modela u ovom radu koristi se Simulink sklop za selektiranje vrijednosti iz ulaznih signala (engl. Selector). U ovome sklopu potrebno je postaviti broj ulaznih signala na jedan, te navesti koliko je ulaznih elemenata u signalu, što odgovara broju valova nosilaca, *N*. Nakon toga, potrebno je odrediti novi izlazni signal, kopiranjem zadnjih $N/4$ pozicija na početak ulaznog

signala. Ukoliko su pozicije vrijednosti ulaznog signala označene sa $i = 1,2,...,N$, tada se na početak ulaznog signala dodaju vrijednosti na pozicijama od $3N/4+1$ do N. Izlazni signal iz ovoga sklopa sadrži ukupno $5N/4$ kompleksno moduliranih valova nosilaca.

U uvodnom dijelu ovoga poglavlja navedeno je da se u Simulink programskom paketu signali obrađuju u osnovnom frekvencijskom području, što znači da prilikom izrade simulacije nije potrebno pretvarati ovako dobiveni signal na VHF frekvencijsko područje, kako bi se mogao prenijeti kroz komunikacijski kanal. Drugim riječima, u Simulink programskom paketu nije potrebno uvoditi sklopove za paralelno-serijsku pretvorbu podataka, digitalno-analogni pretvornik te predajnik signala, jer i sklopovi za simulaciju komunikacijskih kanala također obrađuju signale u diskretnom vremenu.

5.2. Simulacijski model pomorskog VHF OFDM prijamnika

Na prijamnoj strani predloženog pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka s OFDM modulacijom provode se suprotne operacije od onih koje su se provodile u predajniku. Kako Simulink programski paket obrađuje vremenski diskretne signale na osnovnom frekvencijkom području, nije potrebno izvoditi pretvorbu s pomorskog VHF frekvencijskog područja na osnovno, kao ni pretvarati analogni signal u digitalni.

U prethodnom je poglavlju naglašeno kako primljeni signali u prijamniku moraju biti vremenski i frekvencijski usklađeni s predajnikom. Kako sinkronizacijski algoritmi nisu objekt ovog istraživanja, za potrebe izrade simulacijskog modela u ovome radu pretpostavljeno je idealno vremensko i frekvencijsko usklađivanje predajnika i prijamnika. Nadalje, kako informaciju predstavljaju slučajno generirani cijeli brojevi, bez posebno definiranih pilotnih simbola, koji su analizirani u prethodnom poglavlju, u prijamniku nije potrebno izvoditi estimaciju impulsnog odziva kanala. Dakle, u ovom simulacijskom modelu testirat će se i analizirati prijenos podataka u pomorskom VHF OFDM komunikacijskom sustavu, bez procjenitelja impulsnog odziva kanala.

Simulacijski model predloženog pomorskog VHF OFDM prijamnika sastoji se od OFDM demodulatora, koji provodi FFT nad valovima nosiocima, digitalnog demodulatora informacije, te odredišta za prikaz prenesenih podataka. U nastavku rada opisani su pojedini elementi navedenog prijamnika, kao i njihovi parametri.

5.2.1. OFDM demodulator valova nosilaca

Prvi postupak nakon prijama OFDM signala predstavlja otklanjanje cikličke ekstenzije u OFDM demodulatoru (Prilog A.8.). U izrađenom simulacijskom modelu navedeno otklanjanje postiže se korištenjem već prethodno analiziranog Simulink sklopa za selektiranje vrijednosti iz ulaznih signala. U ovome sklopu ponovno je potrebno postaviti broj ulaza na jedan, te navesti koliko je ulaznih elemenata, što odgovara broju valova nosilaca uvećanom za broj valova nosilaca cikličke ekstenzije, odnosno $5N/4$. Nakon toga, potrebno je odrediti novi izlazni signal, otklanjanjem prvih $N/4$ pozicija iz ulaznog signala. Ukoliko se označe pozicije vrijednosti ulaznog signala sa $i = 1,2,...,5N/4,$ tada se izlazni signal sastoji od vrijednosti na pozicijama od $N/4+1$ do $5N/4$. Sada izlazni signal iz ovoga sklopa sadrži ukupno N kompleksno moduliranih valova nosilaca.

Nakon otklanjanja cikličke ekstenzije, nad valovima nosiocima izvodi se OFDM demoduliranje, odnosno provodi se operacija FFT-a. Međutim, prije provođenja FFT-a nad valovima nosiocima, potrebno je smanjiti ulaznu snagu signala za vrijednost $\frac{1}{\sqrt{N}}$. Naime, navedeno je da se korištenjem Simulink sklopa za provođenje IFFT-a slabi ulazni signal $\sqrt{N}$ puta, te je bilo potrebno uvesti sklop kojim će se izlazni signal iz IFFT sklopa dovesti na početnu ulaznu snagu, odnosno pojačati $\sqrt{N}$ puta. Analogno, sklop za provođenje FFT-a će ulazni signal povećati $\sqrt{N}$ puta, te je stoga potrebno uvesti sklop koji množi, odnosno slabi signal $\frac{1}{\sqrt{N}}$ puta. Ponovno se za navedenu svrhu koristi sklop za pojačanje signala u kojem se parametar pojačanja postavlja na $\frac{1}{\sqrt{N}}$.

Nakon pojačanja, moguće je provesti FFT nad valovima nosiocima. S tim ciljem, u ovom simulacijskom modelu korišten je Simulink sklop za provođenje FFT

transformacije nad ulaznim valovima nosiocima. Kod ovoga sklopa, kao i prethodno kod sklopa za provođenje IFFT-a, potrebno je odrediti način implementacije FFT-a, što je također postavljeno na automatski odabir. Nadalje, potrebno je označiti parametar kojim se duljina FFT-a određuje prema duljini ulaznog signala, odnosno prema broju valova nosioca.

Na izlazu iz OFDM demodulatora pojavljuju se uzorkovani signali opisani izrazom (4.2.1): $r_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} (h_n s_n + n_n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = h_k s_k + n_k$, za $k = 0, 1, ..., N-1$,

gdje je h_k impulsni odziv frekvencijski neselektivnog komunikacijskog kanala na valove nosioce OFDM signala.

5.2.2. *M*-razinski digitalni demodulator informacije

Sljedeći element simulacijskog modela pomorskog VHF OFDM prijamnika je digitalni demodulator, koji nad ulaznim kompleksnim simbolima provodi *M*-PSK, odnosno *M*-QAM demodulaciju (Prilozi A.4. i A.6.). U ovome simulacijskom modelu izvodi se digitalna demodulacija ulaznih simbola pomoću Simulink sklopova *M*-PSK, odnosno *M*-QAM demodulatora u osnovnom frekvencijskom području (engl. *M*-PSK/Rectangulat QAM Demodulator Baseband). Najvažniji parametar koji definira ove Simulink sklopove, kao i prethodno sklopove modulatora, je razina modulacije, odnosno *M*, koja mora odgovarati razini modulacije odabranog modulatora u predajniku. Također, kao i kod modulatora, sljedeći parametar koji opisuje ove sklopove je početna faza, odnosno fazni pomak koji je, kao i u predajniku, postavljen u nulu. Kako bi demodulator bio usklađen s modulatorom u smislu načina dodjeljivanja kompleksnih vrijednosti ulaznim simbolima, kod ovih se sklopova također koristi Gray kodiranje [2][14][19].

Izlazne signale iz digitalnih demodulatora predstavljaju demodulirani simboli, kojima je potrebno dodijeliti $\log_2 M$ bitova. Stoga, potrebno je provesti pretvorbu ulaznih simbola u bitove korištenjem Simulink sklopa pretvornika simbola (cijelih brojeva) u bitove. Već je prethodno spomenuto da je u ovome sklopu potrebno navesti parametar koji opisuje koliko je bitova dodijeljeno pojedinom simbolu, odnosno $\log_2 M$ [14][19].

5.2.3. Odredište za prikaz prenesenih podataka

Posljednji podsustav u simulacijskom modelu predloženog pomorskog VHF OFDM prijamnika predstavlja odredište za prikaz prenesenih podataka, odnosno generiranih cijelih brojeva (Prilog A.9.). Ovaj se element sastoji od dvaju sklopova: pretvornika bitova u cijele brojeve te zaslona za prikaz rekonstruiranih prenesenih cijelih brojeva. Prvi Simulink sklop već je prethodno opisan. Dakle, potrebno je odrediti parametar koji opisuje koliko je bitova dodijeljeno pojedinom cijelom broju, odnosno $\log_2 M$. Posljednji element simulacijskog modela je zaslon gdje su prikazani primljeni cijeli brojevi. U ovome simulacijskom modelu za tu je svrhu korišten Simulink sklop za prikaz podataka (engl. Display). Ovaj sklop ovisi o vrsti podataka za prikaz, što znači da je potrebno postaviti parametre za prikaz cijelih brojeva.

Na zaslonu mogu biti prikazani rekonstruirani cijeli brojevi s ili bez greške, što ovisi o utjecaju komunikacijskog kanala, odnosno njegovom impulsnom odzivu, kao i o aditivnom šumu. U nastavku rada opisan je simulacijski model komunikacijskog kanala kroz koji se prenosi digitalni OFDM signal od predajnika do prijamnika.

5.3. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala

Poznato je da kod OFDM komunikacijskih sustava, svaki val nosilac predstavlja jedan kanal vrlo male širine, te se prema tome kod ovih sustava pojavljuje frekvencijski neselektivni feding. Nadalje, modeliranje komunikacijskih kanala s neselektivnim fedingom nastalim zbog višestaznog propagiranja ovisi o propagacijskim putovima radiovalova. Međutim, korištenjem cikličke ekstenzije kod OFDM komunikacijskih sustava, višestazne komponente propagacije radiovalova nemaju utjecaja na frekvencije i faze valova nosioca OFDM signala, odnosno njihove amplitude modulirane su isključivo amplitudom fedinga. Prijenosni OFDM signal je dodatno izložen utjecaju aditivnog bijelog Gaussovog šuma ili AWGN-a.

Kako su se kod modeliranja frekvencijski neselektivnog fedinga koristile Rayleigheva ili Riceova razdioba vjerojatnosti slučajne varijable koja opisuje amplitudu navedenog fedinga, u ovom su se radu i pri izradi simulacijskog modela komunikacijskog kanala koristile navedene razdiobe. Također, u navedenom simulacijskom modelu analiziran je i utjecaj aditivnog bijelog Gaussovog šuma.

5.3.1. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga

Navedeno je da se Rayleigheva razdioba vjerojatnosti slučajne varijable, kojom je opisana amplituda fedinga, koristi kod komunikacijskih sustava u kojima nema direktne linije propagiranja radiovalova. U izrađenom simulacijskom modelu komunikacijskog kanala (Prilog A.10.) korišten je Simulink sklop koji simulira odziv kanala sa značajkom Rayleighevog višestaznog fedinga (engl. Multipath Rayleigh Fading Channel). Kako se u Simulink programskom paketu analiziraju i obrađuju signali u diskretnom vremenu, u ovaj je sklop moguće dovesti signale direktno iz OFDM modulatora pomorskog VHF OFDM predajnika [28].

Sklop odziva kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga definiran je s nekoliko parametara. Prvi parametar određuje maksimalnu frekvenciju Dopplerovog pomaka, koja je rezultat gibanja prijamnika i predajnika. Kako je već izračunato da je kod brzine gibanja broda od ν = 60 km/h (≈ 30 čv.) pri frekvenciji vala nosioca pomorskog VHF komunikacijskog kanala 24, maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka f_D = 8,73 Hz, u ovom je simulacijskom modelu korištena navedena vrijednost. Sljedeći parametar je vrsta Dopplerovog spektra, odnosno spektra snage kojeg opisuju višestazne komponente propagacije radiovalova. U ovome je simulacijskom modelu odabran Jakesov Dopplerov spektar, koji polazi od sljedećih pretpostavki:

- radiovalovi propagiraju horizontalno, što je značajka i VHF radiovalova
- kutovi upada višestaznih komponenti radiovalova su uniformno raspodijeljeni u intervalu $[-\pi, \pi]$
- prijamna antena je neusmjerena – koristi se i u pomorskim VHF komunikacijama.

Nadalje, sljedeći parametri određuju vremena kašnjenja i atenuaciju pojedinih komponenata višestaznog propagiranja radiovalova. Kako ciklička ekstenzija uklanja učinak višestaznih komponenti, tako su ovi parametri postavljeni u nulu. Naposljetku, kako je izlaz iz ovoga sklopa signal s kompleksnim vrijednostima opisanim amplitudom i fazom, potrebno je odrediti dva izlaza iz ovoga bloka, kako bi se naknadno mogla otkloniti fazna komponenta. Razlog tome je što kod frekvencijski

neselektivnih kanala utjecaj na prijenosni signal ima isključivo amplituda fedinga u komunikacijskom kanalu.

Prema tome, sljedeći element simulacijskog modela komunikacijskog kanala je sklop za otklanjanje faze izlaznog signala iz Rayleighevog kanala (Prilog A.12.). U tu svrhu koristi se nekoliko Simulink sklopova. Prvi od njih pretvara kompleksni signal u njegovu amplitudu ili fazu (engl. Complex to Magnitude-Angle) te se u ovome sklopu odabire parametar faze kao izlazni signal. Nakon ovog sklopa dodaje se Simulink sklop za pojačanje signala (engl. Gain) koji zapravo množi ulazni signal s nekom određenom konstantom. Kao vrijednost pojačanja u ovome se sklopu odabire konjugirana imaginarna jedinica, odnosno $-j$. Zatim slijedi Simulink sklop koji provodi jednu od nekoliko unaprijed definiranih matematičkih funkcija (engl. Math Function), gdje se odabire eksponencijalna funkcija. Ovime je dobivena eksponencijalna funkcija s kompleksnom konjugiranom vrijednošću u odnosu na izlazni signal iz Rayleighevog kanala u eksponentu. Konačno, zadnji Simulink sklop ovog elementa predstavlja sklop za množenje signala (engl. Product). U ovome je sklopu potrebno odrediti dva ulaza: kompleksni signal iz Rayleighevog kanala i prethodno dobiveni signal opisan eksponencijalnom funkcijom. Rezultat ovoga sklopa, kao i cijelog elementa je zapravo amplituda Rayleighevog fedinga.

5.3.2. Simulacijski model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga

Navedeno je da se Nakagami-n ili Riceova razdioba vjerojatnosti slučajne varijable, kojom je opisana amplituda fedinga, koristi kod komunikacijskih sustava u kojima postoji jaka komponenta direktnog propagiranja radiovalova i mnogo manjih slabijih višestaznih komponenti. U izrađenom simulacijskom modelu komunikacijskog kanala (Prilog A.11.) korišten je Simulink sklop koji simulira odziv kanala sa značajkom Riceovog višestaznog fedinga (engl. Multipath Rician Fading Channel).

Ovaj sklop je, kao i sklop Rayleighevog kanala, definiran s nekoliko parametara. Najvažniji parametar je $K = n^2$ faktor, koji je opisan u prethodnom poglavlju. Ovaj faktor predstavlja odnos snaga direktne komponente i prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova. Ukoliko je ovaj parametar postavljen u nulu, tada ovaj Simulink sklop rezultira jednakim značajkama kao i sklop Rayleighevog kanala. Što je navedeni parametar veći, to je jača direktna komponenta propagacije

radiovalova u odnosu na višestazne komponente, te će rezultirati boljim prijamom, odnosno manjom greškom u prijemnom signalu.

Također, kao i kod sklopa Rayleighevog kanala, i u ovome sklopu postoje parametri vezani uz višestazne komponente radiovalova: Dopplerov pomak, početna faza, vremensko kašnjenje i atenuacija svake pojedine komponente. U ovome su simulacijskom modelu navedeni parametri postavljeni u nulu, jer zbog korištenja cikličke ekstenzije nemaju utjecaja na prijenosni signal.

Parametar koji je također već naveden kod sklopa Rayleighevog kanala je maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka, koja se ponovno postavlja na istu izračunatu vrijednost f_D = 8,73 Hz. Također se kao vrsta Dopplerovog spektra snage odabire navedeni Jakesov Dopplerov spektar, te se određuju dva izlaza iz ovoga sklopa kako bi se ponovno mogla otkloniti fazna komponenta izlaznog signala.

Već je prethodno opisan sklop za otklanjanje fazne komponente izlaznog signala, koji se koristi i kod ovoga modela pomorskog komunikacijskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga. Rezultat ovoga sklopa je amplituda Ricevog fedinga.

5.3.3. Simulacijski model aditivnog bijelog Gaussovog šuma

Nakon prolaska kroz komunikacijski kanal s karakteristikom fedinga, prijenosni signal je dodatno izložen utjecaju aditivnog bijelog Gaussovog šuma, odnosno AWGN-a na ulazu u prijamnik. Za navedeni bijeli Gaussov šum obično se pretpostavlja da je statistički neovisan o amplitudi fedinga, te se opisuje spektralnom gustoćom snage N_0 (W/Hz).

U ovome simulacijskom modelu za potrebe dodavanja AWGN-a u prijenosni signal, koji je bio izložen značajkama Rayleighevog ili Riceovog fedinga, koristi se Simulink sklop koji simulira AWGN šum u komunikacijskom kanalu (engl. AWGN Channel). Ovaj sklop dodaje bijeli Gaussov šum u ulazni signal (Prilozi A.10. i A.11.).

Kod ovoga sklopa je najvažniji parametar način izračuna varijance šuma. Naime, srednja vrijednost Gaussove razdiobe kod ovog sklopa je unaprijed postavljena u nulu kad su na ulazu kompleksni signali, dok se varijanca određuje u samom sklopu prema sljedećim unesenim vrijednostima parametara:

- E_s / N_0 – odnos energije signala i spektralne gustoće snage izražen u dB
- E_b / N_0 – odnos energije bitova i spektralne gustoće snage izražen u dB
- SNR – odnos jačine signala i šuma izražen u dB
- proizvoljno odabrana varijanca.

U ovome simulacijskom modelu odabran je parametar SNR na temelju kojeg se u navedenom sklopu izračunava varijanca šuma. Variranjem navedenog parametra od 0 dB naviše, proučavat će se i analizirati utjecaj aditivnog bijelog Gaussovog šuma na primljeni signal, odnosno na pogrešku prijama pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava [4].

6. ANALIZA REZULTATA SIMULACIJSKOG MODELA PREDLOŽENOG VHF OFDM KOMUNIKACIJSKOG SUSTAVA

Nakon što je u prethodnom poglavlju detaljno opisan i analiziran izrađeni simulacijski model predloženog pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka s OFDM modulacijom, u ovome dijelu rada analizirani su i vrednovani rezultati izrađenog modela.

Kriteriji za ocjenu uspješnosti izrađenog simulacijskog, ali i analitičkog modela pomorskog VHF OFDM sustava su: brzina prijenosa podataka izražena u bit/s, spektralna učinkovitost sustava izražena u postotcima te zadovoljavajuća vrijednost vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova na prijamnoj strani sustava pri različitim vrijednostima odnosa snaga signala i šuma izražene u dB.

Pri izradi analitičkog modela pomorskog VHF OFDM predajnika određene su brzine i spektralne učinkovitosti za različiti broj valova nosioca, koje su prikazane u tablici 8.

Tablica 8: Brzina prijenosa simbola i spektralna učinkovitost VHF OFDM sustava bez višerazinskih PSK ili QAM modulacija

Broj valova nosioca – *N*	**Brzina prijenosa simbola – R_s (ksimbol/s)**	**Spektralna učinkovitost – η (simboli/s/Hz)**
8	11,38	71 %
16	12,05	75 %
32	12,41	78 %
64	12,60	79 %

Također, navedeno je da se brzina prijenosa, a samim time i spektralna učinkovitost povećavaju s povećanjem razine modulacije *M*. Drugim riječima, kako svaki simbol prenosi $n = \log_2 M$ bitova informacije, tada slijedi da je brzina prijenosa podataka izražena u kbit/s određena izrazom $R_b = \log_2 M \cdot R_s$, dok je spektralna učinkovitost izražena u bit/s/Hz određena izrazom $\eta = \frac{R_b}{B}$, gdje je $B = 16$ kHz, odnosno dozvoljena širina pomorskog VHF komunikacijskog kanala za prijenos informacije. Korištenjem različitih razina modulacija i broja valova nosioca postignute su različite

brzine prijenosa podataka i spektralne učinkovitosti predloženog VHF OFDM komunikacijskog sustava za prijenos podataka (Tablica 9).

Tablica 9: Brzina prijenosa podataka i spektralna učinkovitost VHF OFDM sustava s *M*-PSK ili *M*-QAM modulacijama

Brzina prijenosa bitova – R_b (kbit/s)				
M \ N	**8**	**16**	**32**	**64**
4	22,76	24,09	24,82	25,21
8	34,13	36,14	37,24	37,81
16	45,51	48,19	49,65	50,41
32	56,89	60,24	62,06	63,02
64	68,27	72,28	74,47	75,62

Spektralna učinkovitost – η (bit/s/Hz)				
M \ N	**8**	**16**	**32**	**64**
4	142 %	151 %	155 %	158 %
8	213 %	226 %	233 %	236 %
16	284 %	301 %	310 %	315 %
32	356 %	376 %	388 %	394 %
64	427 %	452 %	465 %	473 %

Iz tablice 9 je vidljivo da već pri korištenju najmanjeg broja valova nosioca ($N = 8$), te uz najmanju razinu PSK ili QAM modulacije ($M = 4$), postignuta brzina prijenosa podataka iznosi $R_b = 22{,}76$ kbit/s, dok je spektralna učinkovitost $\eta = 142\%$, odnosno $\eta = 1{,}42$ bit/s/Hz. S druge strane, uz korištenje najvećeg predloženog broja valova nosioca ($N = 64$), te uz najveću razinu modulacije ($M = 64$), postignuta brzina prijenosa podataka iznosi $R_b = 75{,}62$ kbit/s, a spektralna učinkovitost $\eta = 473\ \%$, odnosno $\eta = 4{,}73$ bit/s/Hz.

Ukoliko se dobivene brzine prijenosa podataka i spektralne učinkovitosti usporede s jednakim parametrima postojećeg pomorskog automatskog identifikacijskog sustava (AIS-a), čija brzina prijenosa podataka iznosi $R_b = 9{,}6$ kbit/s, a spektralna učinkovitost uz istu širinu pomorskog VHF komunikacijskog kanala $\eta = \frac{R_b}{B} = 60\%$, odnosno $\eta = 0{,}6$ bit/s/Hz, slijedi da su već pri najmanjem broju valova nosioca i razini modulacije, navedeni parametri predloženog sustava uvećani 2,37 puta u odnosu na AIS sustav. Pri korištenju najvećeg broja valova nosioca i najveće razine modulacije, navedeni parametri uvećani su 7,88 puta u odnosu na AIS sustav.

Nakon određivanja postignutih brzina prijenosa podataka i spektralnih učinkovitosti pomorskog VHF OFDM sustava, potrebno je odrediti i najvažniji parametar za evaluaciju rezultata simulacijskog modela, odnosno vrijednost vjerojatnosti ili

učestalosti pojave pogrešnih bitova. S tim ciljem, na prethodno izrađenom i opisanom simulacijskom modelu predloženog VHF OFDM sustava izveden je veći broj simulacija u vremenskoj domeni, ovisno o broju valova nosioca, vrsti i razini modulacije, modelu komunikacijskog kanala te o vrijednosti SNR-a. Vrijeme trajanja svake simulacije određeno je vremenom potrebnim za prijenos ukupno 10^6 bitova informacije.

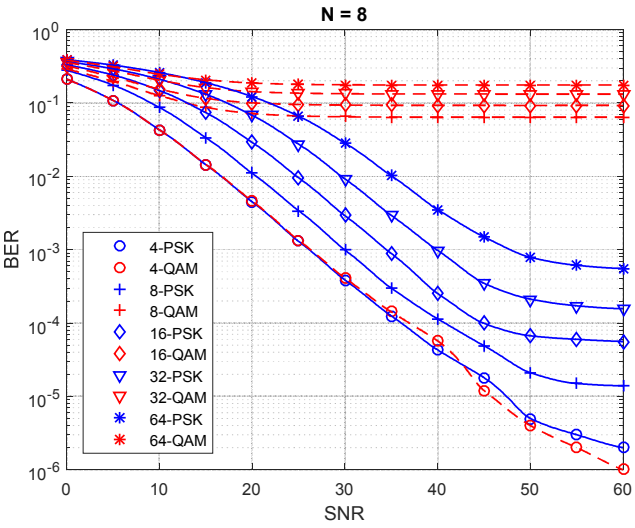
6.1. Analiza rezultata simulacijskog modela predloženog VHF OFDM sustava u komunikacijskom kanalu sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN

Prema izračunima u [54] očekivane vrijednosti SNR-a za pomorske VHF komunikacijske sustave nalaze se u intervalu od 2 dB do 56 dB. Prema tome, za potrebe izvođenja simulacija i analize dobivenih rezultata u ovome radu odabran je interval SNR-a od 0 dB do 60 dB. U simulacijskom modelu navedeni parametar se unosi u sklop koji simulira AWGN šum u komunikacijskom kanalu na temelju kojeg se izračunava varijanca šuma.

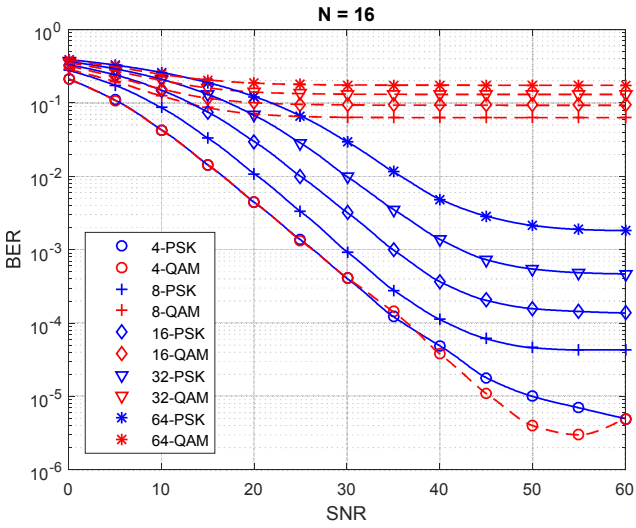
U prvom simulacijskom modelu proučavao se utjecaj frekvencijski neselektivnog komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga uz aditivni bijeli Gaussov šum. U ovom modelu koristile su se *M*-razinske PSK i QAM modulacije za moduliranje *N* broja valova nosioca. Razine modulacija koje su proučavane u ovome radu su $M = 4,8,16,32,64$, a brojevi valova nosioca $N = 8,16,32,64$ za obje vrste digitalnih modulacija ulaznih podataka, što znači da je ukupno bilo potrebno izvesti 40 simulacija za određenu vrijednost SNR-a. Nadalje, kako se parametar SNR mijenja od 0 dB do 60 dB, simulacije su provedene za vrijednosti $\mathrm{SNR} = 0,5,10,15,20,25,30,35,40,45,50,55,60\,\mathrm{dB}$. Dakle, za navedeni model komunikacijskog kanala provedeno je ukupno 520 simulacija tijekom kojih se izračunavala vrijednost vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova, odnosno BER.

Navedeno je da parametar SNR predstavlja odnos jačine signala i šuma u komunikacijskom kanalu. Ukoliko je navedeni parametar vrlo mali, odnosno 0 dB, tada u komunikacijskom kanalu postoji vrlo izraziti šum, i analogno ukoliko je SNR vrlo velik, tada je u komunikacijskom kanalu prisutno vrlo malo šuma.

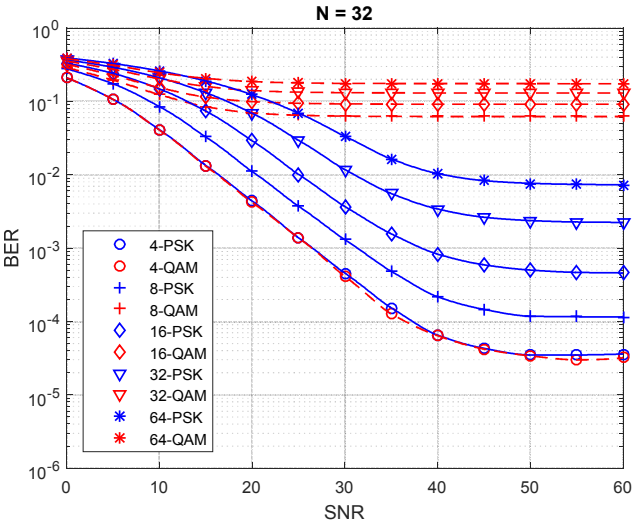
Na slikama 15, 16, 17 i 18 prikazani su rezultati provedenih simulacija, odnosno prikazani su odnosi SNR-a i BER-a u komunikacijskom kanalu sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN.



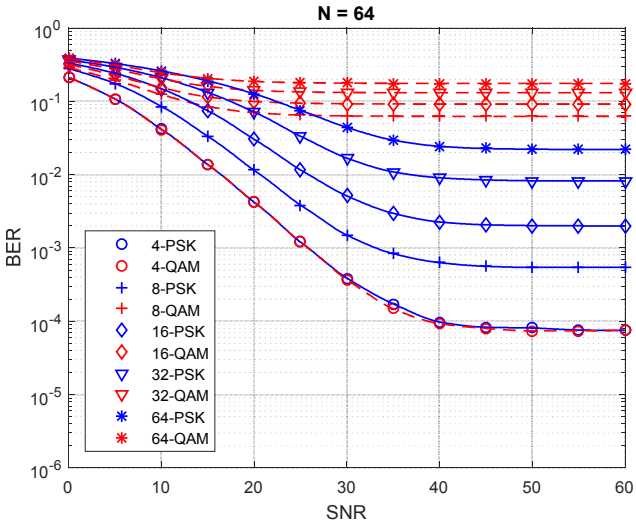
Slika 15: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz *N* = 8



Slika 16: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz *N* = 16



Slika 17: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz *N* = 32



Slika 18: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz *N* = 64

Kako je prethodno navedeno da su simulacije provedene za određene vrijednosti SNR-a u rasponu od 0 dB do 60 dB, dobivene vrijednosti BER-a uz odgovarajuću vrijednost SNR-a označene su različitim markerima. Krivulje koje spajaju određene markere izračunate su metodom interpolacije u MATLAB programskom jeziku.

Vrijednosti parametra BER prikazane su u logaritamskoj skali u rasponu od 10^{-6} do 10^{0}, što zapravo prikazuje koliko je pogrešnih bitova primljeno u pomorskom VHF OFDM prijamniku u odnosu na odaslanih 10^{6} bitova s pomorskog VHF OFDM predajnika.

Na slici 15 prikazani su rezultati simulacija za predloženi VHF OFDM sustav koji koristi 8 valova nosioca. Sa slike je vidljivo da parametar BER ovisi o vrsti i razini modulacijske tehnike. Naime, 4-razinska PSK i QAM modulacija imaju gotovo jednake i uz to najbolje performanse uspoređujući s ostalim razinama modulacije. Odnosno, pri nižim vrijednostima SNR-a, dakle uz jače izražene šumove u komunikacijskom kanalu, imaju najmanje vrijednosti BER-a, tj. najmanje pogrešno primljenih bitova. S druge strane, najveće vrijednosti BER-a pojavljuju se kod 64-razinske QAM modulacije.

Također, vidljivo je da višerazinske QAM modulacije ($M = 8,16,32,64$) imaju vrlo visoke vrijednosti BER-a. Uz navedeno, vidljivo je da su vrijednosti BER-a konstantne nakon približno 20 dB SNR-a. Drugim riječima, postupnim smanjivanjem šuma u komunikacijskom kanalu ne mijenja se vrijednost BER-a, odnosno šum nema utjecaja na OFDM signal. Stoga, može se zaključiti da amplituda Rayleighevog fedinga ima negativan učinak na višerazinske QAM modulacije u predloženom VHF OFDM sustavu.

Dakle, PSK modulacija pokazuje bolje karakteristike u predloženom pomorskom VHF OFDM sustavu za prijenos podataka s 8 valova nosioca unutar komunikacijskih kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN, u odnosu na QAM modulaciju.

Prema [33] prihvatljivi BER ne smije biti veći od 10^{-3} za, u toj preporuci, predložene VHF sustave za prijenos podataka, dok prema [25] BER ne smije biti veći od 10^{-2} za klasu A AIS uređaja. Kod predloženog VHF OFDM sustava za prijenos podataka s 8 valova nosioca, navedene vrijednosti BER-a korištenjem višerazinskih PSK modulacija postižu se pri vrijednostima SNR-a prikazanim u tablici 10.

Tablica 10: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N = 8$

$N = 8$				
BER = 10^{-2}			BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)		Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	17		4-PSK	26
8-PSK	20		8-PSK	30
16-PSK	25		16-PSK	34
32-PSK	30		32-PSK	40
64-PSK	35		64-PSK	48

Kada se u predloženom VHF OFDM sustavu koristi više od 8 valova nosioca, na slikama 16, 17 i 18 također se može uočiti da parametar BER ovisi o vrsti i razini modulacijske tehnike. Na analogan način može se uočiti da PSK modulacija ima bolje performanse u odnosu na QAM modulaciju za razine modulacija veće od 4. Naime, 4-PSK i 4-QAM modulacije ponovno pokazuju gotovo identične i, uspoređujući s ostalim razinama modulacije, najbolje karakteristike kod sustava s brojem valova nosioca većim od 8.

Također je vidljivo da višerazinske QAM modualcije ($M = 8,16,32,64$) imaju vrlo visoke vrijednosti BER-a, te se smanjivanjem šuma u komunikacijskom kanalu navedena vrijednost ne mijenja, odnosno konstantna je. Dakle, i pri korištenju većeg broja valova nosioca amplituda Rayleighevog fedinga također ima negativan utjecaj na višerazinske QAM modulacije. Međutim, uspoređujući navedene slike vidljivo je da povećanjem broja valova nosioca, pri jednakim vrijednostima SNR-a, vjerojatnost ili učestalost pojave pogrešnog bita također raste.

U tablici 11 prikazane su vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu prethodno spomenute granične vrijednosti parametra BER 10^{-2} i 10^{-3} korištenjem više valova nosioca.

Kao i kod sustava s 8 valova nosioca, 4-razinska PSK modulacija postiže granične vrijednosti parametra BER pri najmanjim vrijednostima SNR-a. Odnosno za ovu su modulacijsku tehniku navedene vrijednosti neovisne o broju valova nosioca. Kod višerazinskih PSK modulacija, povećava se vrijednost SNR-a pri kojima je moguće postići navedene vrijednosti BER-a. Međutim, već pri korištenju 64-razinske PSK

modulacije uz 16 valova nosioca nemoguće je ostvariti vrijednost BER-a od 10^{-3}, dok je pri korištenju iste modulacijske tehnike uz 64 valova nosioca nemoguće ostvariti i vrijednost BER-a od 10^{-2}.

Nadalje, na navedenim slikama može se uočiti da kod sustava s više od 8 valova nosioca i pri višim vrijednostima SNR-a, parametar BER postaje konstantan, što znači da šum više nema utjecaja na OFDM signal. Također, navedena konstantna vrijednost ovisi o broju valova nosioca, odnosno raste s njihovim povećanjem. Dakle, kada šum nema utjecaja na pogrešno primljene bitove na prijamnoj strani predloženog VHF OFDM sustava, može se zaključiti da intenzitet negativnog učinka amplitude Rayleighevog fedinga ovisi o broju valova nosioca.

6.2. Analiza rezultata simulacijskog modela predloženog VHF OFDM sustava u komunikacijskom kanalu sa značajkom Riceovog fedinga uz AWGN

U drugom simulacijskom modelu proučavao se utjecaj frekvencijski neselektivnog komunikacjskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga uz aditivni bijeli Gaussov šum. U ovome su se modelu također koristile jednake razine PSK i QAM modulacija za moduliranje jednakog broja valova nosioca kao i kod simulacijskog modela s Rayleighevim komunikacijskim kanalom. Dakle, ponovno je bilo potrebno izvesti 40 simulacija za određenu vrijednost SNR-a, ali i uz određenu vrijednost parametra $K = n^2$, koji predstavlja odnos snaga direktne komponente i prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova. Također, vrijednosti parametra SNR su jednake kao i u prošlom modelu, a vrijednosti parametra K su $0,1,2,3,4,5$. Dakle, za ovaj model komunikacijskog kanala ukupno je provedeno 3120 simulacija tijekom kojih se izračunavala vrijednost vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova, odnosno BER. Tijekom izrade analitičkog modela pomorskog VHF komunikacijskog kanala, navedeno je da kanal s Riceovom ili Nakagami-*n* razdiobom vjerojatnosti amplitude fedinga odgovara Rayleighevoj razdiobi vjerojatnosti kada je parametar $K = n^2 = 0.$ Dakle, prva skupina od 520 simulacija izvedena je uz parametar $K = 0$ u Riceovom komunikacijskom kanalu uz AWGN.

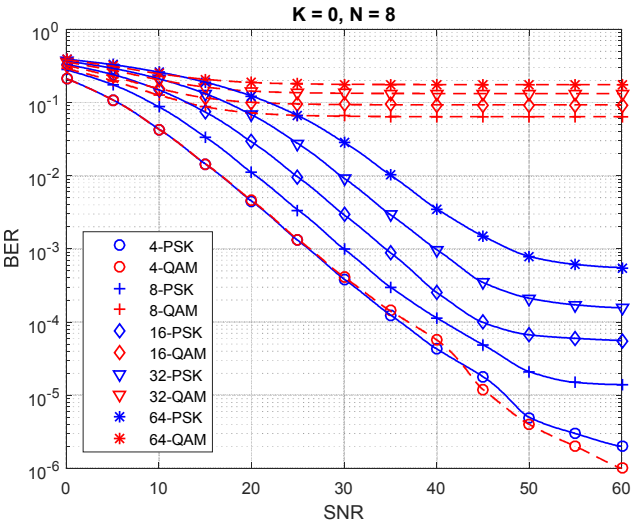
Tablica 11: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N > 8$

$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	17	4-PSK	26
8-PSK	20	8-PSK	30
16-PSK	25	16-PSK	38
32-PSK	30	32-PSK	42
64-PSK	36	64-PSK	
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	20	8-PSK	31
16-PSK	25	16-PSK	38
32-PSK	31	32-PSK	
64-PSK	41	64-PSK	
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	21	8-PSK	33
16-PSK	26	16-PSK	
32-PSK	37	32-PSK	
64-PSK		64-PSK	

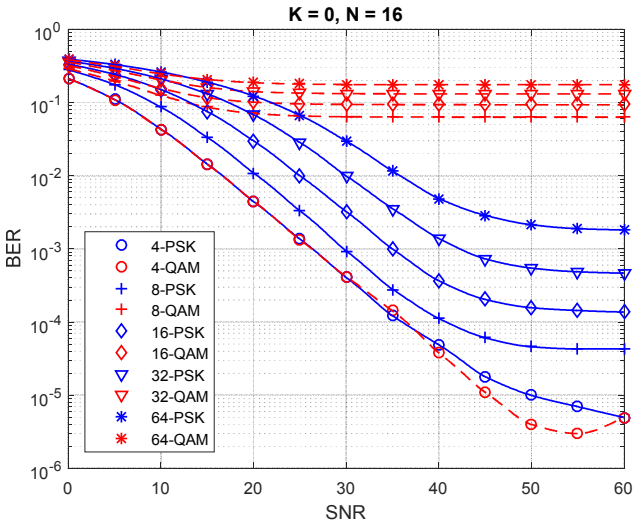
Na slikama 19, 20, 21 i 22 prikazani su rezultati navedene skupine simulacija, odnosno prikazani su odnosi SNR-a i BER-a. Navedene slike prikazuju, kao i kod simulacijskog modela s Rayleighevim kanalom, vrijednosti BER-a u logaritamskoj skali od 10^{-6} do 10^{0} pri određenim vrijednostima SNR-a za različite vrste i razine modulacija.

Ukoliko se navedene slike usporede sa slikama 15, 16, 17 i 18 koje su prethodno analizirane za simulacijski model Rayleighevog kanala, može se uočiti da su slike identične. Nadalje, ukoliko se usporede i vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu granične vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} , vidljivo je da su te vrijednosti također jednake. Dakle, analiza rezultata skupine od 520 simulacija provedenih unutar simulacijskog modela pomorskog VHF OFDM sustava s N valova nosioca i M razina PSK i QAM

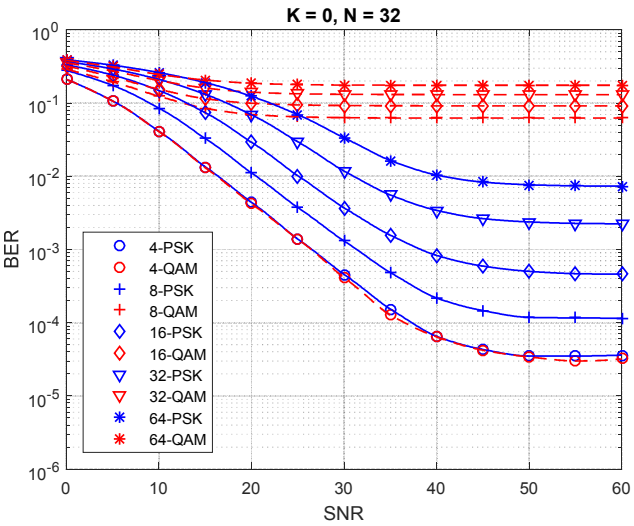
modulacija, odgovara prethodno provedenoj analizi rezultata kod sustava s Rayleighevim kanalom. Stoga, nije potrebno ponovno navoditi iste zaključke.



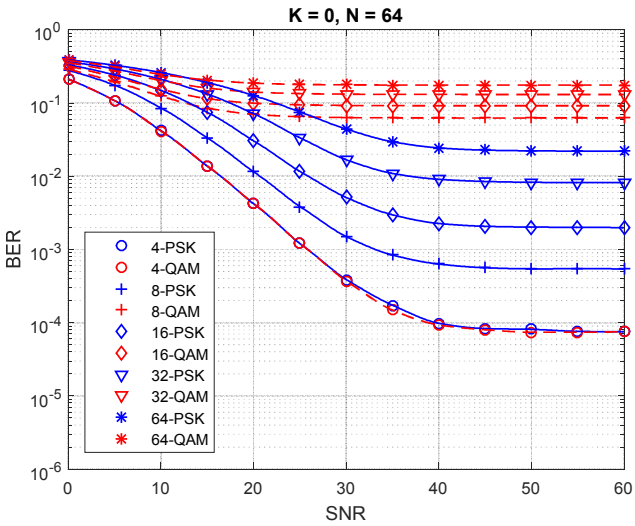
Slika 19: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 8$



Slika 20: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 16$



Slika 21: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 32$



Slika 22: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 64$

Ova skupina simulacija je pokazala i dokazala analitički zaključak da komunikacijski kanal sa značajkom Rayleighevog fedinga ima jednaki odziv na prijenosni signal kao i komunikacijski kanal sa značajkom Riceovog fedinga kada je parametar K jednak nuli. Dakle, kada je parametar K jednak nuli unutar komunikacijskog kanala ne postoji direktna komponenta propagiranja radiovalova između predajnika i prijamnika, već isključivo reflektirane višestazne komponente.

Sljedeća skupina od 520 simulacija izvedena je uz parametar K = 1 u Riceovom komunikacijskom kanalu uz AWGN. Kada parametar K iznosi jedan, tada je snaga direktne komponente jednaka snazi prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova.

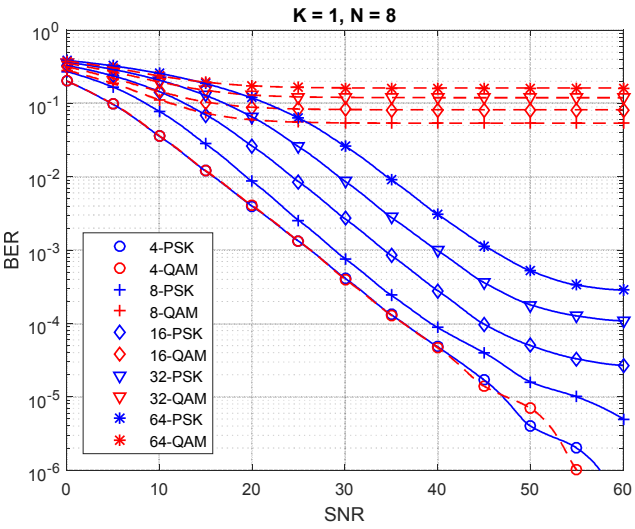
Na slikama 23, 24, 25 i 26 nalaze se rezultati navedene skupine simulacija, odnosno prikazani su odnosi SNR-a i BER-a. Analogno prethodnim rezultatima, navedene slike prikazuju odnose SNR-a i BER-a za 8, 16, 32 i 64 vala nosioca uz različite razine PSK i QAM modulacija. Kao i kod modela s Rayleighevim kanalom vidljivo je da parametar BER i dalje ovisi o vrsti i razini modulacijske tehnike. Također 4-razinska PSK i QAM modulacija imaju gotovo jednake i uz to najbolje performanse uspoređujući s ostalim razinama modulacije, dok se najveće vrijednosti BER-a ponovno pojavljuju kod 64-razinske QAM modulacije.

Višerazinske QAM modulacije ($M = 8,16,32,64$) ponovno imaju vrlo visoke i pri višim vrijednostima SNR-a konstantne vrijednosti BER-a. Dakle, može se zaključiti da i amplituda Riceovog fedinga ima negativan učinak na višerazinske QAM modulacije u predloženom VHF OFDM sustavu.

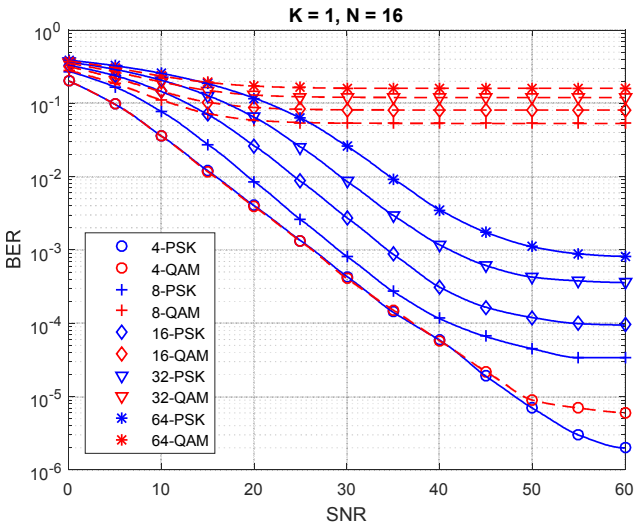
Dakle, PSK modulacija također pokazuje bolje karakteristike u predloženom pomorskom VHF OFDM sustavu za prijenos podataka unutar komunikacijskih kanala sa značajkom Riceovog fedinga uz AWGN, u odnosu na QAM modulaciju.

Nadalje, uspoređujući slike vidljivo je da povećanjem broja valova nosioca, pri jednakim vrijednostima SNR-a, vjerojatnost ili učestalost pojave pogrešnog bita također raste.

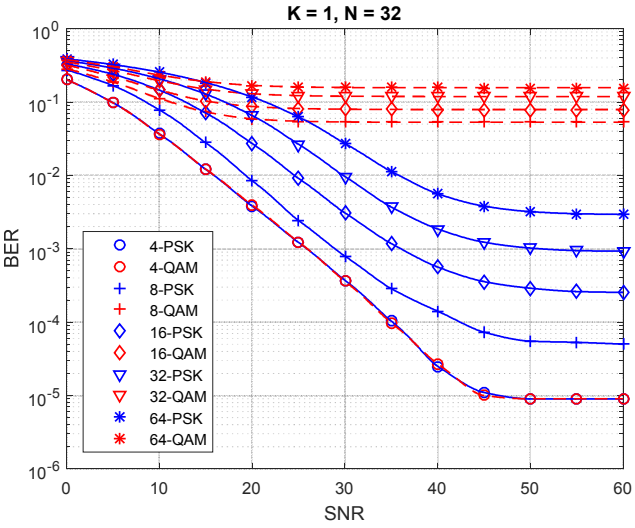
U tablici 12 prikazane su vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu prethodno spomenute granične vrijednosti parametra BER 10^{-2} i 10^{-3}. Iz te je tablice vidljivo da 4-razinska PSK modulacija postiže granične vrijednosti parametra BER pri najmanjim vrijednostima SNR-a, neovisno o broju valova nosioca. Kod višerazinskih PSK modulacija, povećava se vrijednost SNR-a pri kojima je moguće postići navedene vrijednosti BER-a. Međutim, pri korištenju 64-PSK uz 32 vala nosioca nemoguće je ostvariti vrijednost BER-a od 10^{-3}, dok je pri korištenju iste modulacijske tehnike uz 64 valova nosioca nemoguće ostvariti i vrijednost BER-a od 10^{-2}.



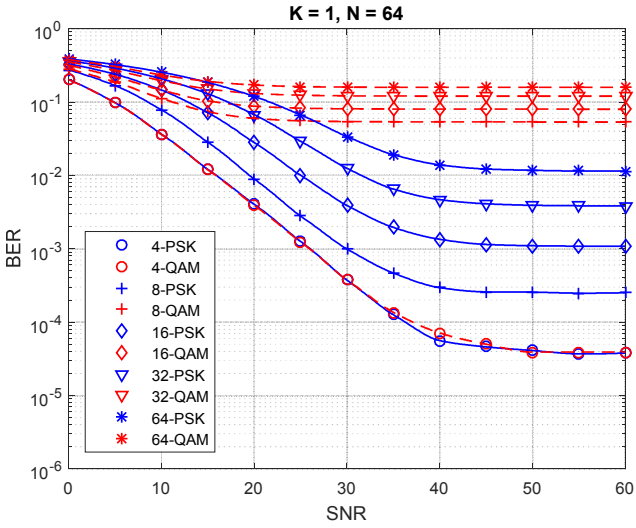
Slika 23: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 8$



Slika 24: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 16$



Slika 25: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 32$



Slika 26: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 64$

Nadalje, na navedenim slikama se može uočiti jednaka karakteristika kao i kod Rayleighevog kanala da korištenjem više od 8 valova nosioca i pri višim vrijednostima SNR-a, parametar BER postaje konstantan, što znači da šum više nema utjecaja na OFDM signal. Također, navedena konstantna vrijednost ovisi o broju valova nosioca, odnosno raste s njihovim povećanjem. Dakle, kada šum nema utjecaja na pogrešno primljene bitove na prijamnoj strani predloženog VHF OFDM sustava, može se zaključiti da i intenzitet negativnog učinka amplitude Riceovog fedinga ovisi o broju valova nosioca.

Tablica 12: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 1$

$N = 8$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	19	8-PSK	29
16-PSK	24	16-PSK	34
32-PSK	29	32-PSK	40
64-PSK	34	64-PSK	46
$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	19	8-PSK	29
16-PSK	24	16-PSK	34
32-PSK	29	32-PSK	41
64-PSK	35	64-PSK	52
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	19	8-PSK	29
16-PSK	25	16-PSK	36
32-PSK	30	32-PSK	51
64-PSK	36	64-PSK	
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	16	4-PSK	26
8-PSK	19	8-PSK	30
16-PSK	25	16-PSK	
32-PSK	31	32-PSK	
64-PSK		64-PSK	

Kada je parametar K jednak jedan, odnosno kada je snaga direktne komponente jednaka snazi prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova, tada performanse VHF OFDM sustava unutar Riceovog kanala imaju jednake trendove kao i unutar Rayleighevog kanala, uz niže vrijednosti SNR-a pri kojima je moguće postići granične vrijednosti BER-a.

Sljedeća skupina od 520 simulacija izvedena je uz parametar K = 2 u Riceovom komunikacijskom kanalu uz AWGN. U ovome slučaju snaga direktne komponente jednaka je dvostrukoj snazi prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova.

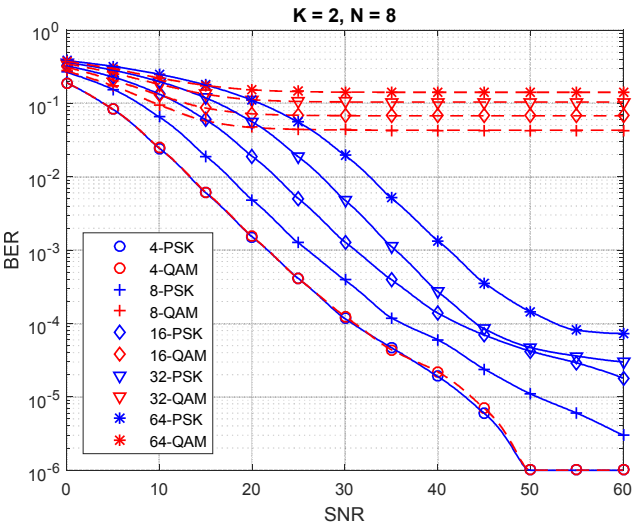
Na slikama 27, 28, 29 i 30 nalaze se rezultati navedene skupine simulacija, odnosno prikazani su odnosi SNR-a i BER-a za 8, 16, 32 i 64 vala nosioca uz različite razine PSK i QAM modulacija.

U odnosu na prethodne rezultate simulacija kod Riceovog kanala za parametar K = 1, vidljivo je da su trendovi performansi ostali jednaki, uz još niže vrijednosti SNR-a pri kojima je moguće postići granične vrijednosti BER-a, koje se nalaze u tablici 13. Nadalje, izuzevši sustav s 64 vala nosioca, kod sustava sa 8, 16 i 32 vala nosioca 16 i 32-razinska PSK modulacija pri višim vrijednostima SNR-a ostvaruju vrlo slične vrijednosti BER-a.

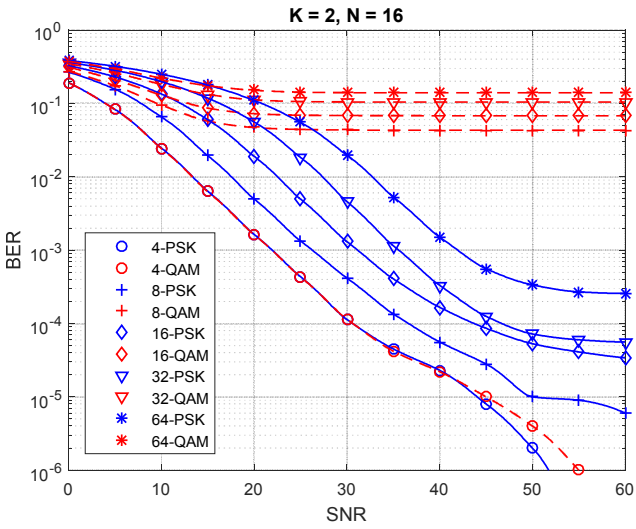
Analogno prethodnom, nadalje su izvedene simulacije unutar istog simulacijskog modela uz parametar K = 3, 4 i 5. Rezultati tih simulacija, tj. odnosi SNR-a i BER-a unutar Riceovog komunikacijskog kanala s navedenim parametrom K prikazani su na slikama 31 – 42. Također, u tablicama 14, 15 i 16 prikazane su i vrijednosti SNR-a pri kojima je moguće postići granične vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3}.

Na slikama 31 i 32 vidljivo je da pri višim vrijednostima SNR-a 8-razinska PSK modulacija ima vrlo slične karakteristike kao i 4-razinska PSK, odnosno QAM modulacija kod sustava s 8 i 16 valova nosioca uz vrijednost Riceovog faktora K = 3.

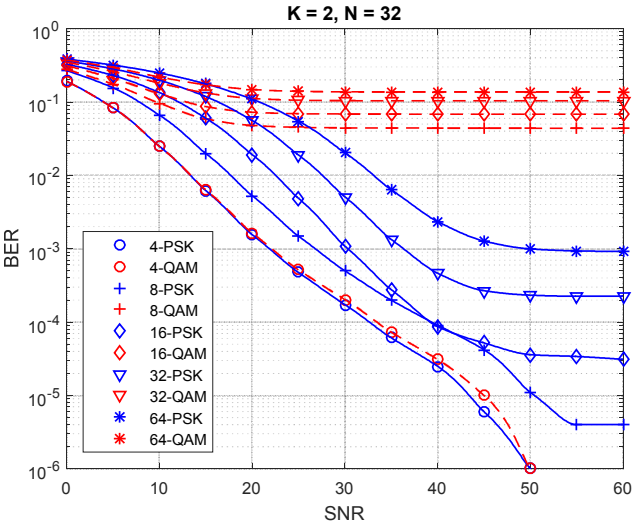
Na slici 35 je vidljivo da pri vrijednostima SNR-a od 26 dB naviše 8-razinska PSK modulacija pokazuje bolje karakteristike, odnosno ostvaruje niže vrijednosti BER-a u odnosu na 4-razinsku PSK, odnosno QAM modulaciju kod sustava s 8 valova nosioca uz vrijednost Riceovog faktora K = 4. Nadalje, vidljivo je da pri vrijednostima SNR-a od 39 dB naviše 16-razinska PSK modulacija ima jednake karakteristike kao i 4-razinska PSK modulacija kod istog sustava s 8 valova nosioca uz vrijednost Riceovog faktora K = 4.



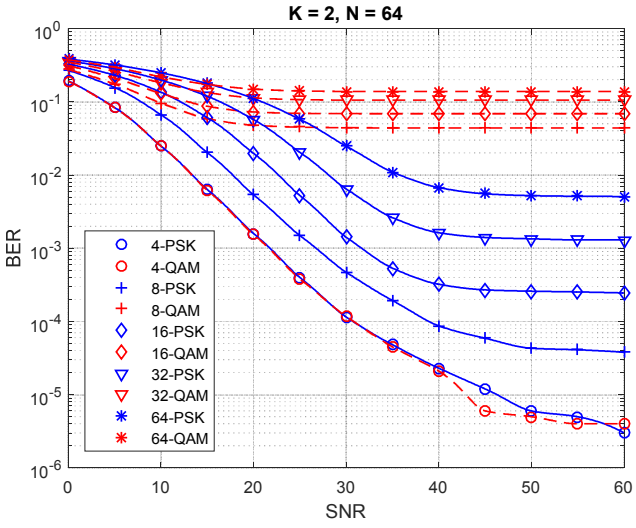
Slika 27: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 8$



Slika 28: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 16$



Slika 29: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 32$



Slika 30: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 64$

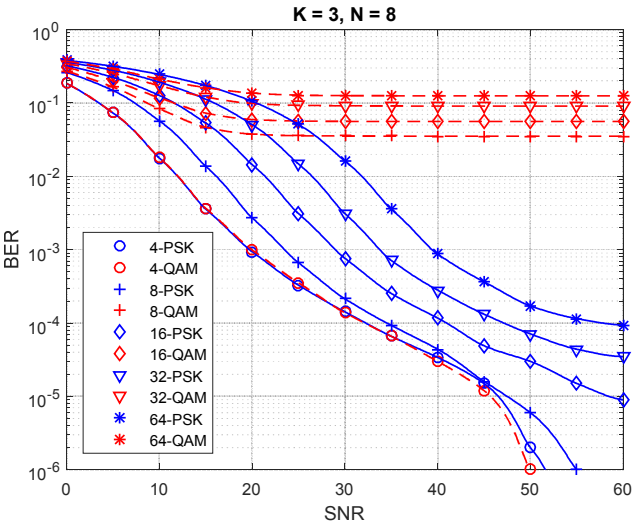
Na slici 36 također je vidljiv jednaki trend, odnosno pri vrijednostima SNR-a od 28 dB naviše 8-razinska PSK modulacija pokazuje bolje karakteristike, tj. ostvaruje niže vrijednosti BER-a u odnosu na 4-razinsku PSK, odnosno QAM modulaciju kod sustava sa 16 valova nosioca uz vrijednost Riceovog faktora $K = 4$. Jednaki trend vidljiv je i na slici 38, odnosno kod sustava s 64 valova nosioca uz $K = 4$, gdje je granična vrijednost SNR-a, pri kojoj 8-razinska PSK modulacija pokazuje bolje karakteristike u odnosu na 4-razinsku modulaciju, 37 dB.

Tablica 13: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 2$

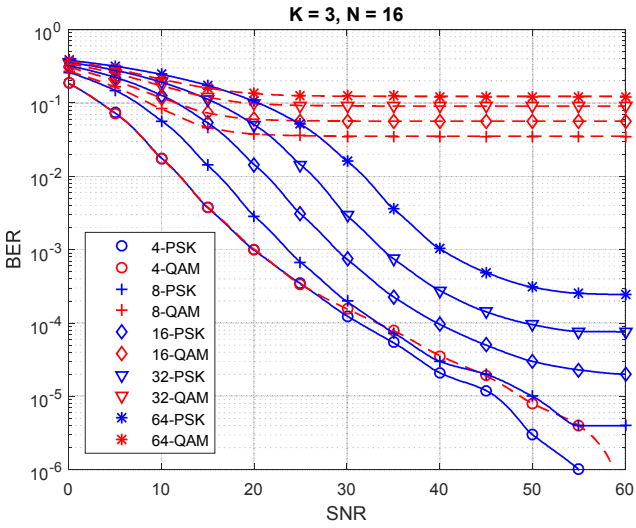
$N = 8$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	13	4-PSK	22
8-PSK	17	8-PSK	26
16-PSK	23	16-PSK	31
32-PSK	27	32-PSK	35
64-PSK	33	64-PSK	41
$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	13	4-PSK	22
8-PSK	17	8-PSK	26
16-PSK	22	16-PSK	31
32-PSK	27	32-PSK	35
64-PSK	33	64-PSK	42
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	13	4-PSK	22
8-PSK	18	8-PSK	27
16-PSK	23	16-PSK	30
32-PSK	28	32-PSK	36
64-PSK	33	64-PSK	50
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	13	4-PSK	22
8-PSK	18	8-PSK	27
16-PSK	23	16-PSK	32
32-PSK	28	32-PSK	
64-PSK	36	64-PSK	

Kada je vrijednost Riceovog faktora K = 5, sa slike 39 je ponovno vidljivo da pri vrijednostima SNR-a od 26 dB naviše 8-razinska PSK modulacija pokazuje bolje karakteristike, odnosno ostvaruje niže vrijednosti BER-a u odnosu na 4-razinsku PSK i QAM modulaciju kod sustava s 8 valova nosioca. Nadalje, isti se trend može uočiti kod sustava sa 16, 32 i 64 valova nosilaca uz istu vrijednost faktora K (slike 40, 41 i

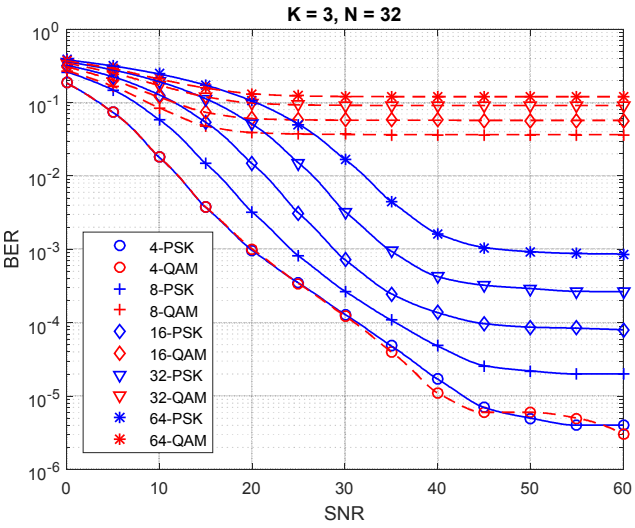
42). Kada se koristi 16 i 64 valova nosilaca (slike 40 i 42) vidljivo je da pri vrijednostima SNR-a od 38 dB, odnosno 33 dB naviše 16-razinska PSK modulacija također pokazuje bolje karakteristike u odnosu na 4-razinsku PSK modulaciju.



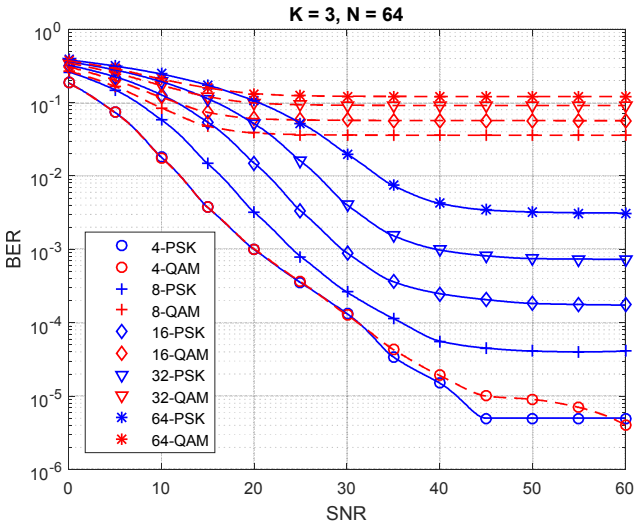
Slika 31: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 8$



Slika 32: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 16$



Slika 33: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 32$



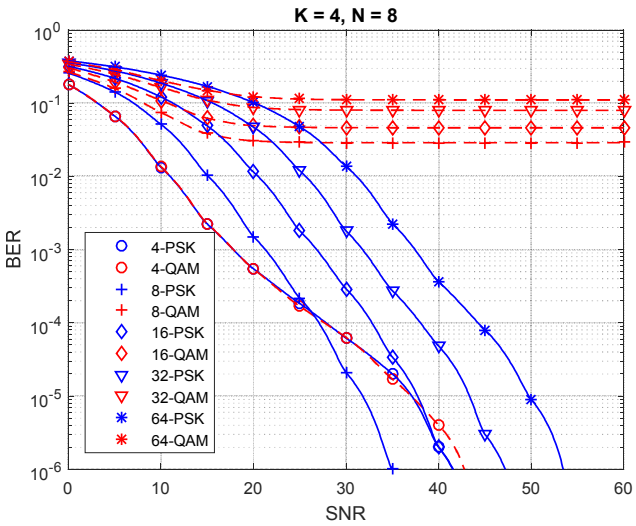
Slika 34: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 64$

Iz tablica 14, 15 i 16 vidljivo je da se povećanjem Riceovog faktora K smanjuju vrijednosti SNR-a pri kojima je moguće postići granične vrijednosti BER-a od 10^{-2} i 10^{-3}. Također, može se uočiti da je pri Riceovom faktoru $K = 5$ moguće ostvariti navedene granične vrijednosti BER-a korištenjem svih razina PSK modulacije kod sustava s $N = 8$, 16, 32 i 64 valova nosilaca.

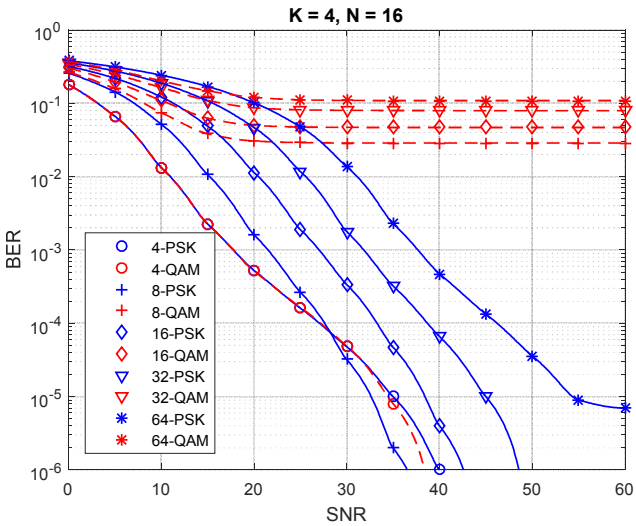
Tablica 14: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 3$

$N = 8$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	12	4-PSK	20
8-PSK	16	8-PSK	23
16-PSK	21	16-PSK	29
32-PSK	26	32-PSK	34
64-PSK	32	64-PSK	39
$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	12	4-PSK	20
8-PSK	16	8-PSK	24
16-PSK	21	16-PSK	29
32-PSK	26	32-PSK	34
64-PSK	32	64-PSK	40
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	12	4-PSK	20
8-PSK	16	8-PSK	24
16-PSK	21	16-PSK	29
32-PSK	26	32-PSK	35
64-PSK	32	64-PSK	47
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	12	4-PSK	20
8-PSK	16	8-PSK	24
16-PSK	21	16-PSK	29
32-PSK	27	32-PSK	40
64-PSK	33	64-PSK	

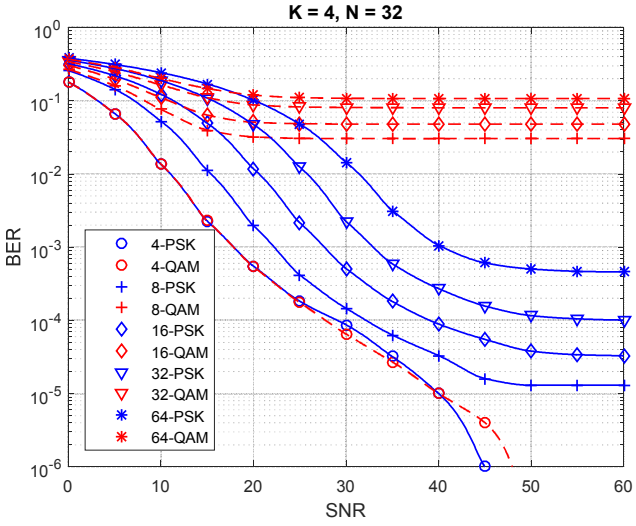
Dakle, prema navedenim rezultatima simulacija može se zaključiti da se povećanjem Riceovog faktora *K*, odnosno višestrukim povećanjem snage direktne komponente u odnosu na snage prosjeka višestaznih komponenata propagacije radiovalova, smanjuje negativni učinak Riceovog fedinga, kao i aditivnog šuma na višerazinske PSK modulacije unutar komunikacijskog kanala.



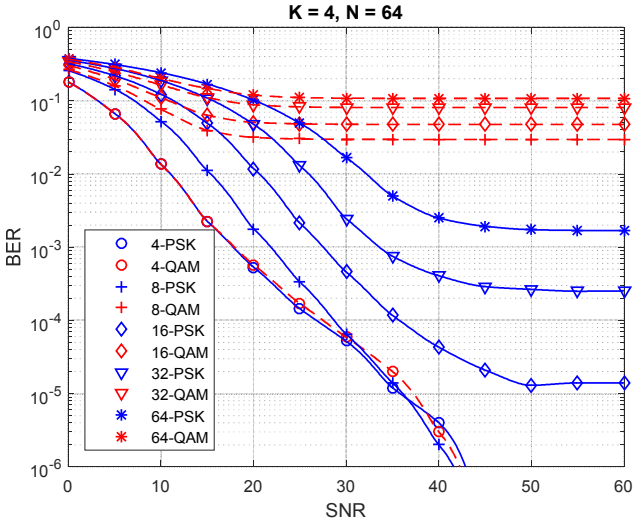
Slika 35: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 8$



Slika 36: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 16$



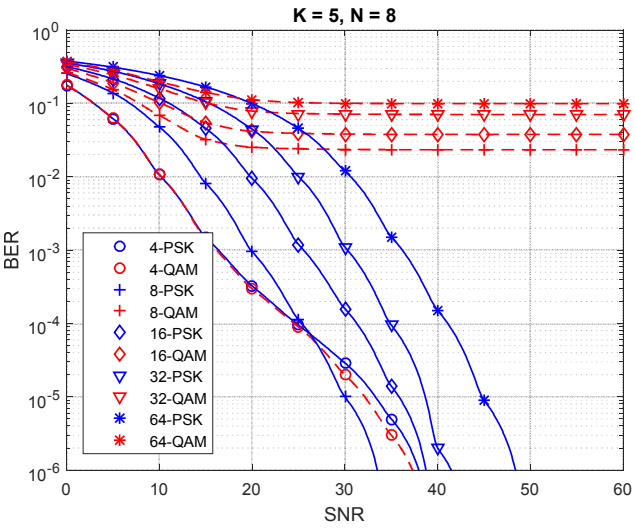
Slika 37: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 32$



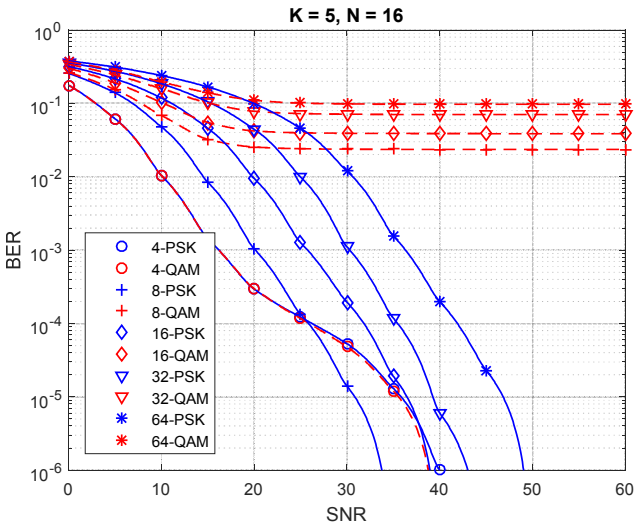
Slika 38: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 64$

Tablica 15: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 4$

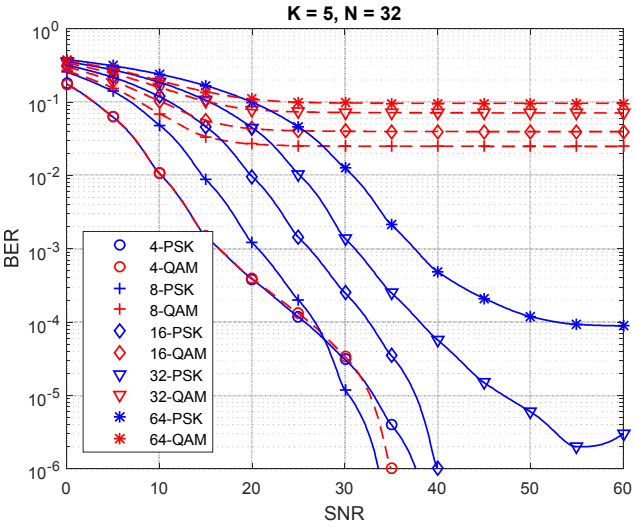
$N = 8$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	11	4-PSK	18
8-PSK	15	8-PSK	21
16-PSK	20	16-PSK	27
32-PSK	26	32-PSK	32
64-PSK	31	64-PSK	38
$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	11	4-PSK	18
8-PSK	15	8-PSK	21
16-PSK	20	16-PSK	27
32-PSK	26	32-PSK	32
64-PSK	31	64-PSK	38
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	11	4-PSK	18
8-PSK	15	8-PSK	22
16-PSK	20	16-PSK	28
32-PSK	26	32-PSK	33
64-PSK	31	64-PSK	40
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	11	4-PSK	18
8-PSK	15	8-PSK	22
16-PSK	21	16-PSK	28
32-PSK	26	32-PSK	34
64-PSK	32	64-PSK	



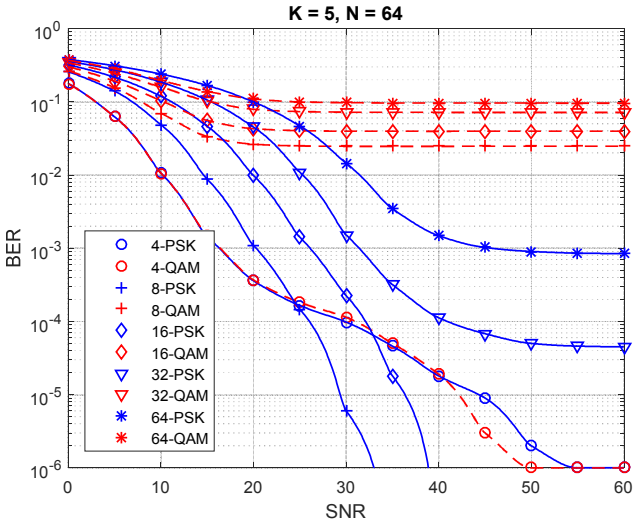
Slika 39: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 8$



Slika 40: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 16$



Slika 41: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 32$



Slika 42: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 64$

Tablica 16: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 5$

$N = 8$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	10	4-PSK	16
8-PSK	14	8-PSK	20
16-PSK	20	16-PSK	26
32-PSK	25	32-PSK	30
64-PSK	31	64-PSK	36
$N = 16$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	10	4-PSK	16
8-PSK	14	8-PSK	20
16-PSK	20	16-PSK	26
32-PSK	25	32-PSK	30
64-PSK	31	64-PSK	36
$N = 32$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	10	4-PSK	16
8-PSK	15	8-PSK	21
16-PSK	20	16-PSK	26
32-PSK	25	32-PSK	31
64-PSK	31	64-PSK	37
$N = 64$			
BER = 10^{-2}		BER = 10^{-3}	
Vrsta modulacije	SNR (dB)	Vrsta modulacije	SNR (dB)
4-PSK	10	4-PSK	16
8-PSK	15	8-PSK	20
16-PSK	20	16-PSK	26
32-PSK	25	32-PSK	31
64-PSK	31	64-PSK	46

7. ZAKLJUČAK

U ovome radu istraženi su različiti aspekti problematike terestričkih pomorskih komunikacija, relevantni za unaprjeđenje GMDSS sustava, rasterećenje AIS sustava, kao i postavljanja novih smjernica za provođenje strategije *e-Navigacije*. Nadalje, detaljno su analizirane prednosti i nedostaci četiriju predloženih VHF komunikacijskih sustava za prijenos podataka od strane ITU-a, kao i prednosti i nedostaci komunikacijskih sustava s digitalnom OFDM modulacijom u odnosu na sustave s jednim valom nosiocem. Naime, prednosti OFDM modulacije su: robusnost na međusimbolnu i međukanalnu interferenciju, otpornost na feding uzrokovan višestaznim propagiranjem te visoka spektralna učinkovitost. Ove prednosti potaknule su znanstveno istraživanje koje je provedeno u okviru ovoga rada.

Svrha ovoga znanstvenog istraživanja bila je sustavna analiza pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka, koji koristi digitalnu OFDM modulaciju. Navedena analiza provedena je na izrađenim analitičkim i simulacijskim modelima fizičkog sloja pomorskog VHF OFDM predajnika, prijamnika i komunikacijskog kanala. Glavni cilj ove doktorske disertacije, odnosno provedene analize, bilo je dokazivanje da se primjenom OFDM modulacijske tehnike mogu unaprijediti komunikacije unutar GMDSS sustava, postizanjem većih brzina prijenosa i količine podataka u odnosu na postojeće VHF sustave iste namjene (VHF DSC i AIS), rasteretiti AIS sustav prijenosom dodatnih podataka navedenog sustava, te poslužiti za daljnji razvoj komunikacijskog plana strategije *e-Navigacija*.

Predloženi pomorski VHF OFDM komunikacijski sustav za prijenos podataka koristi različiti broj valova nosioca uz različite razine digitalnih PSK i QAM modulacija. Izradom analitičkog modela navedenog sustava pokazalo se da korištenjem 8 valova nosioca uz 4-razinsku PSK i/ili QAM modulaciju unutar pomorskog VHF komunikacijskog kanala dozvoljene širine od 16 kHz, predloženi sustav postiže 2,37 puta veću brzinu prijenosa podataka i spektralnu učinkovitost u odnosu na postojeći automatski identifikacijski sustav. Nadalje, ukoliko se u predloženom sustavu koristi 64 vala nosioca uz 64-razinsku PSK i/ili QAM modulaciju ostvaruje se 7,88 puta veća brzina prijenosa podataka i spektralna učinkovitost u odnosu na postojeći automatski identifikacijski sustav. Ovi dobiveni rezultati izravno potvrđuju temeljnu znanstvenu

hipotezu postavljenu u ovome radu, odnosno pokazuju da se primjenom digitalne OFDM modulacije u pomorskim VHF komunikacijskim sustavima mogu unaprijediti dosadašnji komunikacijski sustavi unutar GMDSS sustava, postizanjem većih brzina prijenosa, a samim time i prenošenjem veće količine podataka.

Ukoliko se predloženi VHF OFDM komunikacijski sustav koristi za prijenos dodatnih AIS podataka, moguće je rasteretiti komunikacijske kanale AIS sustava. Kako je AIS sustav predviđen za korištenje unutar komunikacijskog plana strategije *e-Navigacije*, a predloženi VHF OFDM komunikacijski sustav ima bolje performanse u pogledu brzine prijenosa podataka i spektralne učinkovitosti, implementacijom ovoga sustava moguće je postaviti smjernice za budući razvoj komunikacijske infrastrukture strategije *e-Navigacije*. Također, ovakav sustav mogao bi se koristiti kao dodatak, ali i zamjena satelitskim komunikacijskim sustavima za prijenos podataka u područjima bez pokrivenosti satelitima. Sve navedeno izravno potvrđuje i pomoćne znanstvene hipoteze postavljene u ovome radu.

Analiza izrađenog analitičkog modela pomorskog VHF OFDM sustava također je pokazala da je učinak fedinga na OFDM signal frekvencijski neselektivan, jer je koherentna širina kanala veća od širine kanala koju zauzima pojedini val nosioc, pod pretpostavkom da je maksimalno raspršenje kašnjenja signala unutar komunikacijskog kanala manje ili jednako vremenu trajanja cikličke ekstenzije. S druge strane, pod istom pretpostavkom maksimalnog raspršenja kašnjenja signala, utjecaj fedinga unutar komunikacijskog kanala jednake širine postaje frekvencijski selektivan na sustave koji koriste jedan val nosilac.

Rezultati provedenih simulacija unutar izrađenog simulacijskog modela pokazali su da predloženi VHF OFDM sustav koji koristi višerazinske PSK modulacije ima bolje performanse u odnosu na isti sustav koji koristi višerazinske QAM modulacije. Kako je u ovome radu analiziran prijenos podataka unutar komunikacijskih kanala sa značajkom frekvencijski neselektivnog Rayleighevog, odnosno Riceovog fedinga uz aditivni bijeli Gaussov šum, navedene performanse odnose se na postizanje manjih vrijednosti vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova u predajniku. Razlog tome je način moduliranja, odnosno dodjeljivanja kompleksnih vrijednosti ulaznim simbolima. Naime, višerazinska PSK modulacija modulira isključivo fazu I- i Q- signala u konstelacijskom dijagramu, dok višerazinska QAM modulacija modulira

istovremeno amplitudu i fazu navedenih signala. Rezultat toga je manja udaljenost između konstelacijskih točaka, koje prikazuju kompleksne vrijednosti kod višerazinske QAM modulacije u odnosu na višerazinsku PSK modulaciju, što predstavlja veću osjetljivost na utjecaj frekvencijski neselektivnog Rayleighevog, odnosno Riceovog fedinga i šuma.

Tijekom izrade i analize rezultata simulacijskog modela pomorskog VHF OFDM sustava nije korišteno zaštitno kodiranje informacije, pomoću kojeg je moguće otkriti i/ili ispraviti pogrešno primljene bitove, kao ni procjenitelj impulsnog odziva komunikacijskog kanala u prijamniku. Naime, navedenim je tehnikama moguće ostvariti bolje performanse sustava, odnosno manje vrijednosti vjerojatnosti ili učestalosti pojave pogrešnih bitova, ali uz smanjenje brzine prijenosa podataka i spektralne učinkovitosti sustava zbog korištenja redundantnih simbola.

S obzirom na sve navedeno, izvorni znanstveni doprinos provedenog znanstvenog istraživanja očituje se u sistematičnom određivanju nedostataka raspoloživih komunikacijskih sustava i uređaja unutar GMDSS sustava, i rješenju problema mogućnosti primjene digitalne OFDM modulacije unutar komunikacijskih kanala na pomorskom VHF frekvencijskom području. Nadalje, znanstveni doprinos predstavlja i izrada analitičkog i simulacijskog modela digitalnog OFDM predajnika i prijamnika te komunikacijskog kanala na pomorskom VHF frekvencijskom području, kao i analiza rezultata provedenih simulacija unutar izrađenog simulacijskog modela. U aplikativnom pogledu predloženi pomorski VHF OFDM komunikacijski sustav može unaprijediti postojeće pomorske komunikacijske sustave za prijenos podataka i stvoriti preduvjet za razvoj i realizaciju komunikacijske infrastrukture strategije *e-Navigacije*.

Rezultati znanstvenog istraživanja provedenog u okviru ove doktorske disertacije znatno su proširili postojeće znanje o problematici primjene digitalne OFDM modulacije za prijenos podataka na pomorskom VHF frekvencijskom području, te su podjednako primjenjivi kako iz teorijskog tako i aplikativnog aspekta. Predloženi VHF komunikacijski sustav za prijenos podataka s OFDM modulacijom pokazao se tehnički opravdan i učinkovit u smislu postignutih brzina prijenosa podataka, spektralne učinkovitosti i robusnosti na višestazno propagiranje radiovalova unutar komunikacijskih kanala s fedingom i šumom. Prema tome, za očekivati je da će se vrlo

brzo moći primjenjivati na brodovima za obavljanje različitih komunikacija vezanih uz sigurnost navigacije, zaštitu morskog okoliša, učinkovitost transporta i sl.

Ovakav predloženi sustav mogao bi se koristiti kao dodatak sustavima za prijam pomorskih sigurnosnih informacija na brodovima (Navtex, EGC SafetyNet i HF MSI), ali i za slanje poruka vezanih uz sigurnost navigacije. Zbog postizanja većih brzina prijenosa u odnosu na dosadašnje pomorske sustave, predloženi sustav mogao bi se koristiti i za slanje različitih navigacijskih i meteoroloških upozorenja i izvještaja.

Nadalje, ovakav sustav mogao bi se koristiti i za ažuriranje elektroničkih karata ECDIS (engl. Electronic Chart Display and Information System – ECDIS) sustava, zatim za slanje podataka vezanih uz nadzor pomorskog prometa, različitih obavijesti prema i od kopnenih centara, kao i za slanje podataka vezanih uz udaljeno održavanje. S druge strane, ovakav sustav mogao bi se koristiti i u komercijalne svrhe, kako za članove posade, tako i za putnike i to u pogledu slanja i primanja elektroničke pošte i općenito za povezivanje internetskim protokolom u područjima pokrivenim VHF obalnim stanicama.

Također, u ovoj doktorskoj disertaciji razvijeni analitički i simulacijski modeli pomorskog VHF komunikacijskog sustava za prijenos podataka s OFDM modulacijom mogu ubrzati proces razvoja budućih komunikacijskih sustava koji koriste sličnu tehnologiju. Zbog svoje modularnosti i mogućnosti jednostavne nadogradnje, analitički i simulacijski modeli mogu biti primjenjivi za testiranje i evaluaciju digitalne OFDM modulacije na drugim pomorskim frekvencijskim područjima, odnosno terestričkim MF i HF i satelitskim UHF i SHF područjima.

Rezultati istraživanja mogli bi također potaknuti pokretanje većeg broja tehnoloških projekata temeljenih na primjeni digitalnih modulacijskih tehnika u pomorskim komunikacijskim sustavima, s ciljem ostvarivanja većih brzina prijenosa podataka, spektralne učinkovitosti te robusnosti na propagacijske uvjete u komunikacijskim kanalima.

LITERATURA

[1] Abouda, A.A., „PAPR reduction of OFDM signal using turbo coding and selective mapping“, In Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium – NORSIG, Espoo, Finland, 2004.

[2] Agarwal, A., Agarwal, K., „Implementation and performance Evaluation of OFDM System in Diverse Transmission Channel Using Simulink“, American Journal of Electrical and Electronic Engineering, 2015., Vol. 3, No. 5, pp.117-123

[3] Al-Kebsi, I.I., et al., „Mobile WiMaX performance improvement using a novel algorithm with a new form of adaptive modulation“, International Journal of Computer Science and Network Security, 2009., 9(2):76–82

[4] Babu, A.S., Rao, K.V.S., „Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels under Various Modulation Schemes“, International Journal of Computer Applications, Volume 26, No.9, 2011.

[5] Bahai, A.R.S, Saltzberg, B.R., „Multi-Carrier Digital Communications – Theory and Applications of OFDM“, Kluwer Academic Publishers, USA, 1999.

[6] Basu, S., et al., “250 MHz/GHz scintillation parameters in the equatorial, polar, and aural environments” IEEE J. Selt. Areas Commun., vol. SAC-5, 1987., pp. 102–115

[7] Bekkadal, F., ''Emerging Maritime Communications Technologies'', 9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, (ITST), pp. 358-363, 2009.

[8] Casas, E.F., ''OFDM for Data Communication Over Mobile Radio FM Channels – Part I: Analysis and Experimental Results'', IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, No. 5, 1991.

[9] Chang, R.W., „Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission“, Bell System Technical Journal, 1966., 45: p.1775–1796.

[10] Chen, J.-C., „Partial transmit sequences for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals with the cross-entropy method“, IEEE Signal Processing Letters, 2009., 16(6):545–548

[11] Cimini, L.J.Jr., ''Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing'', IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-33, No. 7, 1985.

[12] Ciochina, C., Buda, F., Sari H., „An analysis of OFDM peak power reduction techniques for WiMAX systems“, in Proceedings of IEEE International Conference on Communications ICC'06, 2006., 10:4676–4681

[13] Classen, F., Meyr, H., "Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," in Proc. IEEE 44th Vehicular Technology Conf, 1994., pp. 1655–1659

[14] Cristi, R., „Wireless Communications with Matlab and Simulink: IEEE802.16 (WiMax) Physical layer, Department of Electrical and Computer Engineering, Naval Postgraduate School, Monterey, 2009.“

[15] de Couasnon, T., Monnier, R., Rault, J.B., ''OFDM for digital TV broadcasting'', Signal Processing, Volume 39, Issues 1–2, pp. 1-32, Elsevier, 1994.

[16] Dhunes, K., ''An Offset Modulation Method Used to Control the PAPR of an OFDM Transmission'', Ph.D. dissertation, University of Pretoria, Faculty of Engineering, Built Environment and Information Technology, South Africa, 2012.

[17] Engels, M., „Wireless OFDM Systems: How to Make Them Work?“, The Springer International Series in Engineering and Computer Science, USA, 2002.

[18] Fazel, K., Kaiser, S., „Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems“, John Wiley & Sons, United Kingdom, 2008.

[19] Giordano, A.A., Levesque, A.H., „Modeling of Digital Communication Systems Using SIMULINK®“, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2015.

[20] Green, D., et al., ''VHF Propagation Study'', Defence Research and Development, Canada, 2011.

[21] Hanzo, L., et al., „OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting“. Chichester, West Sussex, England, John Wiley & Sons, Ltd, 2003.

[22] Hoymann, C.P., ''Analysis and performance evaluation of the OFDM-based metropolitan area network IEEE 802.16'', Computer Networks, Volume 49, Issue 3, pp. 341–363, 2005.

[23] Hui, B., et al., ''Design of radio transmission technologies for VHF band ship ad-hoc network'', International Conference on ICT Convergence (ICTC), Seoul, pp.626-629, 2011.

[24] IALA, Guideline No. 1082: „On an Overview of AIS“, Edition 1, France, 2011.

[25] IEC, International standard 61993-2, „Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems – Automatic identification systems (AIS)“, Geneva, 2001.

[26] IMO, „Manual on the Global Maritime Distress and Safety System“, London, 2007.

[27] IMO, „MSC Circular 1403 – Revised Navtex Manual“, London, 2011.

[28] Iskander, C.-D., „A MATLAB®-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation“, Mathworks, 2008.

[29] ITU, „Manual for use by the Maritime Mobile and Maritime Mobile-Satellite Services“, Volume 1, Geneva, 2011.

[30] ITU, Radiocommunication Study Groups, „IALA – Working Document toward a draft new Report Maritime Radiocommunication Systems and Requirements“, 2014.

[31] ITU, Recommendation ITU-R M.1371-5, „Technical characteristics for an automatic identification system using time division multiple access in the VHF maritime mobile frequency band“, 2014.

[32] ITU, Recommendation ITU-R M.1798-1: ''Characteristics of HF radio equipment for the exchange of digital data and electronic mail in the maritime mobile service'', Electronic Publication, Geneva, 2010.

[33] ITU, Recommendation ITU-R M.1842-1, „Characteristics of VHF radio systems and equipment for the exchange of data and electronic mail in the maritime mobile service RR Appendix 18 channels'', Electronic Publication, Geneva, 2009.

[34] ITU, Recommendation ITU-R M.492-6, „Operational procedures for the use of direct-printing telegraph equipment in the maritime mobile service“, 1995.

[35] ITU, Recommendation ITU-R M.493-13, „Digital selective-calling in the maritime mobile service“, 2009.

[36] ITU, Recommendation ITU-R M.625-4, „Direct-printing telegraph equipment employing automatic identification in the maritime mobile service“, 2012.

[37] ITU, Report ITU-R M.2231-1, „Use of Appendix 18 to the Radio Regulations for the maritime mobile service“, 2014.

[38] ITU, Report ITU-R M.2287-0, „Automatic identification system VHF data link loading“, 2013.

[39] James, H.B., Wells, P.I., “Some tropospheric scatter propagation measurements near the radio-horizon,” Proc. IRE, 1955., pp. 1336–1340

[40] Jeruchim, M.C., Balaban, P., Shanmugan, K.S., „Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology, and Techniques“, Second edition, Information Technology: Transmission, Processing, and Storage, Kluwer Academic Publishers, USA, 2002.

[41] JRC, „JUE-410F Fleet F77“, Japan, 2003.

[42] JRC, „JUE-85 – Inmarsat C for GMDSS“, Japan, 2011.

[43] Kansal, L., Kansal, A., Singh, K., „Analysis of Different High Level Modulation Techniques for OFDM System“, International Journal of VLSI and Signal Processing Applications, Vol. 1, Issue 2, May 2011, p. 102-107

[44] Kim, S.G., Sung, S., Yun, C., Lim, Y.K., ''Design and Implementation of a π/4-DQPSK Transmitter for Maritime VHF Digital Communications'', OCEANS, Spain, 2011.

[45] Kim, Y.H., Song, I., Kim, H.G., Chang, T., Kim, H.M., ''Performance Analysis of a Coded OFDM System in Time-Varying Multipath Rayleigh Fading Channels'', IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 48, Issue 5, pp. 1610 – 1615, 1999.

[46] Kitarović, J. i ostali, „ECDIS training course – trainee manual“, Sveučilište u Rijeci, Pomorski fakultet u Rijeci, 2002.

[47] Kiviranta, M., et al., ''Constant Envelope Multicarrier Modulation: Performance Evaluation in AWGN and Fading Channels'', IEEE Military Communications Conference, pp. 807-813, Vol. 2, 2005.

[48] Korcz, K., ''Yesterday, Today and Tomorrow of the GMDSS'', TransNav - International Journal on Marine Navigation and Safety of Sea Transportation, Vol. 5, No. 4, pp. 453-459, 2011.

[49] LaSorte, N., Barnes, J.W., Refai, H.H., „The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing“, IEEE Globecom Proceedings, 2008.

[50] Leica Geosystems Inc., „The Complete Guide to Automatic Identification Systems“, 2001.

[51] Malode, V.B., Patil, B.P., „Peak-to-average power ratio of OFDM system QPSK/DQPSK“, In Proceedings of the International Conference on Information Science and Applications ICISA 2010, Chennai, India, 2010.

[52] Mansukhani, J., ''Design of baseband OFDM System for Marine Channel'', Proceedings of National Conference on Wireless Communications & Sensor Networks, 2014.

[53] Mrak, Z., „Komunikacijski uređaji i postupci u GMDSS sustavu“, Visoka pomorska škola, Rijeka, 2001.

[54] Mrak, Z., „Prilog povećanju broja komunikacijskih kanala“, Magistarski rad, Sveučilište u Rijeci, Pomorski fakultet, 2007.

[55] Mrak, Z., ''Prilog unaprjeđenju sustava pomorskih VHF komunikacija uvođenjem digitalnih tehnologija'', Doktorski rad, Sveučilište u Rijeci, Pomorski fakultet, Rijeka, 2012.

[56] Namik, S., „Interference Modelling and Analysis of OFDM in Wireless Environments“, PhD thesis, The University of Oackland, New Zealand, 2012.

[57] Parvez, M.Z., ''Peak to Average Power Ratio (PAPR) Reduction in OFDM Based Radio Systems'', M.Sc. Thesis, Blekinge Institute of Technology, School of Engineering, Department of Signal Processing, Sweden, 2010.

[58] Peled, A., Ruiz A., „Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms“, in Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP’80, vol. 3, 1980., p. 964–967.

[59] Prasad, R., „OFDM for Wireless Communications Systems“, Artech House, London, 2004.

[60] Proakis, J.G, Salehi, M., „Digital Communications“, Fifth edition, McGraw-Hill, New York, SAD, 2008.

[61] Qazi, Y.J., ''Performance Evaluation of Error Correcting Techniques for OFDM Systems'', M.Sc. Thesis, Blekinge Institute of Technology, Electrical Engineering, Sweden, 2014.

[62] Rahman, M.I., Das, S.S., Fitzek, F.H.P., „OFDM Based WLAN Systems“, Technical Report R-04-1002, Aalborg University, 2005.

[63] Raulefs, R., Plass, S., ''Digital Voice Communication in the Maritime VHF Band'', International Symposium Information on Ships, Hamburg, Deutschland, 2014.

[64] RESOLUTION 359 (WRC-12), ''Consideration of regulatory provisions for modernization of the Global Maritime Distress and Safety System and studies related to e-navigation'', World Radiocommunication Conference, Geneva, 2012.

[65] RESOLUTION 360 (WRC-12), ''Consideration of regulatory provisions and spectrum allocations for enhanced Automatic Identification System technology applications and for enhanced maritime radiocommunication'', World Radiocommunication Conference, Geneva, 2012.

[66] Rohling, H., „OFDM – Concepts for Future Communication Systems“, Springer, Germany, 2011.

[67] SAILOR, „Inmarsat B – Workshop Manual“, Aalborg, Denmark

[68] Saito, M., et al., ''Transmission Characteristics of DQPSK-OFDM for Terrestrial Digital Broadcasting Systems'', IEICE TRANSACTIONS on Communications, Vol. E77-B, No.12, pp.1451-1460, 1994.

[69] Saltzberg, B.R, „Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System“, IEEE Trans. Commun. Tech., vol. 15, no. 6, 1967., p. 805–11.

[70] Schafhuber, D., „Wireless OFDM Systems: Channel Prediction and System Capacity“, Ph.D. dissertation, Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Wien, 2004.

[71] Schulze, H., Lüders, C., „Theory and Applications of OFDM and CDMA – Wideband Wireless Communications“, John Wiley & Sons Ltd., England, 2005.

[72] Shi, K., Serpedin, E., “Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, 2004., pp. 1271–1284

[73] Shieh, W., Djordjevic, I., „Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications“, Elsevier, USA, 2010.

[74] Shishkin, A.V., Koshevoy, V.M., ''Stealthy Information Transmission in the Terrestrial GMDSS Radiotelephone Communication'', TransNav - the International Journal on Marine Navigation and Safety of Sea Transportation, Vol. 7, No. 4, pp. 541-548, 2013.

[75] Shishkin, A.V., Koshevyy, V.M., Audio Watermarking for Automatic Identification of Radiotelephone Transmissions in VHF Maritime Communication, Volume 2, Dr. Mithun Das Gupta (Ed.), ISBN: 978-953-51-0619-7, InTech, Available from: http://www.intechopen.com/books/watermarking-volume-2/audio-watermarking-for-automatic-identification-ofradiotelephone-transmissions-in-vhf-maritime-comm

[76] Shooshtary, S., ''Development of a MATLAB Simulation Environment for Vehicle-to-Vehicle and Infrastructure Communication Based on IEEE 802.11p'', M.Sc. Thesis, University of Gävle, Department of Technology and Built Environment, Vienna, Austria, 2008.

[77] Sim, C.Y.D., ''The propagation of VHF and UHF radio waves over sea paths'', Ph.D. dissertation, University of Leicester, Department of Engineering, United Kingdom, 2002.

[78] Simon, M.K., Alouini, M.-S., „Digital Communication over Fading Channels - A Unified Approach to Performance Analysis“, John Wiley & Sons, NY, 2000.

[79] Speth, M., et al., "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM—Part I," IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 11, 1999., pp. 1668 – 1677

[80] Staley, T.L., et al., "Performance of coherent MPSK on frequency selective slowly fading channels," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'96), Atlanta, GA, 1996., pp. 784–788

[81] Stott, J.H., ''Explaining some of the magic of COFDM'', Proceedings of 20th International Television Symposium, Switzerland, 1997.

[82] Stuber, G.L., „Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications“, Springer, USA, 2006.

[83] Sugar, G. R., "Some fading characteristics of regular VHF ionospheric propagation," Proc. IRE, 1955., pp. 1432–1436

[84] Tarokh, V., „New Directions in Wireless Communications Research“, Springer, USA, 2009.

[85] Wang, F., „Pilot-based channel estimation in OFDM system“, M.Sc. Thesis, University of Toledo, Digital Repository: Theses and Dissertations, Paper 747, 2011.

[86] Warner, W., ''OFDM/FM Frame Synchronization for Mobile Radio Data Communication'', M.Sc. Thesis, University of British Columbia, Department of Electrical Engineering, Canada, 1991.

[87] Weinstein, S.B., „The History of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing“, IEEE Communications Magazine, 2009.

[88] Weinstein, S.B., Ebert P.M., „Data Transmission for Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform“, IEEE Trans. Commun. Tech., vol. 19, no. 5, 1971., p. 628–34.

[89] Wetz, M., Teich, W., Lindner J., „PAPR reduction methods for noncoherent OFDM-MFSK“, Wireless Personal Communications, 2008., 47:113–123

[90] Wu, Z., „MIMO-OFDM Communication Systems: Channel Estimation and Wireless Location“, Ph.D. dissertation, Graduate Faculty of the Louisiana State University, The Department of Electrical and Computer Engineering, USA, 2006.

[91] Xiong, F., „Digital Modulation Technique: Second edition“, Artech House Inc., Norwood, 2006.

POPIS KRATICA I AKRONIMA

AFSK	Audio Frequency Shift Keying (Digitalna audiofrekvencijska modulacija)
AIS	Automatic Identification System (Automatski identifikacijski sustav)
AOR-E	Atlantic Ocean Region – East (INMARSAT satelit koji pokriva područje istočnog Atlantskog oceana)
AOR-W	Atlantic Ocean Region – West (INMARSAT satelit koji pokriva područje zapadnog Atlantskog oceana)
ARPA	Automatic Radar Plotting Aid (Sustav automatskog radarskog plotiranja)
ARQ	Automatic Repetition reQuest (Način rada radioteleks uređaja s ponovnim slanjem)
ASM	Application Specific Messages (Poruke posebnih primjena)
AtoN	Aids to Navigation (Pomagala za navigaciju)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Aditivni bijeli Gaussov šum)
BEP/BER	Bit Error Rate/Probability (Vjerojatnost/Učestalost pojave pogrešnih bitova)
CES/LES	Coast/Land Earth Stations (Obalne ili kopnene zemaljske stanice sustava INMARSAT)
COSPAS	Cosmicheskaya Sistyema Poiska Avariynich Sudov (Međunarodni satelitski sustav)
CSI	Channel State Information (Stanje kanala ili impulsni odziv kanala)
D8-PSK	Differential 8-Phase Shift Keying (Diferencijalna osmorazinska fazna modulacija)

DAB	Digital Audio Broadcasting (Europski standard za emitiranje digitalnih audiostanica)
DFT	Discrete Fourier Transform (Diskretna Fourierova transformacija)
DGPS	Differential Global Positioning System (Diferencijalni globalni sustav za pozicioniranje)
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying (Diferencijalna četverorazinska fazna modulacija)
DSC	Digital Selective Calling (Sustav/uređaji za digitalno-selektivno pozivanje)
DSP	Digital Signal Processing (Digitalna obrada signala)
DVB	Digital Video Broadcasting (Europski standard za emitiranje digitalnih televizijskih stanica)
DVB-C	Digital Video Broadcasting – Cable (Podsustav DVB-a za emitiranje digitalne kablovske televizije)
DVB-S	Digital Video Broadcasting – Satellite (Podsustav DVB-a za emitiranje digitalne satelitske televizije)
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial (Podsustav DVB-a za emitiranje digitalne zemaljske televizije)
ECDIS	Electronic Chart Display and Information System (Elektronički prikazivač pomorskih karata s informacijskim sustavom)
ENC	Electronic Navigation Chart (Elektronička navigacijska karta)
EPIRB-AIS	Emergency Position-Indicating Radio Beacon AIS (AIS predajnik za uzbunjivanje i označavanje pozicije)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (Europski institut za telekomunikacijske standarde)

FDM	Frequency Division Multiplexing (Višestruki pristup s raspodjelom frekvencija)
FEC	Forward Error Correction (Način rada radioteleks uređaja bez ponovnog slanja)
FFT	Fast Fourier Transform (Brza Fourierova transformacija)
FSK	Frequency Shift Keying (Digitalna frekvencijska modulacija)
GMDSS	Global Maritime Distress and Safety System (Svjetski pomorski sustav za pogibelj i sigurnost)
GMSK	Gaussian-filtered Minimum Shift Keying (Vrsta digitalne frekvencijske modulacije)
GNSS	Global Navigation Satellite System (Globalni navigacijski satelitski sustav)
GPS	Global Positioning System (Globalni sustav za pozicioniranje)
HF	High Frequency (Frekvencijski spektar visokih frekvencija)
HIPERLAN/2	High Performance Radio Local Area Network/2 (Standard za bežičnu komunikaciju između uređaja u lokalnim mrežama)
IALA	International Association of Lighthouse Authorities (Međunarodna udruga svjetioničarskih službi)
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform (Inverzna diskretna Fourierova transformacija)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Institut inženjera elektrotehnike)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (Inverzna brza Fourierova transformacija)
IMO	International Maritime Organization (Međunarodna pomorska organizacija)

INMARSAT	International Maritime/Mobile Satellite Organization (Međunarodni pomorski/pokretni satelitski sustav)
IOR	Indian Ocean Region (INMARSAT satelit koji pokriva područje Indijskog oceana)
IRS	Information Receiving Station (Stanica koja prima podatke)
ISS	Information Sending Station (Stanica koja odašilje podatke)
ITA 2	International Telegraph Alphabet No. 2 (Međunarodni teleks kôd)
ITU	International Telecommunication Union (Međunarodna telekomunikacijska unija)
LORAN	Long Range Navigation (Terestrički hiperbolni navigacijski sustav)
METAREA	Meteorological Area (Područja plovidbe za odašiljanje pomorskih sigurnosnih informacija)
MF	Medium Frequency (Frekvencijski spektar srednjih frekvencija)
MGF	Moment Generating Function (Funkcije izvodnica momenata)
MMSI	Maritime Mobile Service Identity (Jedinstveni identifikacijski broj radiostanica)
MOB	Man Overboard Unit (Jedinica za označavanje osobe u moru)
MSI	Maritime Safety Information (Pomorske sigurnosne informacije)
NAVAREA	Navigational Area (Područja plovidbe za odašiljanje pomorskih sigurnosnih informacija)
NAVTEX	Navigational Telex (Sustav za koordinirano odašiljanje pomorskih sigurnosnih informacija)
NBDP	Narrow-Band Direct Printing (Uskopojasna telegrafija za izravan prijam ili ispis)

NCC/NOC/OCC	Network Control Centre/Network Operating Centre/Operating Control Centre (Upravljačka središnjica INMARSAT sustava)
NCS	Network Co-ordination Station (Kopnene stanice koje nadziru i upravljaju komunikacijama pod jednim od četiriju INMARSAT satelita)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Višestruki pristup s ortogonalnom raspodjelom frekvencija)
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio (Odnos između vršne i prosječne vrijednosti snage signala)
POR	Pacific Ocean Region (INMARSAT satelit koji pokriva područje Tihog oceana)
PSK	Phase Shift Keying (Digitalna fazna modulacija)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (Kvadraturno amplitudna modulacija)
SARSAT	Search and Rescue Satellite-Aided Tracking (Međunarodni satelitski sustav)
SART-AIS	Search and Rescue Transmitter AIS (AIS predajnik za traganje i spašavanje)
SAT	Satellite (Podaci za odašiljanje između brodova i satelita korištenjem VDES sustava)
SHF	Super High Frequency (Frekvencijski spektar super visokih frekvencija)
SNR	Signal to Noise Ratio (Odnos snage signala i snage šuma)
SOLAS	Safety Of Life At Sea (Međunarodna konvencija o zaštiti ljudskih života na moru)

SOTDMA	Self-Organizing Time Division Multiple Access (Samoorganizirajući višestruki pristup s vremenskom raspodjelom)
UHF	Ultra High Frequency (Frekvencijski spektar ultravisokih frekvencija)
UTC	Universal Time Coordinated (Koordinirano svjetsko vrijeme)
VDE	VHF Data Exchange (Općenita razmjena podataka na VHF frekvencijskom području korištenjem VDES sustava)
VDES	VHF Data Exchange System (Pomorski VHF sustav za razmjenu podataka)
VDR	Voyage Data Recorder (Zapisivač podataka o putovanju broda)
VHF	Very High Frequency (Frekvencijski spektar vrlo visokih frekvencija)
VTMIS	Vessel Traffic Monitoring and Information System (Sustav nadzora i upravljanja pomorskim prometom)
WLAN	Wireless Local Area Network (Sustav za bežičnu komunikaciju između uređaja u lokalnim mrežama)
WRC	World Radiocommunication Conference (Svjetska radiokomunikacijska konferencija)

POPIS OZNAKA I SIMBOLA

α	Slučajna varijabla koja opisuje amplitudu fedinga
β	Eksponent gubitka snage zbog udaljenosti
Δf	Razmak između frekvencija valova nosioca
$\delta(k-l)$	Diracova delta funkcija
δ_{km}	Kroneckerova delta funkcija
η	Spektralna učinkovitost OFDM komunikacijskog sustava
γ	Slučajna varijabla kojom je opisan trenutni SNR na izlazu prijamnika
$\overline{\gamma}$	Prosječni SNR na izlazu prijamnika
γ_{th}	Prag SNR-a za određivanje vjerojatnosti nezadovoljavajućeg prijama
κ	Konstanta proporcionalnosti koja uključuje različite gubitke i usmjerenosti prijamne i predajne antene
χ^2	Necentralna Hi-kvadrat razdioba vjerojatnosti
λ	Valna duljina radiovalova
$\mu_{P_{r(dBm)}}(d)$	Prosječna primljena snaga signala na poznatoj referentnoj udaljenosti d_0 izražena u dBm
ν	Relativna brzina kretanja između predajnika i prijamnika
Ω	Varijanca amplitude fedinga
$\phi_i(t)$	Faza *i*-te propagacijske komponente radiovalova ovisna o vremenu t
ϕ_i	Proizvoljna slučajna faza uniformno raspodijeljena na intervalu $[-\pi,\pi]$

$\varphi_k(t)$	Vremenski signal *k*-tog vala nosioca
σ^2	Varijanca kompleksnog aditivnog bijelog Gaussovog šuma
σ_p	Standardna devijacija, odnosno varijanca sjene
τ_i	Vremensko kašnjenje *i*-te propagacijske komponente radiovalova
$\tau_{\max}$	Maksimalno raspršenje kašnjenja višestaznih komponenti radiovalova
θ_k	Faza kompleksno moduliranog *k*-tog OFDM simbola
$\Im(\cdot)$	Imaginarni dio kompleksnog broja
$\Re(\cdot)$	Realni dio kompleksnog broja
A_{Im}	Amplituda kvadraturnog I-signala, pomoću kojeg se modulira val nosioc QAM modulacijom
A_{Qm}	Amplituda kvadraturnog Q-signala, pomoću kojeg se modulira val nosioc QAM modulacijom
AF	Količina fedinga
B	Matrični zapis koeficijenata estimacije
B	Širina frekvencijskog spektra komunikacijskog kanala
b_{lm}	Koeficijenti estimacije
C_i	Amplituda *i*-te propagacijske komponente radiovalova
c	Brzina svjetlosti
c_r	Omjer, odnosno brzina zaštitnog kodiranja
d	Dužina propagacijskog puta radiovalova
E	Matrica srednje kvadratne pogreške estimacije *e*
$E[\cdot]$	Funkcija matematičkog očekivanja

E_b	Energija bita
E_s	Energija simbola
e	Vektorski zapis pogreške estimacije e
e_l	Pogreška estimacije *l*-tog uzorka
f_c	Frekvencija vala nosioca za odašiljanje OFDM signala
f_{coh}	Koherentna širina komunikacijskog kanala
f_D	Maksimalna frekvencija Dopplerovog pomaka
$f_{D,i}$	Dopplerova frekvencija *n*-te propagacijske komponente radiovalova
f_k	Frekvencija *k*-tog vala nosioca
f_{sample}	Frekvencija uzorkovanja primljenog signala potrebno za estimaciju odziva komunikacijskog kanala
$H(f,t)$	Prijenosna funkcija odziva kanala
$h(\tau,t)$	odziv komunikacijskog kanala u vremenu t zbog dodanog impulsa u trenutku $t-\tau$
$\hat{h}$	Procjenitelj odziva kanala
$\tilde{h}$	Mjerenje (uzorak) odziva kanala sa šumom
h_k	Odziv kanala na *k*-ti val nosioc
$I_0(\cdot)$	Modificirana Besselova funkcija prve vrste reda nula
K	Riceov faktor fedinga
M	Razina PSK/QAM modulacije
$M_\gamma(s)$	Funkcija izvodnica momenata trenutnog SNR-a
M_k	Amplituda kompleksno moduliranog *k*-tog OFDM simbola

N	Broj valova nosioca, broj blokova paralelnih bitova podataka za prijenos
N_0	Spektralna gustoća snage šuma
n	Nakagami-*n* parametar fedinga
$n(t)$	Vremenska funkcija koja predstavlja aditivne šumove i interferenciju
n_k	Aditivni šum *k*-tom valu nosiocu
$P(f_k)$	Spektar snage *k*-tog vala nosioca
$P_\gamma(x)$	Funkcija razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a
$\hat{P}_\gamma(s)$	Laplaceova transformacija funkcije razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a
$P_{avg(PSK-OFDM)}$	Prosječna vrijednost snage OFDM signala s *M*-PSK modulacijom valova nosioca
$P_{avg(QAM-OFDM)}$	Prosječna vrijednost snage OFDM signala s *M*-QAM modulacijom valova nosioca
$P_b(E)$	Prosječna vjerojatnost (pojave) pogrešnog bita
$P_b(E \mid \gamma)$	Uvjetna vjerojatnost (pojave) pogrešnog bita u prijamniku
P_{out}	Vjerojatnost nezadovoljavajućeg prijama
$P_{peak(PSK-OFDM)}$	Vršna vrijednost snage OFDM signala s *M*-PSK modulacijom valova nosioca
$P_{peak(QAM-OFDM)}$	Vršna vrijednost snage OFDM signala s *M*-QAM modulacijom valova nosioca
$P_r(d)$	Primljena snaga signala ovisna o dužini propagacijskog puta radiovalova
P_t	Izlazna snaga signala iz predajnika

$p_{\alpha}(\alpha)$	Gustoća razdiobe amplitude fedinga
$p_{\gamma}(x)$	Funkcija gustoće razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a
$\hat{p}_{\gamma}(s)$	Laplaceova transformacija funkcije gustoće razdiobe vjerojatnosti trenutnog SNR-a
$p_{P_{r(dBm)}(d)}(x)$	Funkcija gustoće razdiobe primljene snage, izražena u *dBm*
$PAPR_{(PSK-OFDM)}$	Vrijednost odnosa između vršne i prosječne vrijednosti snage OFDM signala s *M*-PSK modulacijom valova nosioca
$PAPR_{(QAM-OFDM)}$	Vrijednost odnosa između vršne i prosječne vrijednosti snage OFDM signala s *M*-QAM modulacijom valova nosioca
$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$	Autokorelacijska matrica vektora mjerenja **x**
$\mathbf{R}_{\mathbf{yx}}$	Cross-korelacijska matrica vektora procjenitelja **y** i vektora mjerenja **x**
$R(f-f',t-t')$	Dvodimenzionalnu autokorelacijska funkcija prijenosne funkcije kanala
R_b	Brzina prijenosa podataka izražena u bit/s
$R_c(t)$	Inverzna Fourierova transformacija Dopplerovog spektra u kanalu ovisna o vremenu t
R_s	Brzina prijenosa podataka izražena u simbol/s
r_k	Kompleksno modulirani k-ti OFDM simbol na prijamnoj strani
$s(t)$	Odaslani vremenski OFDM signal
$s_I(t)$	Realni dio vremenskog signala $s(t)$, komponenta signala u fazi
s_k	Kompleksno modulirani k-ti OFDM simbol na predajnoj strani
s_n	n-ti uzorak odaslanog OFDM signala

$s_Q(t)$	Imaginarni dio vremenskog signala $s(t)$, kvadraturna komponenta signala
T	Ukupno vrijeme trajanja OFDM simbola, uključujući trajanje cikličke ekstenzije
T_c	Koherentno vrijeme komunikacijskog kanala
T_g	Vrijeme trajanja cikličke ekstenzije
T_s	Vrijeme trajanja OFDM simbola
$T_{uzorkovanja}$	Vrijeme uzorkovanja OFDM signala
t_{sample}	Vrijeme uzorkovanja primljenog signala potrebno za estimaciju odziva komunikacijskog kanala
$\mathbf{x}$	Vektorski zapis m-tog mjerenja (uzorak) signala potrebnog za estimaciju procesa $y(t)$
$x_m(t)$	m-to mjerenje (uzorak) vremenskog signala potrebno za estimaciju procesa $y(t)$
$\mathbf{y}$	Vektorski zapis procesa za estimaciju $y(t)$
$\hat{\mathbf{y}}$	Vektorski zapis llinearnog estimatora procesa $y_l(t)$
$y(t)$	Primljeni vremenski OFDM signal
$y_l(t)$	l-ti uzorak vremenskog procesa za estimaciju
$\hat{y}_l$	Linearni estimator procesa $y_l(t)$
y_n	Uzorkovani primljeni OFDM signal

POPIS SLIKA

Slika 1: Samoorganizirajući višestruki pristup s vremenskom raspodjelom 26
Slika 2: Usporedba sustava s jednim valom nosiocem (a), FDM modulacijom (b) i OFDM modulacijom (c) 37
Slika 3: Vrste cikličke ekstenzije (a) – (d) 42
Slika 4: Spektralni dijagram snage OFDM signala 43
Slika 5: Model OFDM predajnika VHF signala 59
Slika 6: I/Q ravnina za prikaz digitalnih modulacija 60
Slika 7: I/Q ravnina *M*-PSK modulacije 62
Slika 8: I/Q ravnina M-QAM modulacije 63
Slika 9: Model OFDM prijamnika VHF signala 68
Slika 10: Vremensko i frekvencijsko usklađivanje u OFDM prijamniku 69
Slika 11: Pilotni simboli za estimaciju odziva kanala 70
Slika 12: Propagacija radiovalova pomorskog VHF frekvencijskog područja 83
Slika 13: Opći model digitalnog komunikacijskog sustava 86
Slika 14: Simulacijski model predloženog pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava za prijenos podataka 87
Slika 15: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $N = 8$ 102
Slika 16: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $N = 16$ 102
Slika 17: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $N = 32$ 102
Slika 18: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $N = 64$ 102
Slika 19: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 8$ 107
Slika 20: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 16$ 107
Slika 21: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 32$ 107
Slika 22: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 0$ i $N = 64$ 107
Slika 23: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 8$ 109
Slika 24: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 16$ 109
Slika 25: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 32$ 109
Slika 26: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 1$ i $N = 64$ 109
Slika 27: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 8$ 112
Slika 28: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 16$ 112
Slika 29: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 32$ 112

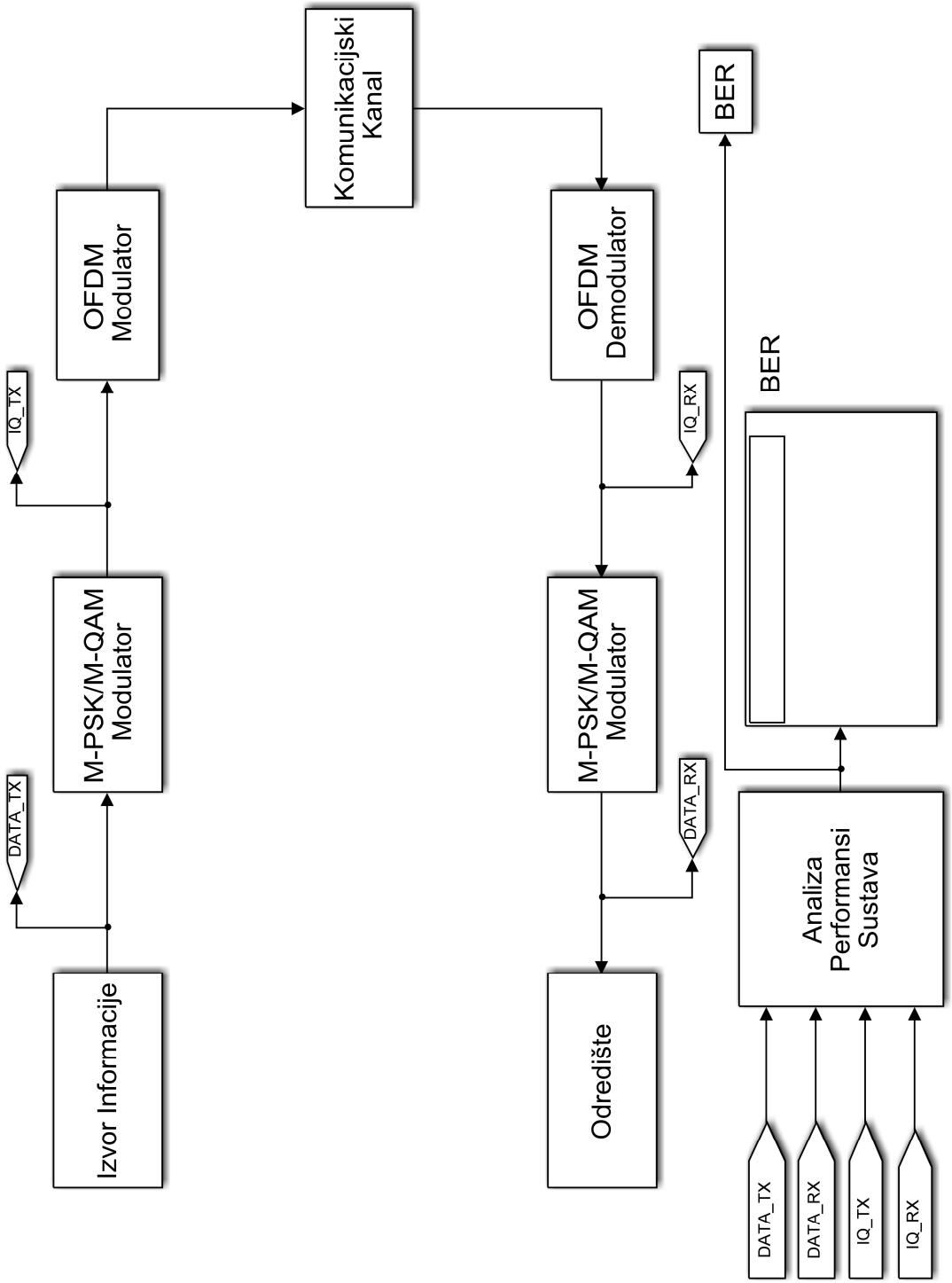
Slika 30: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 2$ i $N = 64$ 112
Slika 31: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 8$.....114
Slika 32: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 16$ 114
Slika 33: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 32$ 114
Slika 34: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 3$ i $N = 64$ 114
Slika 35: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 8$.....116
Slika 36: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 16$ 116
Slika 37: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 32$ 116
Slika 38: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 4$ i $N = 64$ 116
Slika 39: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 8$.....118
Slika 40: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 16$ 118
Slika 41: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 32$ 118
Slika 42: Vrijednosti BER-a pri određenim vrijednostima SNR-a uz $K = 5$ i $N = 64$ 118

POPIS TABLICA

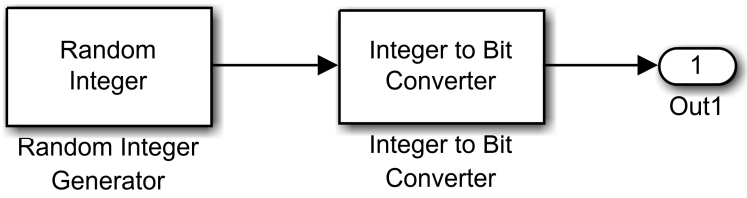
Tablica 1: Oznake i vrste NAVTEX poruka 22
Tablica 2: Vremenski interval odašiljanja dinamičkih podataka 24
Tablica 3: VHF kanali i frekvencije za VDES sustav 33
Tablica 4: Parametri predloženog modela za OFDM modulaciju 63
Tablica 5: Brzina prijenosa simbola i spektralna učinkovitost predloženog modela za OFDM modulaciju 64
Tablica 6: Parametri pilotnih simbola za predloženi OFDM model 70
Tablica 7: Koherentno vrijeme i širina pomorskog VHF kanala 79
Tablica 8: Brzina prijenosa simbola i spektralna učinkovitost VHF OFDM sustava bez višerazinskih PSK ili QAM modulacija 99
Tablica 9: Brzina prijenosa podataka i spektralna učinkovitost VHF OFDM sustava s *M*-PSK ili *M*-QAM modulacijama 100
Tablica 10: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N = 8$ 104
Tablica 11: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N > 8$ 106
Tablica 12: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 1$ 110
Tablica 13: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 2$ 113
Tablica 14: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 3$ 115
Tablica 15: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 4$ 117
Tablica 16: Vrijednosti SNR-a pri kojima se postižu vrijednosti BER-a 10^{-2} i 10^{-3} za PSK modulaciju uz $N \geq 8$, te uz $K = 5$ 119

PRILOG A

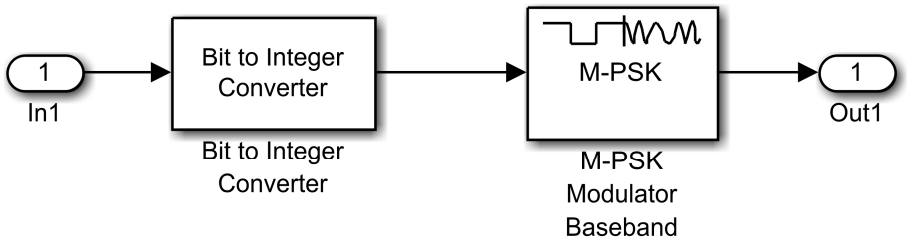
A.1. Simulink model predloženog pomorskog VHF OFDM komunikacijskog sustava



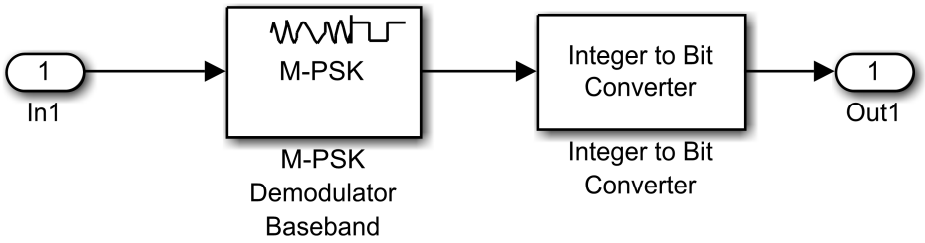
A.2. Simulink model izvora informacije



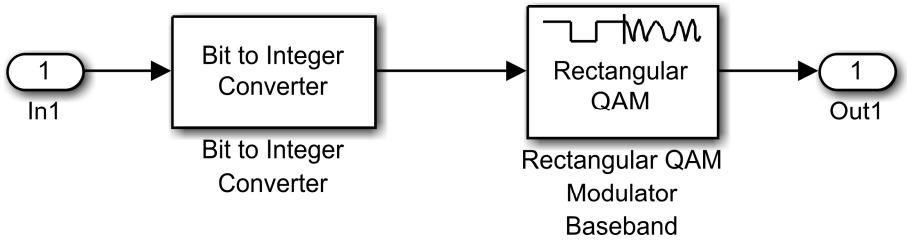
A.3. Simulink model *M*-razinskog PSK modulatora informacije



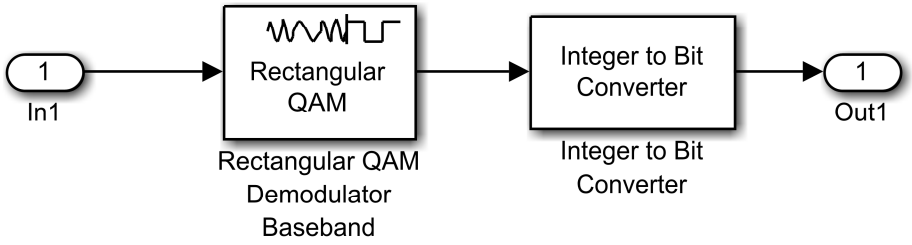
A.4. Simulink model *M*-razinskog PSK demodulatora informacije



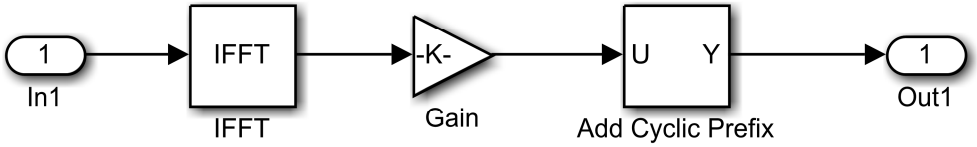
A.5. Simulink model *M*-razinskog QAM modulatora informacije



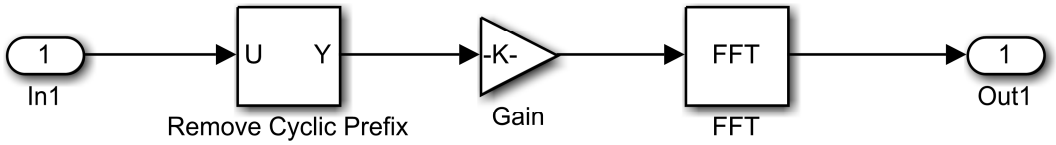
A.6. Simulink model *M*-razinskog QAM demodulatora informacije



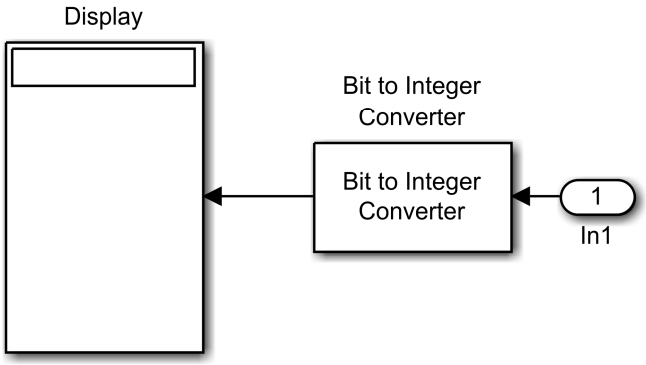
A.7. Simulink model OFDM modulatora valova nosilaca



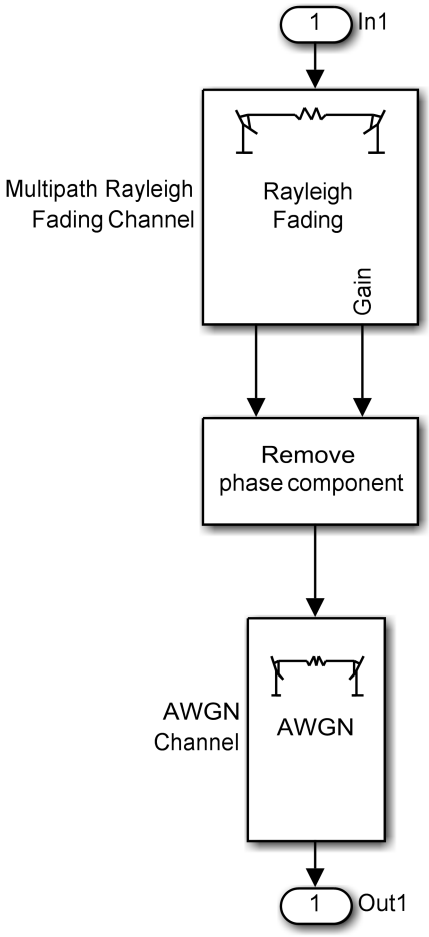
A.8. Simulink model OFDM demodulatora valova nosilaca



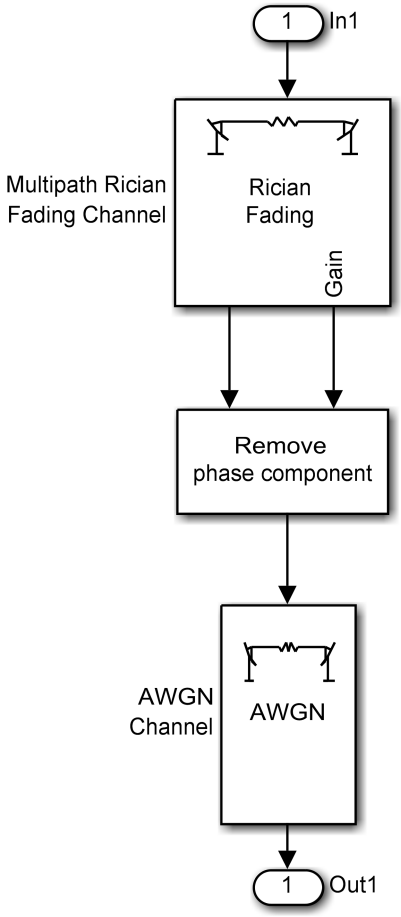
A.9. Simulink model odredišta za prikaz prenesenih podataka



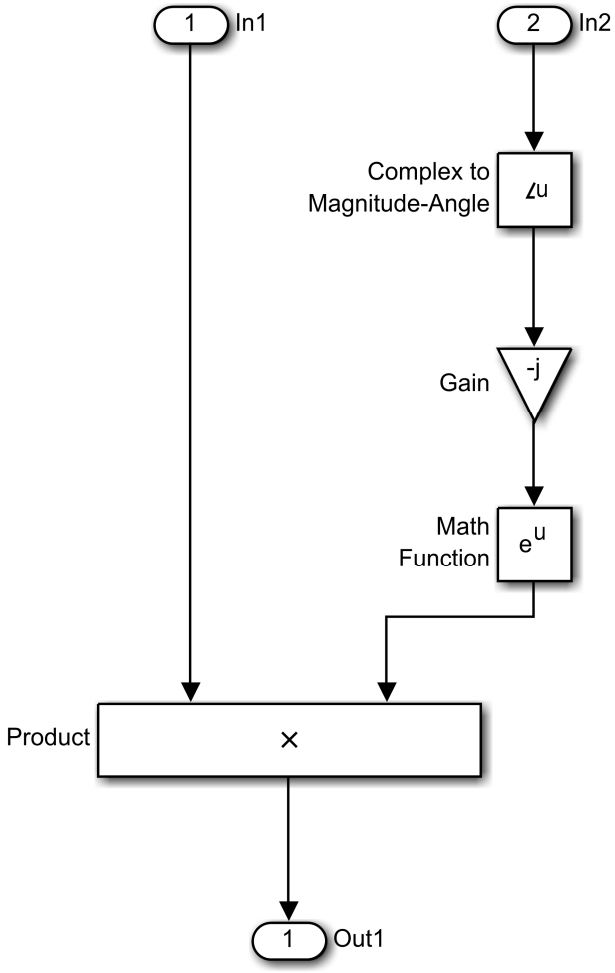
A.10. Simulink model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog fedinga uz AWGN



A.11. Simulink model pomorskog VHF komunikacijskog kanala sa značajkom Riceovog fedinga uz AWGN



A.12. Simulink model sklopa za otklanjanje faze izlaznog signala iz komunikacijskog kanala sa značajkom Rayleighevog i Riceovog fedinga



ŽIVOTOPIS

Sanjin Valčić rođen je 23. svibnja 1988. godine u Rijeci, gdje je 2006. godine završio Prvu riječku hrvatsku gimnaziju. Iste godine na Pomorskom fakultetu u Rijeci upisuje preddiplomski studij smjera Elektroničkih i informatičkih tehnologija u pomorstvu, kojeg uspješno završava 2009. godine i stječe akademski naziv sveučilišni prvostupnik inženjer elektroničke i informatičke tehnologije. Tijekom navedenog preddiplomskog studija ostvario je prosjek ocjena 4,88, zbog čega je bio dobitnik Rektorove nagrade za najboljeg studenta Pomorskog fakulteta u Rijeci. Nadalje, diplomski studij smjera Elektroničkih i informatičkih tehnologija u pomorstvu završava 2011. godine, te stječe akademski naziv magistar inženjer elektroničke i informatičke tehnologije. Tijekom diplomskog studija ostvario je prosjek ocjena 4,94, zbog čega je također bio dobitnik Rektorove nagrade za najboljeg studenta Pomorskog fakulteta u Rijeci. Također je tijekom diplomskog studija bio dobitnik stipendije grada Rijeke dvije godine uzastopno kao jedan od najboljih studenata u generaciji.

U kolovozu 2011. godine zapošljava se na Pomorskom fakultetu u Rijeci kao znanstveni novak na projektu MZOŠ-a pod nazivom „Informacijsko-komunikacijske tehnologije u inteligentnim pomorskim sustavima“, br. 112-1121722-3314, voditelja prof. dr. sc. Vinka Tomasa. Također, u suradničkom zvanju asistenta na Zavodu za elektrotehniku, automatiku i informatiku sudjeluje u nastavi iz sljedećih kolegija: Pomorske komunikacije, Pomorske radiokomunikacije, Primjena matematičkih alata u elektrotehnici, Radiovalovi i antene te Kodovi i kodiranje.

Pored toga sudjeluje u izvođenju programa izobrazbe pomoraca D9 i D11 u svrhu stjecanja svjedodžbi o osposobljenosti Radiooperater s ograničenom i općom ovlasti, prema STCW konvenciji. Za potrebe navedenih izobrazbi ovlašten je 2016. godine kao licencirani instruktor od strane Transasa (engl. Instructor Operational Training Course) za rad na GMDSS simulatoru (engl. Transas GMDSS Simulator TGS 5000, Transas GMDSS Tutor 5000).

U akademskoj godini 2011./2012. upisuje na Pomorskom fakultetu u Rijeci Poslijediplomski doktorski studij „Pomorstvo“, Modul: Elektronika i pomorske komunikacije. Njegovo područje istraživanja na ovome studiju orijentirano je na

pomorske komunikacijske sustave s naglaskom na nove digitalne tehnologije u terestričkim komunikacijskim sustavima, kao što su softverski (programski) definirani i kognitivni radiouređaji te digitalna OFDM modulacija.

Član je društava ELMAR, MIPRO i ITS Hrvatska.

Izvrsno se služi različitim programskim alatima, kao što su: MS Office, MS Visio, Mathematica, MATLAB/Simulink, LabVIEW itd.

Aktivno se služi engleskim jezikom u govoru i pismu, te pasivno talijanskim jezikom.

Sanjin Valčić je do sada u koautorstvu objavio 7 znanstvenih radova od kojih je jedan iz A kategorije [1], dva iz B kategorije [5][6] i četiri iz D kategorije [2][3][4][7]. Kronološki popis radova slijedi u nastavku, a dostupan je i na http://bib.irb.hr/lista-radova?autor=334014.

[1] Poganj, T., Tudor, M., Valčić, S., ''Cold duplication and survival equivalence in the case of gamma-Weibull distributed composite system'', Acta Polytechnica Hungarica, vol. 11, issue number 10, pp. 177-194, 2014.

[2] Ćelić, J, Valčić, S., Bistrović, M., ''Air pollution from cruise ships'', in Proceedings Elmar – 2014, pp. 75-78, Zadar, 2014.

[3] Kos, S., Valčić, S., Žuškin, S., ''Updating of ECDIS System in Polar Regions'', in Proceedings of 22nd International Symposium on Electronics in Transport, Ljubljana, Slovenia, 2014.

[4] Valčić, S., Mrak, Z., Kezić, D., ''Comparison of New Technologies for Data Exchange in the Maritime HF Frequency Band'', in Proceedings of the 32th Int. Conv. on Inf. Commun. and Technol., Electron. and Microelectron. – MIPRO 2013, Opatija, Croatia, 20-24.05.2013.

[5] Mrak, Z. Valčić, S., Bonato, J., ''Usporedba kvalitete signala postojećeg i alternativnog pomorskog VHF komunikacijskog sustava'', Pomorstvo: Journal of Maritime Studies, vol. 26, pp. 351-362, 2012.

[6] Mrak, Z., Tomas, V., Valčić, S., ''Analiza kopnenih digitalnih komunikacijskih sustava s osvrtom na moguću primjenu u pomorskom VHF području'', Pomorstvo: Journal of Maritime Studies, vol. 26, pp. 363-374, 2012.

[7] Valčić, S., Žuškin, S., Mrak, Z., ''Examining AIS possibilities for ship emission control outside sea area A1'', in Proceedings of 20th Int. Symp. on Electronics in Transport – ISEP 2012, Ljubljana, Slovenia, 26-27 Mar., 2012.