



უსადენო საკომუნიკაციო სისტემების ეფექტიანობის ამაღლების საშუალებების შემუშავება

ავტორი: ბესიკი სახიაშვილი

სადისერტაციო ნაშრომი შესრულებულია საქართველოს უნივერსიტეტის მეცნიერებისა და ტექნოლოგიების სკოლის დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად

ხელმძღვანელი: პროფესორი ნოდარ უღრელიძე

თბილისი

2024

მიმოხილვა

უსადენო საკომუნიკაციო სისტემები დღითიდღე მნიშვნელოვან როლს თამაშობენ თანამედროვე მსოფლიოს მონაცემთა გადაცემის სფეროში. ტექნოლოგიების განვითარება და მათთან დაკავშირებული ინოვაციები ხელს უწყობს მონაცემთა გადაცემის სისწრაფისა და ეფექტურობის გაუმჯობესებას. დღევანდელ ვითარებაში, მსოფლიოში მილიარდობით ადამიანი იყენებს Wi-Fi ქსელებს, რომლებიც ძირითადად მონაცემთა გაცვლას უზრუნველყოფენ, მათ შორის მაღალი ტრაფიკის მქონე გლობალურ ქსელებს.

საინტერესოა ის ფაქტი, რომ ახალი სტანდარტების განვითარება, როგორცაა IEEE 802.11ax უფრო მაღალ ეფექტიანობას უზრუნველყოფს თანამედროვე და მომავალი ტექნოლოგიებისთვის. ვარაუდობენ რომ ეს შემოთავაზებული გაუმჯობესებები 2025 წლისთვის ფართოდ იქნება გავრცელებული და წერტილოვანი ქსელების რაოდენობა თითქმის მილიარდს მიაღწევს. ეს ახალი სტანდარტი, რომლის საფუძველზე მოხდება მონაცემთა გადაცემის სიმძლავრის 400%-ით გაუმჯობესება, სისწრაფისა და ეფექტიანობის კუთხით წარმოადგენს მნიშვნელოვან ინოვაციას.

მიუხედავად იმისა, რომ Wi-Fi ქსელები ფართოდ გამოიყენება, განსაკუთრებით მაღალი სიმჭიდროვის გარემოში, როგორცაა კორპორაციული ოფისები ან სავაჭრო ცენტრები, არსებობს ტექნოლოგიური გამოწვევები, რაც დაკავშირებულია ამ ქსელების ეფექტიანობაზე მოთხოვნილებებთან. თანამედროვე ქალაქებში Wi-Fi-ის ზრდა საჭიროებს მუდმივ გაუმჯობესებას, რათა გაუმკლავდეს სიხშირის გამოყენების სიმჭიდროვეს და მონაცემთა ნაკადების უწყვეტობას.

აღნიშნული ტექნოლოგიური პროგრესი და მოთხოვნები შთააგონებენ მეცნიერებს და ინჟინრებს შემოგვთავაზონ ახალი, უფრო ეფექტური კომუნიკაციის სქემები, რომლებიც მინიმალურ რესურსებთან ერთად უზრუნველყოფენ მონაცემთა გადაცემის მაქსიმალურ სიჩქარესა და ხარისხს. სწორედ ეს გახდა მოცემული კვლევის მიზანიც, უსადენო საკომუნიკაციო სისტემების ეფექტიანობის გაუმჯობესება ახალი სასიგნალო სისტემების შემუშავების გზით. ნაშრომში წარმოდგენილია ორგანზომილებიანი და სივრცითი მოდულაციის ახალი სქემები, რომლებიც შეძლებენ მონაცემთა გადაცემის სისწრაფისა და

საიმედოობის გაზრდას, ამავე დროს მიღების ალგორითმების გამარტივებას. ეს მიდგომები საშუალებას მოგვცემს, დავძლიოთ არსებული ტექნოლოგიების შეზღუდვები და მოვახდინოთ კომუნიკაციების სისტემების ოპტიმიზაცია თანამედროვე მოთხოვნების შესაბამისად.

სარჩევი

მიმოხილვა	2
შესავალი	5
თავი 1. ორგანზომილებიანი კონსტელაციები - არსებული შედეგების მიმოხილვითი ნაწილი	9
1.1. ცნობილი ამპლიტუდურ-ფაზური მოდულაციები M-ობითი ალფაბეტით.....	9
1.2. ზოგიერთი, პრაქტიკაში გამოყენებადი, სიგნალთა კონსტრუქციები.....	10
დასკვნა I თავიდან.....	15
თავი 2. ახალი, ორგანზომილებიანი, ეფექტური სასიგნალო სისტემების აგება.....	16
2.1. შესავალი	16
2.2. მრავალდონიანი APSK სიგნალები	17
2.3. სისტემის მოდელი და მიმღები.....	25
2.4. კომპიუტერული მოდელირების შედეგები და შედარებები	26
დასკვნა II თავიდან.....	32
თავი 3. ოთხგანზომილებიანი სასიგნალო სისტემები	34
3.1. შესავალი	34
3.2. 4D სასიგნალო კონსტელაციები	35
3.3. 4D სიგნალთა აგების მეთოდი	38
3.4. პრაქტიკული შედეგები	42
დასკვნა III თავიდან.....	47
თავი 4. სივრცითი მოდულაცია ოთხგანზომილებიანი ჰიბრიდული სიგნალებით.....	48
4.1. შესავალი	48
4.2. ოთხგანზომილებიანი BFSK-MPSK მოდელირებული სიგნალები	51
4.3. სისტემის მოდელი და მიმღები.....	53
4.4. მოდელირების შედეგები და შედარებები.....	54
დასკვნა IV თავიდან	64
დასკვნა.....	64
დანართი - პუბლიკაციები	66
გამოყენებული ლიტერატურა.....	84
I თავში გამოყენებული ლიტერატურა:.....	84
II თავში გამოყენებული ლიტერატურა:.....	85
III თავში გამოყენებული ლიტერატურა:.....	86
IV თავში გამოყენებული ლიტერატურა:.....	88

შესავალი

ყოველდღიურად მილიარდობით ადამიანი სულ უფრო მეტად და მრავალფეროვნად იყენებს Wi-Fi-ს, რომლითაც ხორციელდება მონაცემთა ზრდადი გლობალური ტრაფიკის დიდი ნაწილის გადაცემა. ვარაუდობენ, რომ 2025 წლისთვის იქნება თითქმის 1 მილიარდი Wi-Fi ცხელი წერტილი, რომელთაგანაც ათიდან ერთი აღჭურვილი იქნება მაღალი ეფექტიანობის (HE) Wi-Fi-ის მექანიზმით, რომელიც დაფუძნებულია IEEE 802.11ax სპეციფიკაციებზე. IEEE 802.11ax-2021, ანუ IEEE 802.11ax არის IEEE სტანდარტი უსადენო ლოკალური ქსელებისთვის (WLAN) და ის წარმოადგენს ადრინდელი IEEE 802.11ac-ის მემკვიდრეს. ამ სტანდარტის მთავარი მიზანია მოცემულ ფართობზე გამტარუნარიანობის გაზრდა ისეთი მაღალი სიმჭიდროვის დაწესებულებებში, როგორებიცაა კორპორაციული ოფისები, სავაჭრო ცენტრები და, აგრეთვე, მჭიდროდ დასახლებული საცხოვრებელი სახლები. მიუხედავად იმისა, რომ მონაცემების გადაცემის ნომინალური სიჩქარის გაუმჯობესება IEEE 802.11ac-სთან მიმართებაში შეადგენს მხოლოდ 37%-ს, გამტარუნარიანობის საერთო გაუმჯობესება (მთელ ქსელში) 400%-ია (სწორედ აქედან გამომდინარეობს მაღალი ეფექტიანობა). ეს ასევე შეიძლება გავიგოთ, როგორც 75%-ით ნაკლები შეყოვნება.

მობილური მოწყობილობების რაოდენობის სწრაფად ზრდისა და მათი ინტერნეტმოსახურებისადმი გაზრდილი მოთხოვნების დაძლევის მიზნით სხვადასხვა ტექნოლოგიური დომენის ინტეგრირებისთვის ფართოდ განიხილება და გათვალისწინებულია ქსელების კონვერგენცია. შენობებს შიგნით უსადენო კომუნიკაციებისთვის ერთ-ერთი ყველაზე პერსპექტიული მიდგომაა სინათლის სხივით ფორმირებული LiFi ქსელის და Wi-Fi-ს კოორდინაცია, კერძოდ, ჰიბრიდული Li-Fi და Wi-Fi ქსელების (HLW) შექმნა. ეს ჰიბრიდული ქსელი აერთიანებს Li-Fi-ს მაღალსიჩქარიან მონაცემთა გადაცემასა და Wi-Fi-ს საყოველთაოდ დაფარვას.

2050 წლისთვის დედამიწის მოსახლეობის რაოდენობის მოსალოდნელი გაორმაგება მსოფლიოში მკვეთრ ურბანიზაციას გამოიწვევს. მიუხედავად იმისა, რომ თანამედროვე ქალაქები უფრო და უფრო მეტ იმედს ამყარებენ Wi-Fi-ის ინტერნეტკავშირებსა და შესაბამის ცხელ წერტილებზე, Wi-Fi-ის მოწყობილობების მნიშვნელოვანი ზრდა მოითხოვს შემდგომ ტექნოლოგიურ გარღვევებს თანამედროვე ქალაქებში მაღალი სიმჭიდროვის ურბანული

გამოყენების საჭიროებათა დასაკმაყოფილებლად. ეს განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია “ჰკვიანი” ქალაქებისთვის, სადაც ხორციელდება დიდი რაოდენობის მონაცემების დამუშავება და ადეკვატური მობილური გამოთვლები. დიდი მონაცემების ანალიზი, რომელიც უზრუნველყოფს “ჰკვიანი” ქალაქების ინტელექტუალურ მომსახურებას, განსაკუთრებით დროის რეალურ მასშტაბში მომუშავე სერვისებისთვის, საჭიროებს ეფექტიან ინფორმაციულ ინფრასტრუქტურას მონაცემების ტრანსპორტირებისა და დამუშავებისთვის და ინტელექტსაც კი, უსადენო ქსელის დიზაინისთვის. ამგვარად, Wi-Fi (შესაბამისად, IEEE 802.11), ცხელი წერტილების გარდა, გადამწყვეტ როლს თამაშობს “ჰკვიანი” ქალაქების ინფორმაციულ ინფრასტრუქტურაში. აღსანიშნავია, რომ 1997 წლის შემდეგ, ანუ IEEE 802.11 პროექტის პირველი ტექნიკური დამტკიცებიდან, უკვე 20 წელზე მეტი გავიდა. ამიტომ ძალიან მნიშვნელოვანია, რომ მაღალეფექტიანი უსადენო ქსელები ემსახურობდნენ ინტელექტუალურ ინფორმაციულ ინფრასტრუქტურას კაცობრიობის მომავალი განვითარებისთვის.

ამგვარი მოთხოვნების დასაკმაყოფილებლად, ელექტრო და ელექტრონიკის ინჟინრების ინსტიტუტის (IEEE) სტანდარტების ასოციაციამ 2014 წლის მარტში დასაბამი დაუდო IEEE 802.11ax პროექტს, რომლის მიზანი იყო მაღალი ეფექტიანობით მუშაობის მიზნით, სტანდარტიზებული მოდიფიკაციების განსაზღვრა IEEE 802.11 PHY ფენისთვის და გარემოსთან წვდომის მართვის (MAC) ქვეფენისთვის 1 გჰც-დან 6 გჰც-ის ჩათვლით სიხშირულ დიაპაზონში. IEEE 802.11ax სტანდარტი, რომელიც Wi-Fi ალიანსის მიერ განსაზღვრულია როგორც Wi-Fi 6, წარმოადგენს უსადენო ლოკალური ქსელების (ანუ Wi-Fi-ს) ახალ სტანდარტს IEEE 802.11 სტანდარტების ოჯახიდან. ეს სტანდარტი საბოლოოდ დაინერგა 2021 წლის თებერვალში და მის ბაზაზე აგებულ ქსელებს განიხილავენ, როგორც მაღალი ეფექტიანობის უსადენო (HEW) ქსელებს. პროექტი მუშავდებოდა მაღალი ეფექტიანობის უსადენო ლოკალური ქსელების სამუშაო ჯგუფის (TGax) მიერ.

IEEE 802.11ax დიზაინის ფორმირების პროცესში ყველაზე გამორჩეული მამოძრავებელი ძალა იყო იმის გაცნობიერება, რომ დღეისათვის WLAN მოწყობილობები განლაგებულია ძალიან მრავალფეროვან გარემოში, რაც ხასიათდება ლოკალიზებულ გეოგრაფიულ ადგილებში კონცენტრირებული ტერმინალების დიდი რაოდენობის

არსებობით. კორპორაციული ოფისები, მასობრივი ღონისძიებების ადგილები, შენობებს გარეთ მოთავსებული წვდომის წერტილები, სავაჭრო ცენტრები, აეროპორტები, საგამოფენო დარბაზები, მჭიდროდ დასახლებული საცხოვრებელი კორპუსები, სტადიონები და ა.შ. – ეს არის მჭიდრო გარემოს მაგალითები, რომელთა დაფარვაც საჭიროებს უამრავი რაოდენობის (ასობით და მეტს) წვდომის (დაშვების) წერტილებს, რამაც, თავის მხრივ, შეიძლება მოითხოვოს ნაწილობრივ გადაფარული არხების მეშვეობით ფუნქციონირება. ასეთ გარემოში ჯამური გამტარუნარიანობა უკვე აღარ წარმოადგენს ეფექტიანი ფუნქციონირების ძირითად და საინტერესო მახასიათებელს; აქ მიზანია გაიზარდოს გამტარუნარიანობის სიმჭიდროვე, ანუ გამტარუნარიანობა ფართობის ერთეულზე, რაც განსაზღვრულია ქსელის საერთო გამტარუნარიანობის შეფარდებით ქსელის ფართობთან.

ამას გარდა, რეალურად, ქსელური მოწყობილობები იშვიათად მოქმედებს გაჯერებულ რეჟიმში, ანუ ხელმისაწვდომი მონაცემების რაოდენობა, შეიძლება საკმაოდ მცირე იყოს. განურჩევლად აგრეგირებული პაკეტის მოცულობისა (სტანდარტით განსაზღვრულ ფარგლებში), არსებობს არხზე წვდომის დროის შესაბამისი ფიქსირებული გადასახადი, რომელიც აუცილებელია ფრეიმების დაყოფისა და დადასტურების (Ack) შეტყობინების გასაგზავნად. ამიტომ, როდესაც მონაცემების რაოდენობა მცირეა, არხის დაკავების პროცენტული ოვერჰედი (სასიგნალო ზედნადები ხარჯები) მთლიანი დროის მიმართ, შეიძლება მეტისმეტად დიდი გამოვიდეს, რაც მნიშვნელოვნად ამცირებს გამოყენების ფენის გამტარუნარიანობას და რასაც, საბოლოო ჯამში, მივყავართ მომხმარებლებისთვის მის არაეფექტიან ფუნქციონირებასთან. კიდევ ერთი პრობლემა დაკავშირებულია ტრაფიკის ასიმეტრიულობასთან. ფართო გავრცელება სოციალური ქსელებისა, რომლებსაც ახასიათებს მომხმარებლის მიერ გენერირებული მულტიმედიური კონტენტის საგრძნობი რაოდენობა და მუდმივი ურთიერთქმედება ცენტრალიზებულ ღრუბლოვან შემნახველ სისტემებთან, იწვევს მნიშვნელოვან დატვირთვას არა მარტო ქვემოთ მიმართულ კავშირის (დაუნლინკის) ხაზებზე (DL), როგორც ამას ჰქონდა ადგილი ინფორმაციის ძეგლის სერვერზე დაფუძნებული ტრადიციული გამოყენებისთვის, ასევე ზემოთ მიმართულ კავშირის (აპლინკის) ხაზებზეც (UL). DL-ისთვის ეს პრობლემა ნაწილობრივ გადაწყვეტილი იყო IEEE 802.11ac ვერსიაში, სადაც იყენებენ მრავალმომხმარებლიან მრავალშესასვლელიან მრავალგამოსასვლელიან (MU-MIMO) ტექნოლოგიას. UL-ისთვის ასეთი ტექნოლოგია მოითხოვს მკაცრ სინქრონიზაციას და,

შესაბამისად, მისი სტანდარტიზაცია არ იყო გათვალისწინებული IEEE 802.11ax-მდე შემუშავებულ ვერსიებში.

როგორც ზემოთ ჩამოთვლილი საკითხები მოწმობს, უსადენო საკომუნიკაციო სისტემებზე დატვირთვის ზრდა შეუქცევადი პროცესია, ხოლო მათი ეფექტურობის საკითხების გამოკვლევა და შემუშავება მუდმივი ინტერესის საგანს წარმოადგენს. სწორედ ამ საკითხების გადაჭრას ეძღვნება ქვემოთ მოცემული ნაშრომი, რომელიც მოიცავს საკომუნიკაციო სისტემების ეფექტურობის გაზრდის ორ მეთოდს, ახალი ორგანიზაციის სტრუქტურის და ახალი სივრცითი მოდულაციის სქემების შემუშავებას.

თავი 1. ორგანზომილებიანი კონსტელაციები - არსებული შედეგების მიმოხილვითი ნაწილი

1.1. ცნობილი ამპლიტუდურ-ფაზური მოდულაციები M-ობითი ალფაბეტით

მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის ზრდის მოთხოვნებთან ერთად ციფრული საკომუნიკაციო არხები, რომლებიც იყენებენ ორობით ფაზურ მოდულაციას (BPSK – Binary Phase Shift Keying) ვეღარ აკმაყოფილებენ მოთხოვნებს გამტარუნარიანობაზე მათთვის გამოყოფილი რესურსების შეზღუდვების გამო. ამ პრობლემის აღმოსაფხვრელად საჭიროა შემუშავებულ იქნას გარკვეული ტექნიკები. ერთ-ერთ ასეთ ტექნიკად შეიძლება განვიხილოთ ინფორმაციიდან სიჭარბის მოშორება, მეორე გზა შეიძლება იყოს მოდულაციის მეთოდის შეცვლა იმგვარად, რომ თითოეული ელემენტარული სიგნალის გადაცემის ხანგრძლივობის განმავლობაში მოხდეს ერთ ბიტზე მეტი ინფორმაციის გადაცემა, ანუ ორობითი ალფაბეტის ნაცვლად გამოვიყენოთ სიმბოლოები M-ობითი ალფაბეტიდან. ვინაიდან სიგნალის რადიოსიხშირული სპექტრის სიგანე დამოკიდებულია სიმბოლოების გადაცემის სიჩქარეზე და M-ობითი სიმბოლოების გამოყენება ზრდის გამტარუნარიანობას $\log_2 M$ -ით. ამის კარგი მაგალითია M-ობითი ($M > 2$) PSK მოდულაცია (MPSK – M-ობითი Phase Shift Keying). რამოდენიმე ავტორის მიერ ნაჩვენები იქნა [1, 2, 3], რომ ახალი M-ობითი მოდულაციის ტექნიკა, რომელიც აერთიანებს ამპლიტუდურ და ფაზურ მოდულაციას (APSK – Amplitude Phase Shift Keying) გადაცემისას მოითხოვს ნაკლებ პიკურ და საშუალო ენერგიას, ვიდრე MPSK მოდულაციის გამოყენების დროს, სიმბოლოზე შეცდომის ალბათობის (SER – Symbol Error Rate) ერთი და იგივე მნიშვნელობის შემთხვევაში. მიუხედავად იმისა, რომ APSK მოდულაცია უკეთესია PSK მოდულაციაზე, ფაზასა და ამპლიტუდას შორის ოპტიმალური კავშირი M-ობითი ანსამბლის შემთხვევისთვის მაინც არ არის ნაპოვნი, ანუ სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, უცნობია ოპტიმალური APSK სიგნალის აგების მეთოდი. წინა მკვლევარები, რომლებიც მუშაობდნენ APSK მოდულაციაზე, ცდილობდნენ სასიგნალო სისტემების კონკრეტული კონფიგურაციის ოპტიმიზაციას გარკვეული რაოდენობის (12) წრეებით [3] ან მის გარეშე [1] თითოეულ წრეზე სიგნალების რაოდენობის შეზღუდვით. ეს გამოკვლევები შეფერხდა იმის გამო, რომ არ არსებობდა ზოგადი გზა სიმბოლოზე შეცდომის ალბათობის მაქსიმუმის დასათვლელად, რომელიც იმუშავებდა ორგანზომილებიანი სიგნალების მიმდევრობისათვის.

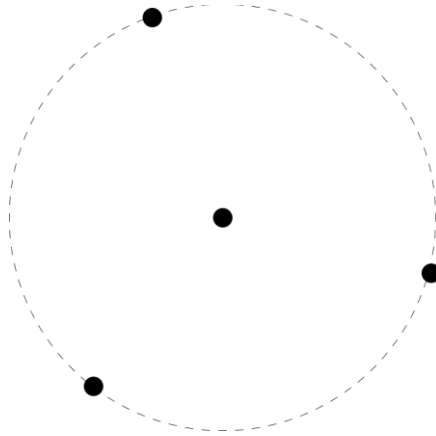
აქ მხოლოდ შეიძლება სიმბოლოზე შეცდომის ალბათობა შეფასდეს ზედა გაერთიანებული საზღვრის საშუალებით (Means of the union bound). როგორც ფილდინგმა [4] აჩვენა, ის ასიმპტოტურად კომპაქტურია მაღალი სიგნალ-ხელშემშლის თანაფარდობის (SNR – Signal to Noise Ratio) შემთხვევაში. [5]-ში აღწერილი გამოკვლევის მიდგომა იყო, რომ მომხდარიყო აღმოჩენა, ბევრი შესაძლო M-ობითი APSK MAPSK კონფიგურაციებისა ემპირიული ძებნის გზით. თითოეული ალფაბეტიდან შეირჩა ყველაზე ოპტიმალური ვარიანტები, SER-ის მიხედვით. მიუხედავად იმისა რომ ამ მეთოდით ოპტიმალური კონსტრუქციის აღმოჩენა შეიძლება ვერ მოხერხდეს, ამ ოპტიმუმის განსხვავება დიდად არ უნდა აღემატებოდეს საუკეთესო კანდიდატისას. ემპირიული ძებნის საშუალებით ნაპოვნი იქნა ახალი კონსტრუქციები, რომლებიც მნიშვნელოვნად უკეთესია აქამდე შემოთავაზებულ 8-ობით და 16-ობით კონსტრუქციებთან შედარებით. განვიხილოთ მათ შორის ძირითადები.

წარმოდგენილი ტიპის სიგნალთა სისტემის კვლევა არ ახალია და ჯერ კიდევ გასული საუკუნიდან იღებს სათავეს [1] - [16]. განვიხილოთ მათი რამოდენიმე ტიპი.

1.2. ზოგიერთი, პრაქტიკაში გამოყენებადი, სიგნალთა კონსტრუქციები

მათი უმეტესობა იყოფა ოთხ ძირითად კატეგორიად: კონცენტრულ წრეებზე დალაგებული სიგნალებით, სამკუთხა, მართკუთხა და ექვსკუთხა ბადეებზე დალაგებული სიგნალებით. განვიხილავთ სიგნალთა სისტემების (ანსამბლების, სისტემების) ყველა ზომა 4-ობითიდან 128-ობითამდე (მათ ხშირად სასიგნალო თანავარსკვლავედებს ანუ კონსტელაციებსაც უწოდებენ).

4-ობითი სიგნალები. ამ შემთხვევაში გამოყენებულია მხოლოდ ერთი სასიგნალო წრე. (იხ. ნახ. 1.1). ის შედგება სამი თანაბრად განაწილებული სიგნალისგან, რომლებიც მდებარეობენ წრეზე და ერთი სიგნალისგან, რომელიც მდებარეობს მოცემული წრეწირის ცენტრში.

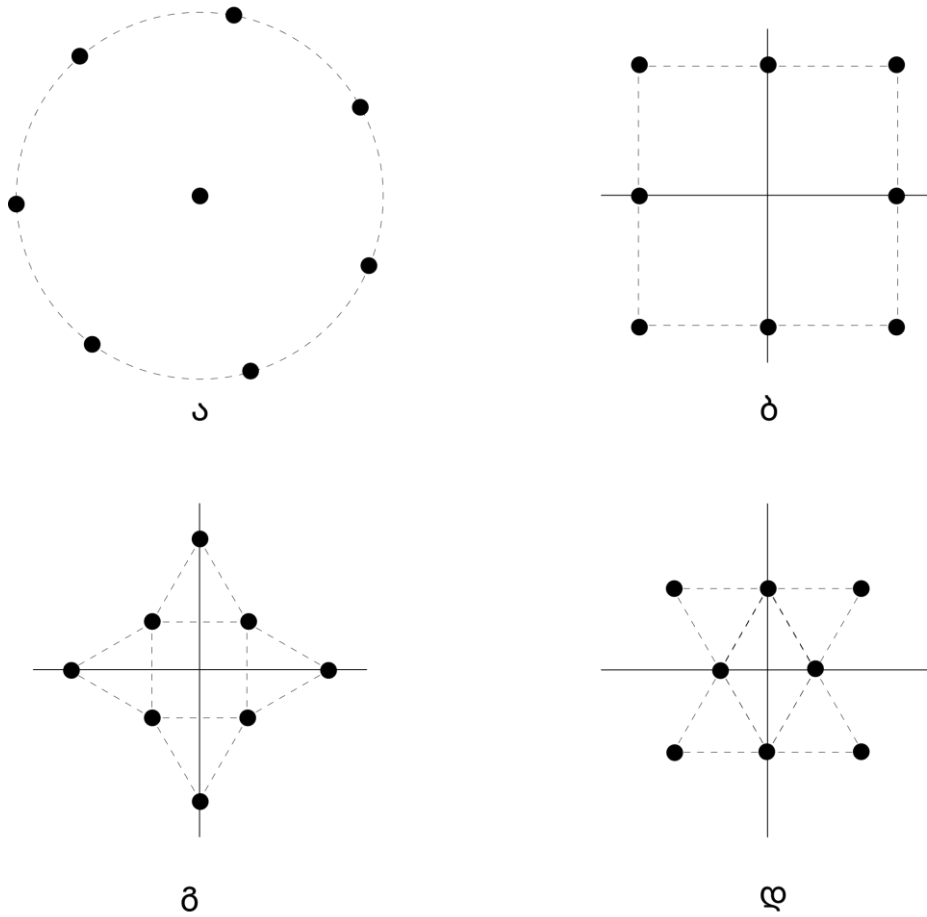


ნახ. 1.1. 4-ობითი (1, 3) სიგნალი

8-ობითი სიგნალები. ამ შემთხვევაში განვიხილავთ ისეთ სისტემას, როგორებიც ნაჩვენებია ნახ. 1.2-ზე. (ნახ. 1.1 და ნახ. 1.2-ზე სასიგნალო წერტილები ისეა განაწილებული, რომ სიგნალებს შორის მანძილი თანაბარია, გარდა წრიული განაწილების შემთხვევისა, რა დროსაც თითოეულ წრეზე არსებულ სიგნალებს შორის მანძილი თანაბარია, მაგრამ წრეებს შორის მანძილი არ არის თანაბარი). პირველი განაწილება (1, 7) არის წრიული განაწილება, სადაც შვიდი სიგნალი წარმოდგენილია წრეზე და ერთი სიგნალი მის ცენტრში. მეორე განაწილება წარმოდგენილია როგორც ორმაგი წრიული, თითოეულ წრეზე წარმოდგენილი ოთხ-ოთხი სიგნალით. გავრცელებული აზრით ეს განაწილება წარმოადგენდა ოპტიმალურ განაწილებას 8-ობითი კონსტელაციისთვის საშუალო სიმძლავრის შეზღუდვის პირობებში. დანარჩენი ორი კონსტელაცია წარმოდგენილია 3×3 ტიპის ბადით, რომელსაც არ გააჩნია ცენტრში მდებარე სიგნალი და ხასიათდება სამკუთხა ტიპის განაწილებით.

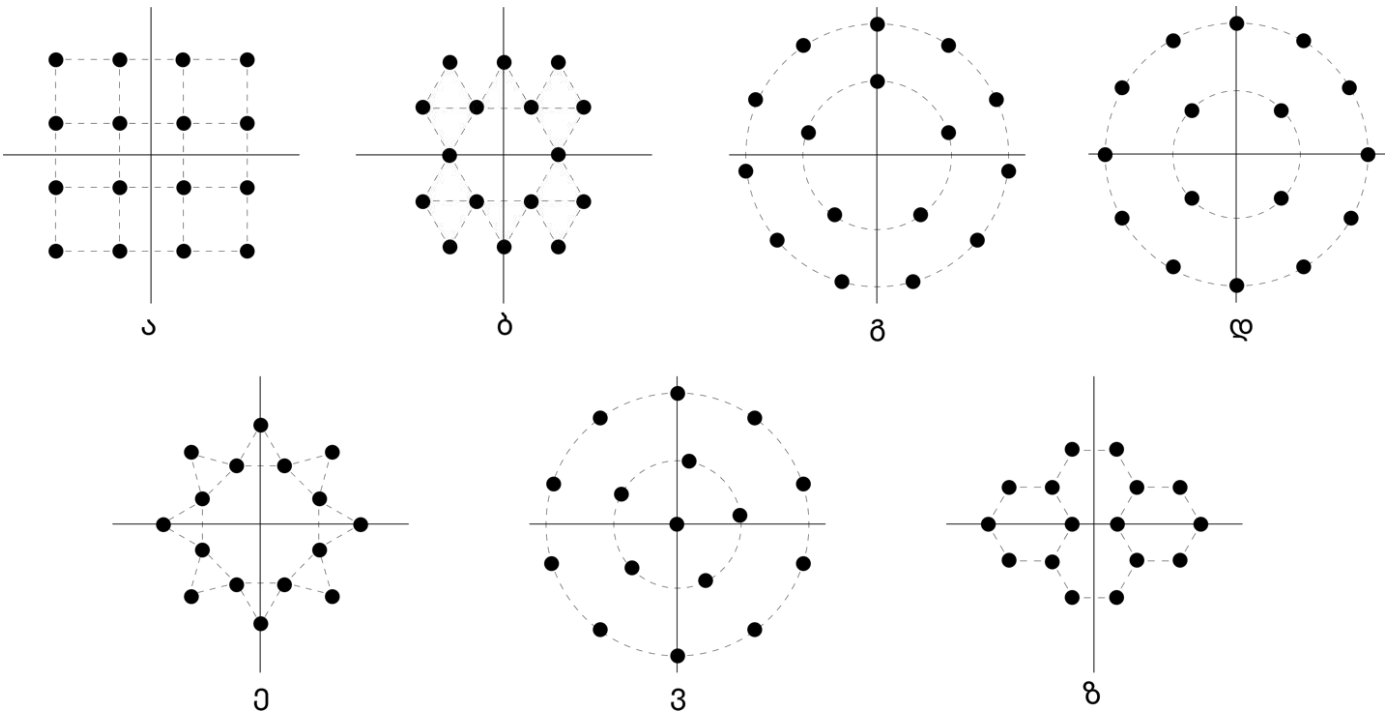
ექვსკუთხა განაწილება მისი ექვსკუთხა ბუნებიდან გამომდინარე ვერ ფორმირდება 8-ობით კონსტელაციად. (3, 5) ტიპის წრიული განაწილება აშკარად ჩამოუვარდება (4, 4) ტიპის განაწილებას (ცუდი პიკური სიმძლავრის გამო)

16-ობითი სიგნალები. ამ შემთხვევაში აღებულია 7 სხვადასხვა კონფიგურაციის 16-ობითი კონსტელაცია და ნახ. 1.3-ზე ნაჩვენებია მათი განაწილება ოთხივე კატეგორიის მიხედვით. მართკუთხა განაწილება წარმოდგენილია (4×4) კვადრატის სახით.



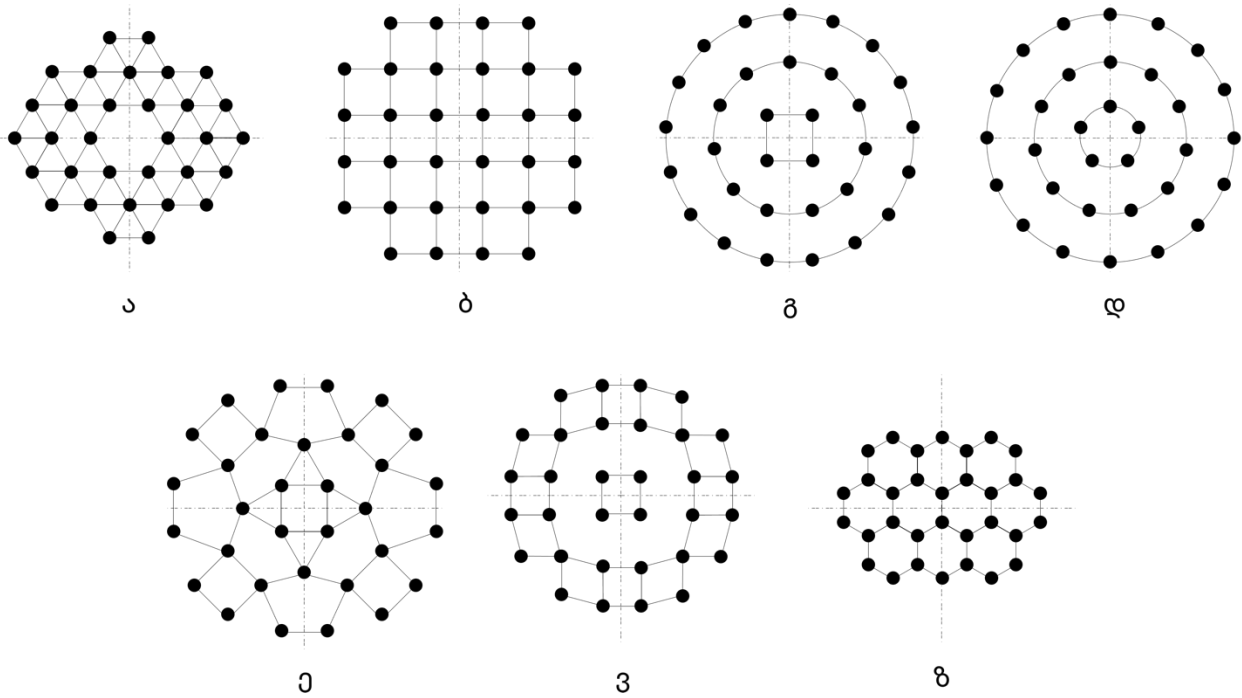
ნახ. 1.2. 8-ობითი სიგნალები: ა) (1, 7) წრიული, ბ) მართკუთხა, გ) (4,4) წრიული, დ) სამკუთხა

სამკუთხა კონსტელაცია წარმოდგენილია მონაცვლეობით 3 და 4 სიგნალიანი სტრიქონების საშუალებით, სადაც არ არსებობს სიგნალი ცენტრში. ასევე წარმოდგენილია ოთხი წრიული კონსტელაცია, რომელშიც ერთ-ერთია (8, 8) ტიპის განაწილება, რომელიც ადრე ითვლებოდა ოპტიმალურად როგორც პიკის, ასევე საშუალო სიმძლავრის შეზღუდვისათვის [3] უნდა აღინიშნოს, რომ წრიული კონსტელაციების შემდგომი ოპტიმიზაცია შესაძლებელია, თუკი შევაფასებთ წრის რადიუსის და ბრუნვის ცვლილების ეფექტს შეცდომის ალბათობაზე.



ნახ. 1.3. 16-ობითი სიგნალები: ა) მართკუთხა, ბ) სამკუთხა, გ) (5, 11) წრიული, დ) (4, 12) წრიული, ე) (8, 8) წრიული, ვ) (1, 5, 10) წრიული, ზ) ექვსკუთხა

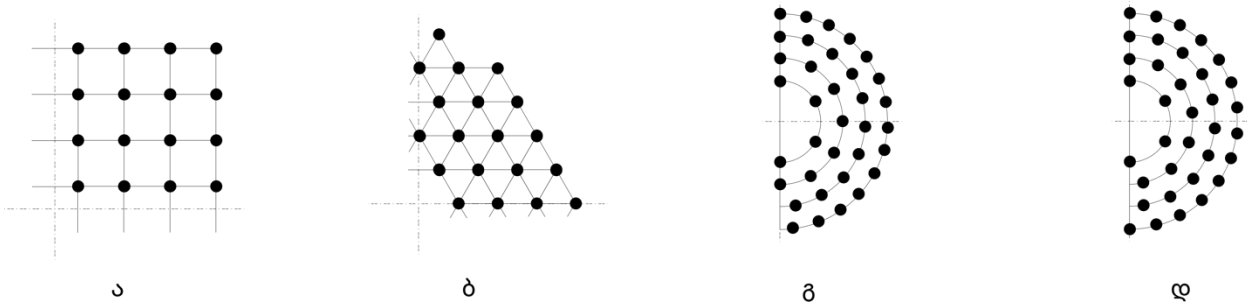
32-ობითი სიგნალები. ამ შემთხვევაში განხილულია ხუთი ისეთი 32-ობითი კონსტელაცია, რომლებიც მოიცავენ (4, 11, 17) და (5, 11, 16) წრიულ განაწილებებს (ნახ. 1.4). (5, 10, 17) და (5, 11, 16) წრიული განაწილებები უგულვებელყოფილები არიან პირველ რიგში იმის გამო, რომ მათი მინიმალური მანძილები არიან გაცილებით ნაკლები, ვიდრე (5, 11, 16) განაწილებისა და ასევე მისი გარე რადიუსის სიდიდის გამო (ცუდი პიკური სიმძლავრე). ასევე იყო ოთხ წრეწირიანი (3, 6, 10, 13) განაწილება გამოკვლეული და აშკარა გახდა, რომ ოთხი წრეწირი არის ბევრი 32-ობითი წყვილის შემთხვევაში, რადგან წრეწირთა შორის მანძილი ძალიან მცირეა.



ნახ. 1.4. 32-ობითი სიგნალები: ა) სამკუთხა, ბ) მართკუთხა, გ) (4, 11, 17) წრიული, დ) (5, 11, 16)

წრიული, ე) ვ) ზ) ექვსკუთხა

64-ობითი სიგნალები ამ შემთხვევაში განხილულია ოთხი კონსტელაცია, ესენი არიან 8×8 ტიპის განაწილება და (6, 12, 19, 27) და (6, 13, 19, 26) წრიული განაწილებები (იხილეთ ნახ. 1.5). ხუთ-წრეწირიანი წრიული განაწილება უგულვებელყოფილ იქნა, რადგან წრეწირთა შორის მანძილი ძალიან მცირეა.



ნახ. 1.5. 64-ობითი სიგნალები: ა) მართკუთხა, ბ) სამკუთხა, გ) (6, 12, 19, 27) წრიული, დ) (6, 13, 19, 26)

წრიული

128-ობითი სიგნალების წყვილი ამ შემთხვევაშიც განხილულია ხუთი კონსტელაცია. ესენი არიან მართკუთხა, სამკუთხა, ექვსკუთხა და (8, 17, 25, 34, 44) და (6, 12, 18, 24, 30, 38) ტიპის წრიული განაწილებები.

დასკვნა I თავიდან

მიუხედავად იმისა, რომ წარმოდგენილ სიგნალებს აქვთ საკმარისად კარგი მახასიათებლები [1] - [16], როგორც მოყვანილი მასალიდან ჩანს, დღემდე ასეთი ტიპის სიგნალთა სისტემების აგებას ძირითადად საფუძვლად უდევს ემპირიულ-ევრისტიკული მიდგომები, რომლებიც, რა თქმა უნდა ვერ უზრუნველყოფენ საუკეთესო ვარიანტების მიღებას და საჭიროა შემუშავდეს რეგულარული პროცედურები ამ მიმართულებით. სწორედ ამ პრობლემების გადაჭრას ეძღვნება წინამდებარე სადისერტაციო ნაშრომი.

თავი 2. ახალი, ორგანზომილებიანი, ეფექტური სასიგნალო სისტემების აგება

2.1. შესავალი

ბოლო ხანებში, საკომუნიკაციო სისტემებში ახალი ტექნოლოგიების დანერგვამ (5G) და დანერგვის პერსპექტივამ (6G) [1]-[3], გაზარდა ინტერესი ეფექტური (საუკეთესო SNR-ის მაჩვენებლები, მაღალი სპექტრული ეფექტურობა - $SE = \log_2 M$ და მარტივი დეტექტორის გამოყენების შესაძლებლობა) სასიგნალო კონსტელაციების მიმართ, განსაკუთრებით იმ შემთხვევებში, როცა საკითხი ეხება თანამედროვე უსადენო ციფრულ საკომუნიკაციო სისტემებს ფედინგიანი არხებით და მასთან დაკავშირებულ სხვადასხვა ტიპის ტექნოლოგიურ გადაწყვეტილებებს [4], [5]. ამ მიმართულებით მიღებულია მრავალი მნიშვნელოვანი შედეგი როგორც ორგანზომილებიანი, ასევე მრავალგანზომილებიანი სიგნალების კვლევის მიმართულებით (იხ. მაგ. [6]-[9]), სადაც იკვეთება, რომ სისტემათა სირთულე წარმოადგენს ერთ-ერთ დომინანტურ ფაქტორს მათ პრაქტიკაში გამოყენებისას და არის მცდელობები სისტემათა გამარტივებისა დაბალი სირთულის სიგნალთა დეტექტორების გამოყენებით [8], [10], [11]. როგორც კვლევები აჩვენებს, დღეისათვის, ჯერ კიდევ არსებობს რესურსი ახალი მარტივი სიგნალების აგებით გაუმჯობესებული იქნას ფართოდ გავრცელებული ორგანზომილებიანი კონსტელაციათა ეფექტურობის მაჩვენებლები იმასთან შედარებით, ვიდრე ეს აქვთ ჩვეულებრივ, ტრადიციულ სიგნალებს. სწორედ რომ პრობლემის აღნიშნული მიმართულებით გადაჭრას ეძღვნება მოცემული თავი. კერძოდ, წარმოდგენილი იქნება არაევერსტიკული და მარტივი პროცედურები ისეთი ახალი APSK სისტემების ასაგებად, როდესაც კონსტელაციათა შემადგენელი ელემენტარული სიგნალები განფენილი (განთავსებული) არიან კონცენტრულ წრეებზე. ცხადია ამ დროს კონცენტრულ წრეთა რაოდენობა ტოლია APSK კონსტელაციაში სიგნალთა განსხვავებულ ენერგეტიკულ დონეთა (ამპლიტუდათა) რაოდენობისა.

არსებობს კვლევები, რომლებშიც ფიქსირდება სასიგნალო სისტემების დისტანციური მახასიათებლების (მაგ. მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის - d_{\min}^2) გაუმჯობესება ორ განსხვავებულ ენერგეტიკულ დონიანი ანუ მოკლედ ორდონიანი სიგნალების გამოყენების ხარჯზე [7], [12], [13]. ამისგან განსხვავებით, ჩვენ შევეცდებით სიტუაციის გაუმჯობესებას მრავალდონიანი, ორგანზომილებიანი, M-ობით სიგნალთა კონსტელაციებით, რომლებიც

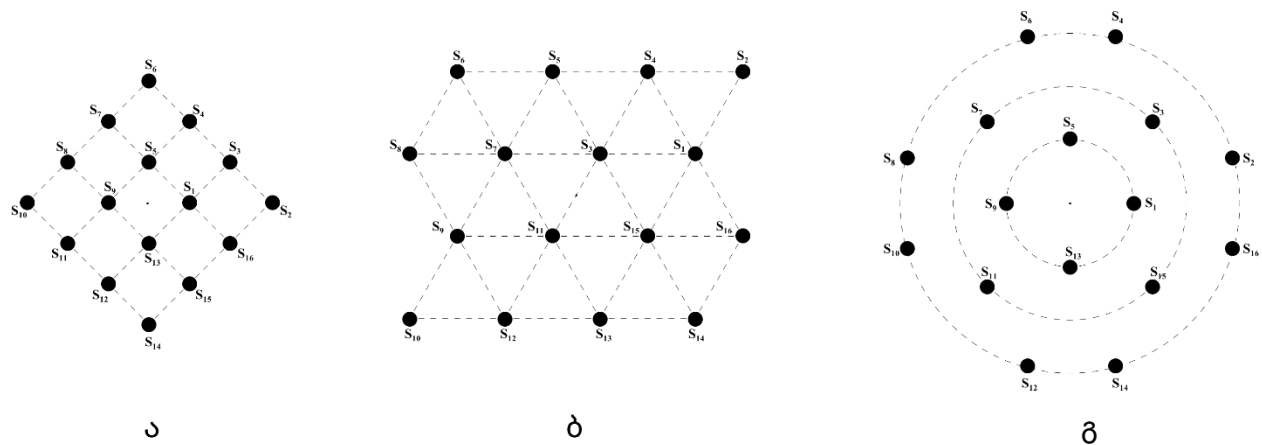
აგებული იქნებინ შემოთავაზებული პროცედურების გამოყენებით და, რაც უკვე აღნიშნული იყო, ეს იქნება კონსტელაციები, რომელთა შემადგენელი ელემენტარული სიგნალები განფენილია კონცენტრულ წრეებზე. როგორც მიღებული შედეგებიდან ჩანს, მოცემული სიგნალების გამოყენებისას ადგილი აქვს გარკვეულ გაუმჯობესებებს დღემდე განხილულ სიგნალებთან [7], [12]-[17] შედარებით.

იმისათვის, რომ გვეჩვენებინა აგებულ სიგნალთა ეფექტურობა ფედინგთან არხებში, სიმარტივის მიზნით, განვიხილოთ სისტემები ერთი შესასვლელითა და მრავალი გამოსასვლელით (single input - multiple output - SIMO) [18], [19], ხოლო მეტი ზოგადობისთვის ფედინგი წარმოვადგინებთ ნაკაგამის პროცესით [14], [20].

იგულისხმება, რომ მიმღებ მხარეზე ვსარგებლობთ ინფორმაციით არხის მდგომარეობის შესახებ (channel state information - CSI), რომელიც წინასწარ ზუსტადაა ცნობილი.

2.2. მრავალდონიანი APSK სიგნალები

ნაშრომში შევხებით ქვემოთ ჩამოთვლილ კონსტელაციებს, მოვიყვანთ მათ მაგალითებს და გამოვიყენებთ შესაბამის აღნიშვნებს.



ნახ. 2.1. სხვადასხვა ტიპის კონსტელაციათა მაგალითები, ზომით 16 ($M = 16$)

- APSK კონსტელაციები, რომელთა სასიგნალო წერტილები განთავსებული არიან კვადრატებისაგან შედგენილი ბადის კვანძებში, ე.წ. square (rectangular) APSK (SAPSK) [14], [15] (ნახ. 2.1 ა);
- APSK კონსტელაციები, რომელთა სასიგნალო წერტილები განთავსებული არიან ტოლგვერდა სამკუთხედებისაგან შედგენილი ბადის კვანძებში, ე.წ. triangular APSK (TAPSK) [15], [16] (ნახ. 2.1 ბ). ზოგჯერ მათ Hexagonal სიგნალებსაც უწოდებენ (HAPSK) [17];
- APSK სისტემები, რომელთა სასიგნალო წერტილები განთავსებული არიან კონცენტრულ წრეწირებზე, ე.წ. circular APSK (CAPSK) [17] (ნახ. 2.1გ); მოცემულ თავში სწორედ სიგნალთა ამ ჯგუფიდან არის შემოთავაზებული ახალი კონსტელაციები.

ხშირად APSK კონსტელაციებს, ზოგადად, QAM (quadrature amplitude modulation) კონსტელაციებადაც მოიხსენიებენ [14]-[17].

თუ კონსტელაციაში ელემენტარული სიგნალების რაოდენობა ტოლია M -ის, ანუ თუ კონსტელაციის ზომაა M , მაშინ ვიყენებთ აბრევიატურებს - MSAPSK, MTAPSK, MCAPSK.

როგორც ნახ. 2.1- დან ჩანს SAPSK-ს და CAPSK -ს, ვიდრე TAPSK-ს, აქვთ შედარებით მარტივი და სიმეტრიით გამორჩეული ელემენტური სტრუქტურა.

შემდგომში ყოველთვის, კონსტელაციისთვის, რომელთა სიგნალები განფენილია c რაოდენობის კონცენტრულ წრეწირებზე, ვიყენებთ ნორმირებას

$$(\sum_{i=1}^c M_i E_i) / M = 1, \quad (1)$$

სადაც M_i არის i - ურ წრეწირზე განთავსებული C_i ქვეკონსტელაციის ზომა, ხოლო E_i შესაბამისი თითოეული სიგნალის ენერჯიაა და მათ წყვილებს შორის ევკლიდური მანძილის კვადრატის მნიშვნელობა გამოითვლება გამოსახულებიდან:

$$d^2 = 2E_i(1 - \cos(\Delta\phi)) = (2\sqrt{E_i} \sin(\Delta\phi/2))^2, \quad (2)$$

სადაც $\Delta\phi$ ფაზათა სხვაობაა მოცემულ სიგნალთა წყვილს შორის.

იმ შემთხვევაში, თუ ქვეკონსტელაციის სიგნალები ფაზათა მნიშვნელობების მიხედვით თანაბრად არიან განაწილებული წრეწირზე, მაშინ მეზობელ სიგნალთა წყვილისათვის $\Delta\phi = 2\pi/M_i$.

A. სამდონიანი CAPSK კონსტელაციების აგება

ჩვენ აქ წარმოვადგენთ სამდონიანი CAPSK სიგნალების (კონსტელაციები სამ კონცენტრულ წრეწირზე) აგების პროცედურას და მაგალითისათვის ავაგებთ კონკრეტულ MCAPSK-ებს შემთხვევებისათვის, როცა $M = 8, 16, 32$.

კონსტელაციის კონფიგურაცია ისეთია, რომ კონცენტრული წრეწირების პირველ და მეორე წრეზე განლაგებულია n სიგნალი, ხოლო მესამეზე $2n$. შესაბამისად $M = 4n$. აქ და შემდგომშიც, [15]-ის ანალოგიურად, კონსტელაციის აღნიშვნისათვის ვიყენებთ ჩანაწერს $(n, n, 2n)$.

მოცემულ შემთხვევაში ამპლიტუდის ყველაზე დაბალი მნიშვნელობის მქონე სიგნალის ენერგია აღნიშნული იქნება E_1 -ით, ყველაზე მაღალი დონის E_3 -ით, ხოლო საშუალოსი E_2 -ით. ე.ი. აქ, მთელი MCAPSK კონსტელაცია, განფენილია სამ კონცენტრულ წრეზე სამი ქვეკონსტელაციის სახით. ცხადია, პირველ ქვეკონსტელაციაში (C_1) თითოეული სიგნალის ენერგიაა E_1 , მეორეში (C_2) E_2 , მესამეში (C_3) კი E_3 . ქვეკონსტელაციათა ზომები აღნიშნული იქნება შესაბამისად M_1, M_2 და M_3 -ით (ცხადია $M_1 = M_2 = n, M_3 = 2n$ და $M = M_1 + M_2 + M_3 = 4n$). მთლიანი C კონსტელაციისთვის ევკლიდური მანძილის კვადრატის მინიმალური მნიშვნელობა არის $d_{\min}^2(C)$ (ან d_{\min}^2), ხოლო ქვეკონსტელაციათათვის შესაბამისად $d_{1/\min}^2, d_{2/\min}^2$ და $d_{3/\min}^2$. ცხადია ეს თავისთავად გულისხმობს, რომ მოცემულ შემთხვევაში $M_1, M_2, M_3 \geq 2$.

აღვნიშნოთ ზოგადად რომელიღაც C_n ($n \in \{1, 2, 3\}$) ქვეკონსტელაციის M_n -ობითი q ინდექსის მქონე სიგნალი $s_{n,q}$ -თი; დაუშვათ გვაქვს ორი, C_i და C_j , ქვეკონსტელაცია

სიგნალებით $\{s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,M_i}\} \in C_i$ და $\{s_{j,1}, s_{j,2}, \dots, s_{j,M_j}\} \in C_j$; განვსაზღვროთ ამ ქვეკონსტელაციებს შორის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის მნიშვნელობა შემდეგნაირად:

$$d_{\min}^2(C_i, C_j) = \min_{a,b} [d^2(s_{i,a}, s_{j,b})], \quad (3)$$

რომელშიც $a \in \{1, 2, \dots, M_i\}$ და $b \in \{1, 2, \dots, M_j\}$.

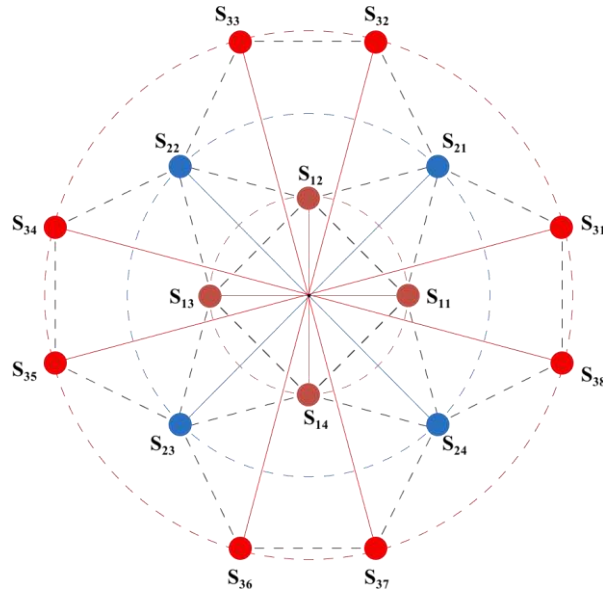
მოცემულ სიგნალთა სისტემისათვის, ანუ C კონსტელაციისათვის, მათი აგების პროცესში, კონფიგურაციის განსაზღვრის ორიენტირს წარმოადგენს სისტემა:

$$\begin{cases} M_1 = M_2 = M / 4, \\ M_3 = M / 2. \end{cases} \quad (4)$$

კონსტელაციის პარამეტრების განსაზღვრის საწყის ეტაპზე კეთდება ერთი დაშვება, რაც იძლევა საშუალებას უფრო დაკონკრეტდეს კონსტელაციის კონფიგურაცია:

$$\begin{cases} d_{\min}^2(C_1, C_2) = d_{1/\min}^2, \\ d_{\min}^2(C_2, C_3) = d_{1/\min}^2, \\ d_{3/\min}^2(C_2) = d_{1/\min}^2. \end{cases} \quad (5)$$

მაგალითისათვის, ახალი კონსტელაციის შესაძლო კონფიგურაცია, მოყვანილია სურ. 2.1 გ-ზე, ხოლო მისი გეომეტრიული სტრუქტურა ნახ. 2.2-ზე. აქ $M = 16$ და ნაჩვენები ვარიანტი შეესაბამება (3) პირობას, სადაც შავი წყვეტილი ხაზებით შეერთებულია იმ სიგნალთა სასიგნალო წერტილები, რომელთა შორის მანძილი $d_{1/\min}^2$ -ის ტოლია.



ნახ. 2.2. სამდონიანი 16CAPSK C კონსტელაციის გეომეტრიული სტრუქტურა

სიგნალთა ინდექსაცია კონსტელაციაში (ნახ. 2.1 გ) გაკეთებულია (და შემდგომშიც გაკეთებული იქნება) გამჭოლად, სიგნალთა ფაზების მნიშვნელობების ზრდის მიხედვით, ხოლო გეომეტრიულ სტრუქტურაში (1)-ის შესაბამისად (იხ. ნახ. 2.2). ძნელი არაა ვაჩვენოთ, რომ მოცემული ტიპის კონსტელაციაში $d_{2/\min}^2 > d_{1/\min}^2$, $d_{\min}^2(C_1, C_3) > d_{1/\min}^2$. ზემოთ მოყვანილიდან, როცა $n \geq 3$, სიგნალთა ენერგიებისთვის და ფაზათა მნიშვნელობებისთვის მარტივი გეომეტრიული გამოთვლებით ვღებულობთ:

$$\begin{cases} E_1 = \frac{4}{(A + 8B + 2)\sin^2 \frac{\pi}{n}}; \\ E_2 = \frac{4 \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} + \operatorname{ctg} \frac{\pi}{6}\right)^2}{(A + 8B + 2)}; \\ E_3 = \frac{4 + 16B}{(A + 8B + 2)}; \end{cases} \quad (6)$$

სადაც $A = \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi}{n}} + \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} + \operatorname{ctg} \frac{\pi}{6}\right)^2$, $B = \left[\frac{1}{2\sin \frac{\pi}{n}} + \cos \left(\frac{\pi}{n} + \frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{\frac{3}{4} + y - y^2} \right]^2$, $y = \sin \left(\frac{\pi}{n} + \frac{\pi}{6}\right)$.

$$\begin{cases} \varphi_{Iv} = \frac{2\pi}{n} \cdot \alpha_{Iv}, \alpha_{Iv} = [0, 1, 2, \dots, (n-1)], v = 1, 2, \dots, M_1, \text{წრე I;} \\ \varphi_{IIv} = \frac{\pi}{n} + \frac{2\pi}{n} \cdot \alpha_{IIv}, \alpha_{IIv} = [0, 1, 2, \dots, (n-1)], v = 1, 2, \dots, M_2, \text{წრე II;} \\ \varphi_{IIIv} = \frac{2\pi}{n} \cdot \alpha_{IIIv} \mp \gamma, \alpha_{IIIv} = [0, 1, 2, \dots, (n-1)], v = 1, 2, \dots, M_3, \text{წრე III,} \end{cases} \quad (7)$$

რომელშიც $\gamma = \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{1+4B}}\right)$; ხოლო კონსტელაციის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატი ტოლია:

$$d_{min}^2 = \frac{16}{A + 8B + 2} \quad (8)$$

(6) - (8) გამოსახულებების გამოყენებით 16CAPSK-თვის ((4,4,8) კონსტელაცია) გვაქვს: $E_1 = 0.2058$; $E_2 = 0.7681$; $E_3 = 1.5129$; $\varphi = [0 \ 15.1181 \ 45 \ 74.8818 \ 90 \ 105.1181 \ 135 \ 164.8818 \ 180 \ 195.1181 \ 225 \ 254.8818 \ 270 \ 285.1181 \ 315 \ 344.8818]$; $d_{min}^2 = 0.4116$.

აქ და შემდგომში φ -ის მნიშვნელობები მოცემულია გრადუსებში.

იგივე მიდგომის გამოყენებით აგებული იქნა 32CAPSK ((8,8,16) კონსტელაცია) (იხ. ნახ. 2.3 ა) კონსტელაცია, რომლის პარამეტრებია:

$$E_1 = 0.2969; E_2 = 0.7476; E_3 = 1.4776;$$

$$\varphi = [0 \ 9.8781 \ 22.5 \ 35.1218 \ 45 \ 54.8781 \ 67.5 \ 80.1218 \ 90 \ 99.8781 \ 112.5 \ 125.1218 \ 135 \ 144.8781 \ 157.5 \ 170.1218 \ 180 \ 189.8781 \ 202.5 \ 215.1218 \ 225 \ 234.8781 \ 247.5 \ 260.1218 \ 270 \ 279.8781 \ 292.5 \ 305.1218 \ 315 \ 324.8781 \ 337.5 \ 350.1218];$$

$$d_{min}^2 = 0.1739.$$

ასევე მარტივად 8CAPSK -თვის ((2,2,4) კონსტელაცია) (იხ. ნახ. 2.3 ბ) მივიღებთ:

$$\begin{cases} E_1 = 4 / 18; \\ E_2 = 3E_1; \\ E_3 = 7E_1. \end{cases} \quad (9)$$

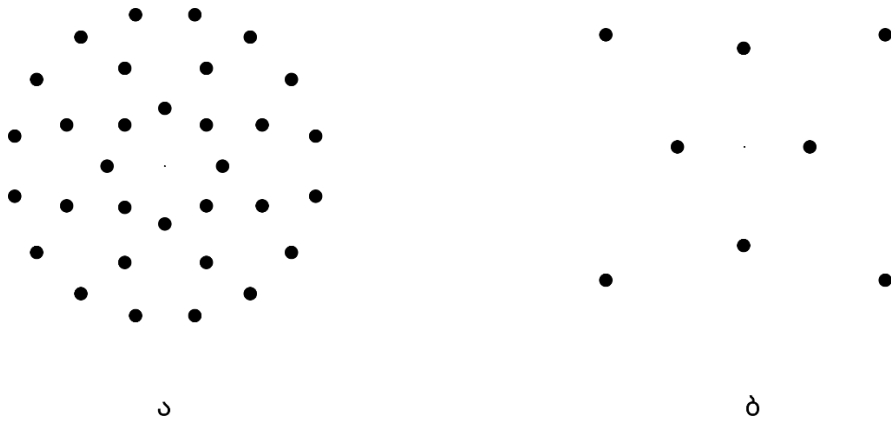
$$\begin{cases} \varphi_I = [0 \pi], \text{ წრე I;} \\ \varphi_{II} = [\frac{\pi}{2} \frac{3\pi}{2}], \text{ წრე II;} \\ \varphi_{III} = [\alpha \pi - \alpha \pi + \alpha 2\pi - \alpha], \text{ წრე III.} \end{cases} \quad (10)$$

აქ $\alpha = \arcsin(\sqrt{3/7})$, ხოლო კონსტელაციის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატი $d_{\min}^2 = 4E_1$. საბოლოოდ მივიღებთ:

$$E_1 = 0.2222; E_2 = 0.6666; E_3 = 1.5555;$$

$$\varphi = [0 \ 40.8933 \ 90 \ 139.1066 \ 180 \ 220.8933 \ 270 \ 319.1066];$$

$$d_{\min}^2 = \mathbf{0.8888}.$$



ნახ. 2.3. 32CAPSK და 8CAPSK კონსტელაციები.

ქვემოთ, ცხრილ 2.1-ში შედარების მიზნით, მოყვანილია d_{\min}^2 -ის მნიშვნელობები

ცხრილი. 2.1. d_{\min}^2 მნიშვნელობები ზოგიერთი კონსტელაციისათვის

კონსტელაციები	M = 8	M = 16	M = 32
PSK [7]	0.5858	0.1522	0.0384
APSK [13]	0.8453	0.3331	0.1417
Star – QAM [7]	0.8342	0.3291	0.1561
Proposed CAPSK	0.8888	0.4116	0.1739

სხვადასხვა კონსტელაციებისთვის, საიდანაც ჩანს, რომ proposed CAPSK-ები არიან უკეთესები ყველა სხვა ცნობილ [7],[13] ანალოგიურ სიგნალთა სისტემებთან შედარებით.

B. CAPSK კონსტელაციები გამარტივებული დეტექტორით

გამარტივებული დეტექტორი (Simplified detector - SD) საწყის ეტაპზე აფასებს თუ კონსტელაციის რომელ წრეწირს (რომელ ქვეკონსტელაციას) ეკუთვნის გადმოცემული სიგნალი, რისთვისაც იყენებს პრინციპს:

$$\hat{i} = \arg \min_{i \in \{1, 2, \dots, c\}} ((\sqrt{E_z} - \sqrt{E_i})^2) \tag{11}$$

სადაც E_z არის მიღებული სიგნალის ენერგია; E_i არის შესაძლო გადმოცემული i წრეწირზე არსებული (i ქვეკონსტელაციის) თითოეული სიგნალის ენერგია. ამის შემდგომ შერჩეული, მხოლოდ ერთი, ქვეკონსტელაციის მიხედვით ხდება სიგნალის დეტექტირება.

კონსტელაციის კონფიგურირება, მოცემული M_1, M_2, \dots, M_c ($M_i \geq 2$) შემთხვევისთვის, ხორციელდება შემდეგი პირობების შესაბამისად:

$$\begin{cases} d_{1/\min}^2 = d_{\min}^2; \\ d_{j/\min}^2 \geq d_{\min}^2, j = 2, 3, \dots, c. \end{cases} \tag{12}$$

(1), (2) და (12)-ს გათვალისწინებით სიგნალთა ენერგიებისთვის მარტივად მივიღებთ:

$$\begin{cases} E_1 = M/(M_1 + k_2 M_2 + k_3 M_3 + \dots + k_c M_c); \\ E_j = k_j E_1, j = 2, 3, \dots, c. \end{cases} \tag{13}$$

რომელშიც $k_j = [1 + 2(j-1) \sin(\pi / M_1)]^2$.

ვინაიდან კონსტელაციის თითოეულ წრეწირზე არსებული ქვეკონსტელაცია წარმოადგენს M_i -ობით ფაზამოდულირებულ სიგნალთა სისტემას, შეგვიძლია დავუშვათ, რომ მათი ფაზების მნიშვნელობები შესაბამის წრეწირებზე განაწილებულები არიან თანაბრად ბიჯით $2\pi/M_i$, ნებისმიერი სასურველი ინიციალიზაციით.

წარმოდგენილი პრინციპით აგებული კონსტელაციისათვის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის მნიშვნელობა ტოლი იქნება:

$$d_{\min}^2 = 2E_1(1 - \cos(2\pi/M_1)) = (2\sqrt{E_1} \sin(\pi/M_1))^2. \quad (14)$$

გამარტივებული SD დეტექტორის სირთულე შეფასებული იქნება შემდეგ ქვეთავში.

2.3. სისტემის მოდელი და მიმღები

გვაქვს SIMO სისტემა ერთი გადამცემი და N_r რადენობის მიმღები ანტენით. განვიხილავთ არაკორელაციურ ფედინგიანი ნაკაგამის არხს, ადიტიური თეთრი გაუსის ხმაურით (additive white Gaussian noise - AWGN). გადამცემული და მიღებული სიგნალები ჩაიწერება შემდეგი გამოსახულებით:

$$z = \xi s + n \quad (15)$$

სადაც z არის მიღებული სიგნალების მატრიცა $z = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{N_r}(t)]^T$ და ξ არის ეგრედ წოდებული მოგების მატრიცა: $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N_r}]^T$, რომელშიც ყოველი ξ_x ნამდვილი შემთხვევითი რიცხვია და ის არის ფედინგის ამპლიტუდა იმ სიგნალისთვის, რომელიც ვრცელდება გადამცემიდან x მიმღებისაკენ ($x \in \{1, 2, \dots, N_r\}$). მისი ალბათობის განაწილების სიმკვრივე ზოგადად [20]

$$f(\xi) = \frac{2}{\Gamma(m)} \cdot \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \cdot \xi^{2m-1} \cdot e^{-m\xi^2/\Omega}, \quad \xi \geq 0, m \geq 0.5. \quad (16)$$

აქ Ω არის საშუალო სიმძლავრე ნაკაგამის პროცესის და ჩვენს შემთხვევაში $\Omega = 1$. თუ (16) - ში ფედინგის სიღრმის განმსაზღვრელი პარამეტრი $m = 1$, მაშინ გვაქვს რელეის პროცესი.

არხის მოცემული მოდელისთვის, ვუშვებთ, რომ CSI ზუსტადაა ცნობილი, ე.ი. ვგულისხმობთ, რომ მიმღებ მხარეზე ξ მატრიცა ცნობილია. $s = s(t)$ არის M -ობითი სიგნალი გადამცემ ანტენაზე. ხოლო, AWGN- თვის, $n = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N_r}(t)]^T$, რომელშიც თითოეული

$n_x(t)$ არის შემთხვევითი პროცესი გაუსის განაწილებით, ნულოვანი მათემატიკური ლოდინითა და 1-ის ტოლი დისპერსიით.

მიმღებ მხარეზე საუკეთესო CSI-ით, მაქსიმალური დამაჯერებლობის (maximum likelihood - ML) დეტექტორი აკეთებს სიგნალის ინდექსის (j) მნიშვნელობათა შეფასებას შემდეგი გამოსახულების საშუალებით:

$$(j) = \arg \min_{j \in \{1, \dots, M\}} \left[\sum_x^{N_r} [z_x(t) - \xi_x S_j(t)]^2 \right] \quad (17)$$

ამ დროს მიმღების სირთულე შეიძლება შეფასდეს როგორც $O(N_r \cdot M)$.

SD დეტექტორის გამოყენების შემთხვევაში (17)-ში M-ის მნიშვნელობა შეიცვლება M_i -ით, ხოლო მიმღების სირთულე შეფასდება როგორც $O(N_r \cdot M_a)$, რომელშიც

$$M_a = (\sum_{i=1}^c M_i^2) / M \quad (18)$$

და ის არის დეტექტირებულ სიგნალთა შესაბამის კონსტელაციათა ზომების საშუალო სტატისტიკური მნიშვნელობა.

2.4. კომპიუტერული მოდელირების შედეგები და შედარებები

აგებულ სიგნალთა ეფექტურობის უფრო თვალსაჩინოდ წარმოჩენისათვის ჩატარებული იქნა კომპიუტერული მოდელირებები ფედინგიანი არხებისთვის (არხები Nakagami-m პროცესით) AWGN-ის მოქმედებასთან ერთად SIMO სისტემებისთვის. ამ დროს, მოდელირებისას, სიგნალზელშემლის თანაფარდობის (SNR) ყოველი მნიშვნელობისათვის არხში გადაიცემოდა თანაბარი განაწილების მქონე 100 000 000 M-ობითი საინფორმაციო სიმბოლო.

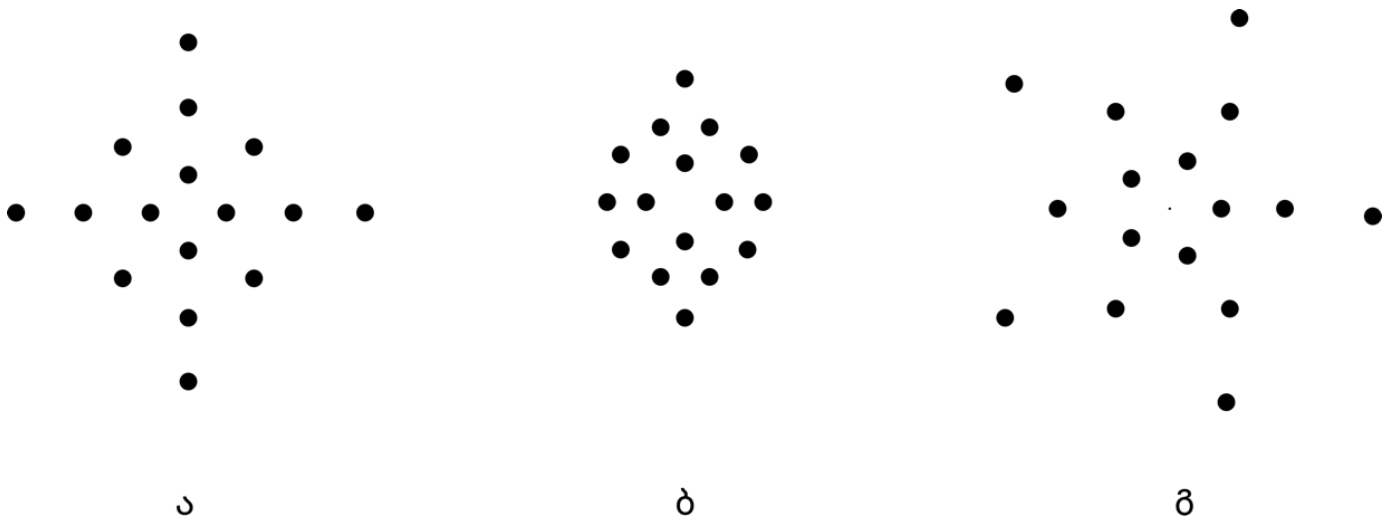
მოდელირებისას გამოყენებული იყო ახალი 16CAPSK (4,4,8) კონსტელაცია, რომლის პარამეტრები ზემოთ იყო მოყვანილი და ასევე ჩვეულებრივი, ტრადიციული 16SAPSK და 16TAPSK კონსტელაციები პარამეტრებით:

16SAPSK: $E = [0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1]$; $\varphi = [0 \ 0 \ 26.5650 \ 63.4349 \ 90 \ 90 \ 116.5650 \ 153.4349 \ 180 \ 180 \ 206.5650 \ 243.4349 \ 270 \ 270 \ 296.5650 \ 333.4349]$; $d_{\min}^2 = 0.4$

16TAPSK: $E = [0.7777 \ 2.1111 \ 0.1111 \ 1 \ 0.7777 \ 1.4444 \ 0.3333 \ 1.4444 \ 0.7777 \ 2.1111 \ 0.1111 \ 1 \ 0.7777 \ 1.4444 \ 0.3333 \ 1.4444]$; $\varphi = [19.1066 \ 36.5867 \ 60 \ 60 \ 100.8933 \ 133.8978 \ 150 \ 166.1021 \ 199.1066 \ 216.5867 \ 240 \ 240 \ 280.8933 \ 313.8978 \ 330 \ 346.1021]$; $d_{\min}^2 = 0.4444$;

მოყვანილ სიგნალთა მიღებისას ვსარგებლობდით დეტექტირების ML პრინციპით.

იმ ვარაუდით, რომ მიმღებ მხარეზე გამოყენებული იქნებოდა SD დეტექტორი, სამაგალითოდ მოდელირებისთვის, აგებული იქნა რამოდენიმე 16-ობითი კონსტელაცია (ნახ. 2.4),



ნახ. 2.4. 16CAPSK კონსტელაციები SD გამარტივებული დეტექტორისათვის

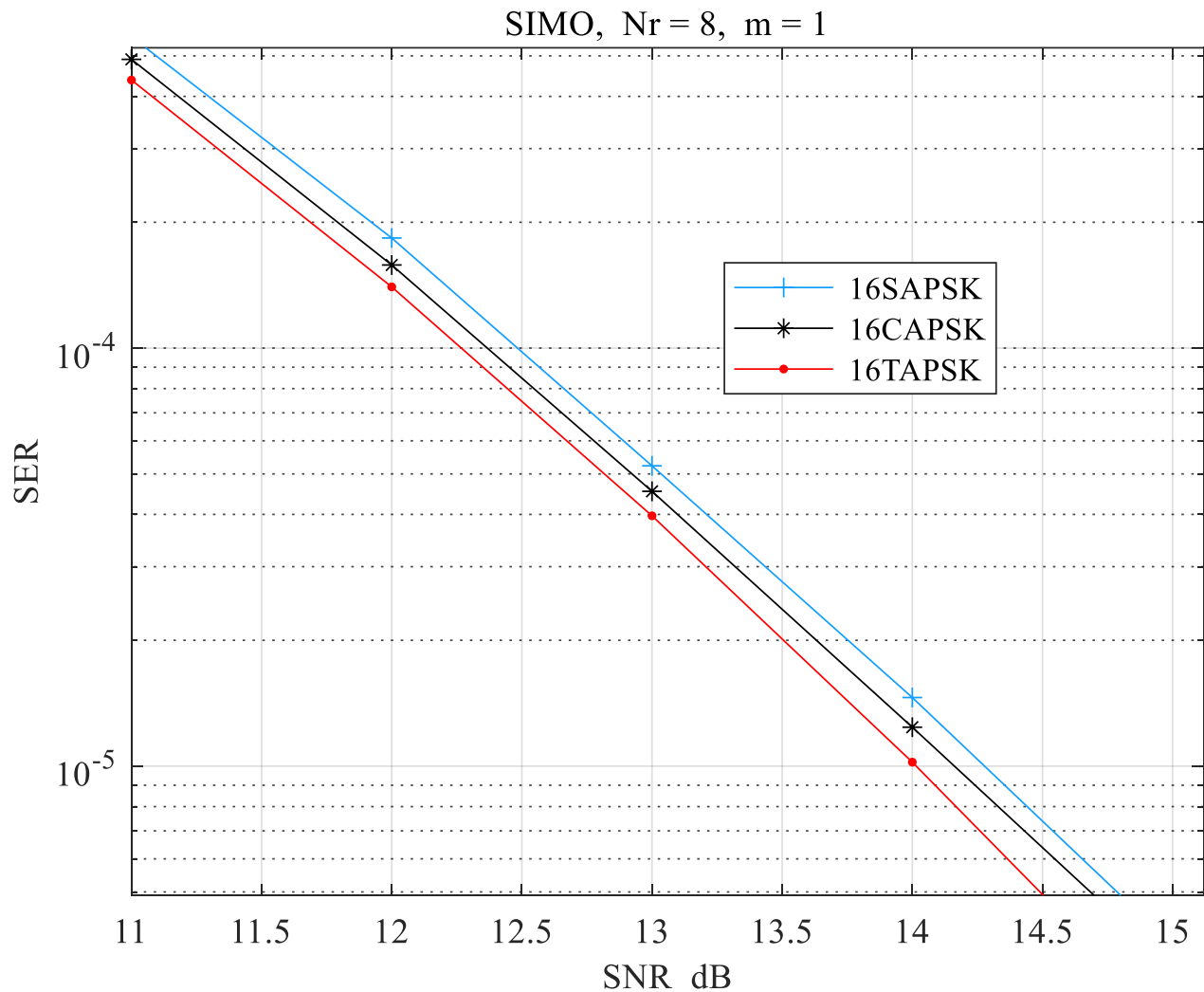
შემდეგი პარამეტრებით:

ნახ. 2.4 ა, (4,8,4), $E_1 = 0.1464$; $E_2 = 0.8535$; $E_3 = 2.1464$. $d_{\min}^2 = 0.2928$. $M_a = 6$.

ნახ. 2.4 ბ, (4,10,2), $E_1 = 0.1746$; $E_2 = 1.0180$; $E_3 = 2.5602$. $d_{\min}^2 = 0.3493$. $M_a = 7.5$.

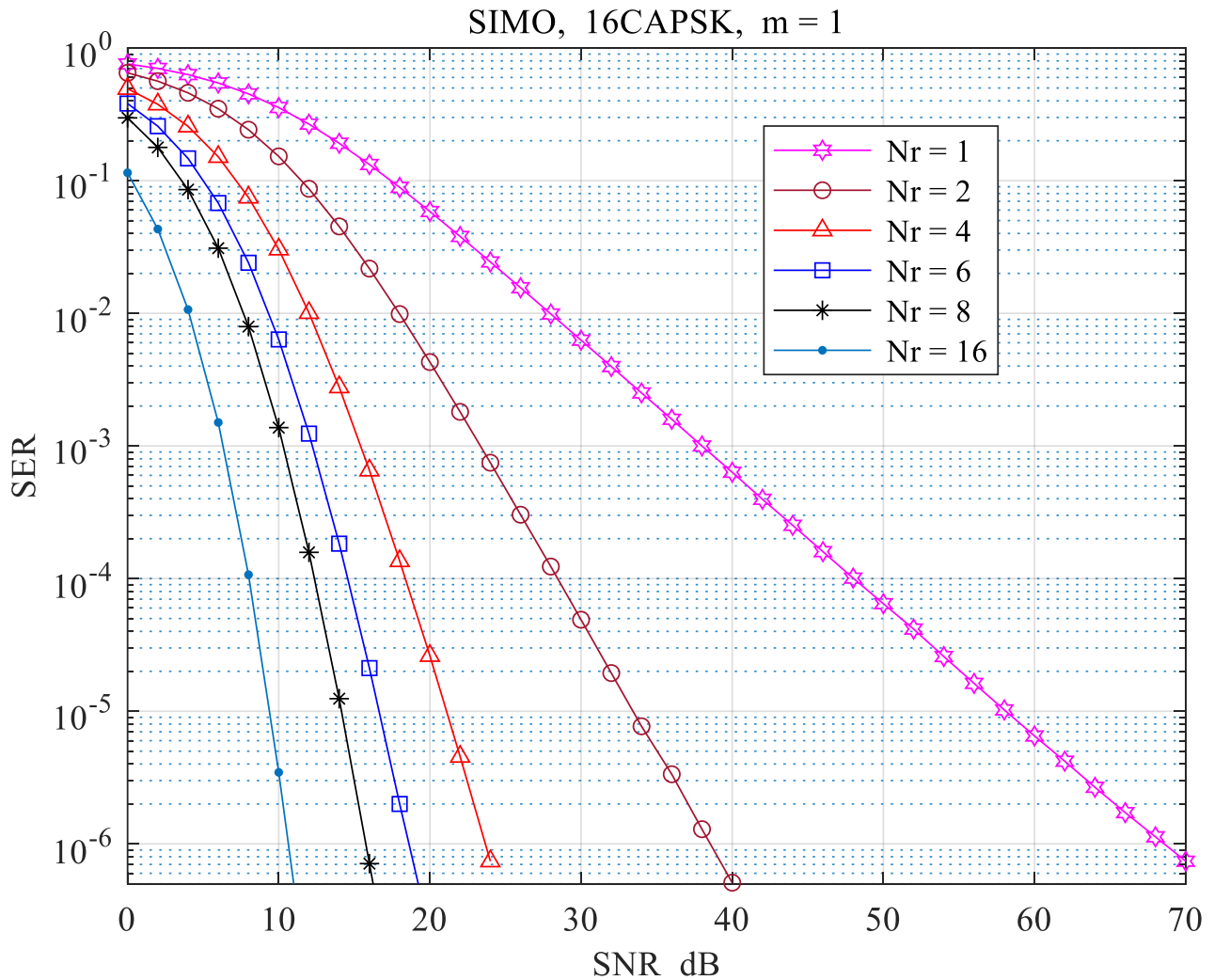
ნახ. 2.4 გ, (5,6,5), $E_1 = 0.1786$; $E_2 = 0.8456$; $E_3 = 2.0065$. $d_{\min}^2 = 0.2469$. $M_a = 5.37$.

მოდელების შედეგები მოყვანილია ნახ. 2.5-ზე, ნახ. 2.8-ზე. ნახ. 2.5-ზე, ერთმანეთთან შედარების მიზნით, მოყვანილია ახალ (4,4,8) 16CAPSK და ჩვეულებრივ 16SAPSK და 16TAPSK კონსტელაციათა SER მახასიათებლები არხისთვის რელეის ფედინგით ($m = 1$). ნახაზიდან ჩანს, რომ 16CAPSK-ს უკავია საშუალოდ მდგომარეობა 16SAPSK-სა და 16TAPSK-ს შორის და მათგან SNR-ის მიხედვით მცირედით განსხვავდება (საშუალოდ დაახლოებით 0.1 dB)



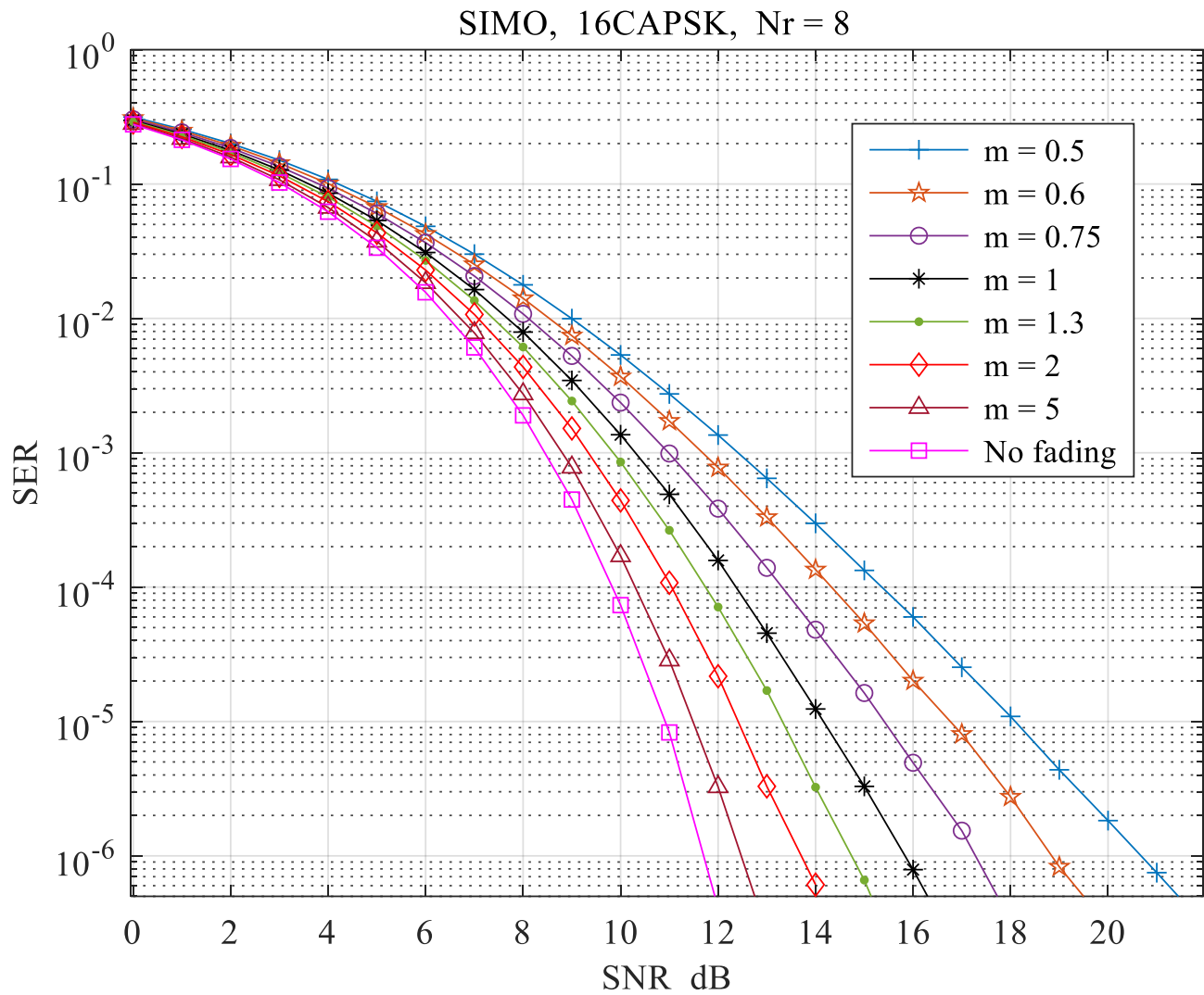
ნახ. 2.5. სხვადასხვა კონსტელაციათა SER მახასიათებლები

ნახ. 2.6 - ზე მოყვანილია 16CAPSK კონსტელაციის SER მახასიათებლები რელიის ფედინგის შემთხვევაში სხვადასხვა რადენობის მიმღების გამოყენებისას. აქ ჩანს, რომ SNR მოგების მაქსიმალური მნიშვნელობა ერთი მიმღების გამოყენების შემთხვევასთან შედარებით, როცა $SER = 10^{-5}$, 50 dB-მდეა.



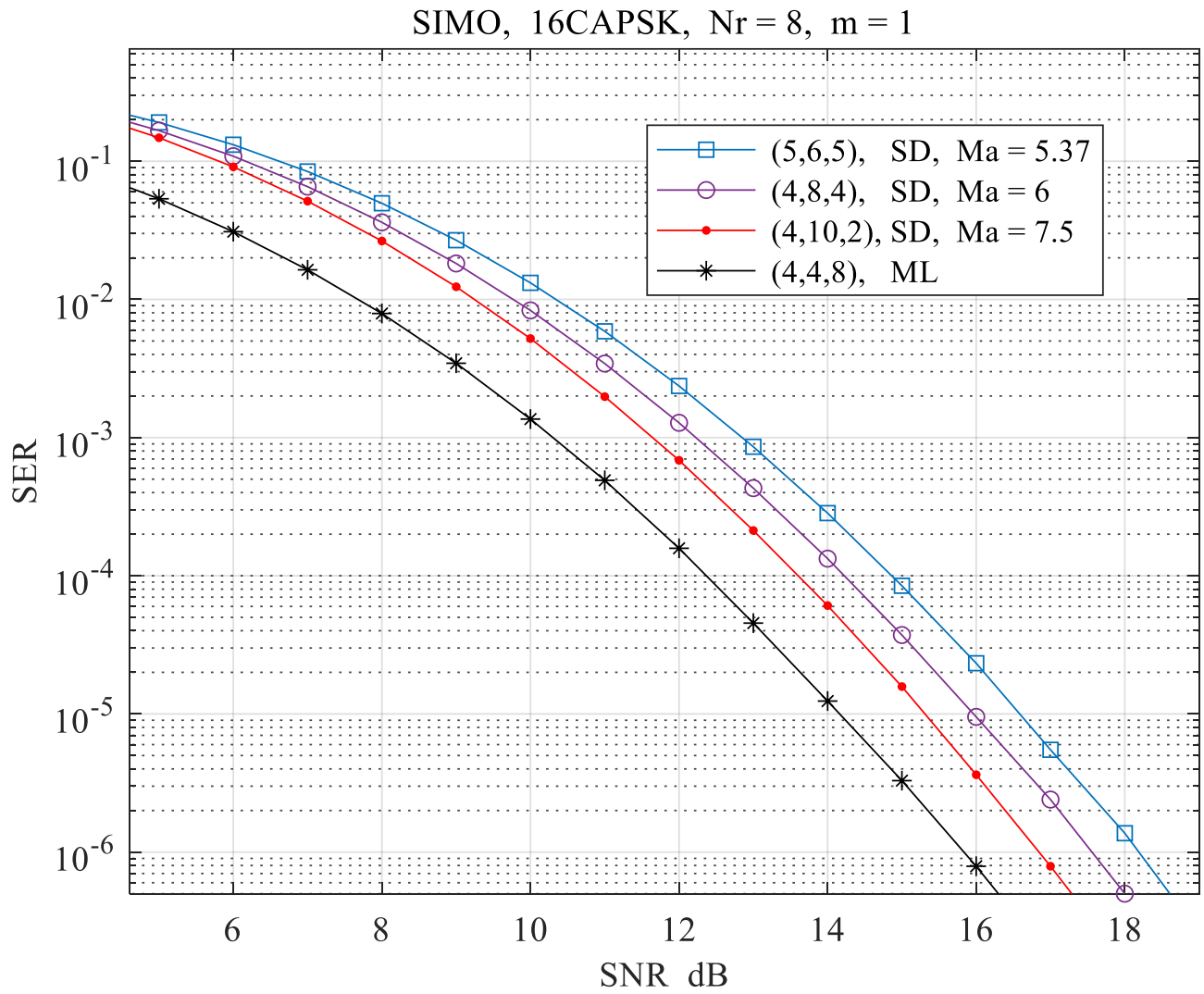
ნახ. 2.6. 16CAPSK (4,4,8) კონსტელაციის SER მახასიათებლები სხვადასხვა რადენობის მიმღებით.

ნახ. 2.7 - ზე მოყვანილია 16CAPSK კონსტელაციის SER მახასიათებლები Nakagami-m ფედინგით და მის გარეშე. როგორც ნახაზიდან ჩანს SNR-ის გაუარესება, როცა $SER = 10^{-5}$, ფედინგის არარსებობის შემთხვევიდან ყველაზე ღრმა ფედინგამდე 7 dB-ის ფარგლებშია.



ნახ. 2.7 16CAPSK (4,4,8) კონსტელაციის SER მახასიათებლები Nakagami-m ფედინგით.

ნახ. 2.8-ზე წარმოდგენილია 16CAPSK-ს SER მახასიათებლები ML და SD დეტექტორებით რელის არხში. აქ ჩანს, რომ თუ $SER = 10^{-5}$, SD დეტექტორის გამოყენება აუარესებს SNR-ის მაჩვენებლებს 1.14-დან 2.4 dB-მდე დეტექტორის 2-3-ჯერ გამარტივების კვალდაკვალ.



ნახ. 2.8 სხვადასხვა 16CAPSK-ს SER მახასიათებლები ML და SD დეტექტორებით

ერთმანეთთან შესადარებლად, ცხრილ 2.2-ში, წარმოდგენილია სხვადასხვა კონსტელაციები, მოცემული M -ის დროს, მაქსიმალური d_{\min}^2 - ის მნიშვნელობებით.

ცხრილი 2.2. ზოგიერთი CAPSK აღწერილობები

CAPSK	c	M	M_a	d_{min}^2
(4, 10, 2)	3	16	7.5	0.3493
(5, 11, 16)	3	32	12.5	0.1867
(7, 13, 19, 25)	4	64	18.8	0.0928
(6, 12, 18, 25, 31, 36)	6	128	26.4	0.0476

მოყვანილიდან კარგად ჩანს, M-ის გაზრდის კვალდაკვალ, SD დეტექტორის გამარტივების ტენდენცია.

დასკვნა II თავიდან

მეორე თავში შემოთავაზებულია ორგანოზომილებიან კონსტელაციათა აგების არაეფექტიანი და მარტივი პროცედურები. მათი გამოყენებით აგებულია ახალი CAPSK კონსტელაციები ანუ კონსტელაციები, რომელთა შემადგენელი ელემენტარული სიგნალები განფენილია კონცენტრულ წრეწირებზე. ნაჩვენებია შესაძლებლობა და მოყვანილია პირობები, როცა ასეთი სიგნალების მიღება შეიძლება განხორციელებული იქნას გამარტივებული დეტექტორით. მაგალითისათვის წარმოდგენილია მოდელირების შედეგები ახალ სიგნალთა გამოყენებისას განზოგადოებულ ფედინგიან არხებში SIMO სისტემებით, რომელთა მიმართაც ინტერესი საკმაოდ მაღალია (იხ. მაგ. [18], [19]). მოყვანილი მონაცემები საშუალებას იძლევიან დაუშვათ, რომ ასეთი სტრუქტურის სიგნალები შეიძლება მისაღები იყვნენ სხვა ტიპის მრავალანტენიანი სისტემებისთვისაც.

მოცემულ თავში მოყვანილი ძირითადი შედეგები წარმოდგენილი იყო კონფერენციაზე ICFSP 2023 და გამოქვეყნებულია [21]-ში.

თავი 3. ოთხგანზომილებიანი სასიგნალო სისტემები

3.1. შესავალი

წინა თავებში არაერთხელ აღვნიშნეთ, რომ მაღალი ხარისხის სასიგნალო სისტემების აგება კომუნიკაციის თეორიისა და პრაქტიკის მთავარი ამოცანაა და ამ მიმართულებით ბოლო ათწლეულების განმავლობაში ჩატარებულმა კვლევებმა მნიშვნელოვანი შედეგები გამოიღო. ასევე უნდა აღინიშნოს, რომ ორ განზომილებიანი სასიგნალო სისტემები უფრო ფართოდ არის შესწავლილი, ვიდრე სხვა სასიგნალო სისტემები [1], [2]. ცნობილია, რომ შესაძლებელია მნიშვნელოვანი გაუმჯობესების მიღწევა (SNR) მაჩვენებელში თუ სიგნალის სივრცის განზომილებას გავზრდით. ამ შემთხვევაში სიგნალის სივრცის განზომილების გაზრდა შესაძლებელია დროის ან სიხშირის (ან ორივეს ერთად) პარამეტრების გაზრდით [2]. ამ მიმართულებით მნიშვნელოვანი კვლევებია განხორციელებული ქვემოთ მოცემულ სტატიებში [3] – [7]; თუმცა იმ დროს სიგნალთა კლასი ძირითადად ორიენტირებული იყო შეცდომის მაკონტროლებელ კოდებთან ერთად გამოყენებაზე და არ განიხილებოდა შესაძლებლობა ყველა შესაძლო ზომის კონსტელაციითა აგებისა.

დღეის მდგომარეობით ფართოდ გავრცელებული მრავალანტენიანი სისტემების გამოყენების საკითხი კვლავ აქტუალურია და აქ გამოყენებული ეფექტური სიგნალების ახალი კლასის მშენებლობა აუცილებელია [8] – [15]. განსაკუთრებული ყურადღება უნდა მიექცეს იმ ფაქტს, რომ განიხილება კონსტელაციები ატიპიური ზომებით (როდესაც კონსტელაციის ზომა $M \neq 2^i$, $i = 1, 2, \dots$) და ისინი გამოიყენებიან სისტემებში მრავალი შესასვლელით და მრავალი გამოსასვლელით (multiple input - multiple output - MIMO) განსაკუთრებით კი სივრცითი მოდულაციის (spatial modulation - SM) (MIMO - SM) სისტემებში. [12], [13], [15]

ქვემოთ მიმოვიხილავთ ახალ, ოთხ განზომილებიან (4D) სასიგნალო კონსტელაციებს, რომლებიც უკვე ნაჩვენებია [15]-ში. ასეთი მიდგომა იძლევა კარგ შედეგს MIMO სისტემებისთვის, განსაკუთრებით განზოგადებული მრავალი ნაკადის მქონე სივრცითი მოდულაციისთვის. [5], [16] – [19]-ში მოყვანილის მსგავსად, 4D სასიგნალო კონსტელაციების ასაგებად იყენებენ 2FSK და MPSK სიგნალების კომბინაციას - 2FSK-MPSK. ამ სიგნალებს შორის ევკლიდური მანძილის განსაზღვრის შემდეგ, მიღებული ფორმულების საფუძველზე

შემუშავებულია ოპტიმიზებული 2FSK-MPSK სიგნალების აგების მარტივი და ეფექტური (არაგადარჩევითი) მეთოდი. შემდეგ, განსხვავებით [3] - [7], [16] – [19]-სგან, მარტივად შეიძლება აიგოს ახალი ოპტიმალური 4D სიგნალები M-ის ყველა შესაძლო მნიშვნელობისათვის სხვადასხვა მოდულაციის ინდექსებით.

გამოყენებულია რა შემოთავაზებული მეთოდი, გამოთვლილია მრავალი ახალი 2FSK-MPSK სიგნალის ეფექტურობის პარამეტრი და შედარებულია ისინი საუკეთესო MPSK და MAPSK სიგნალებისას. MAPSK სიგნალების კონფიგურაცია აღებული იყო [2]-დან. ეს შედარებები გვიჩვენებს 2FSK-MPSK სიგნალთა უპირატესობებს.

3.2. 4D სასიგნალო კონსტელაციები

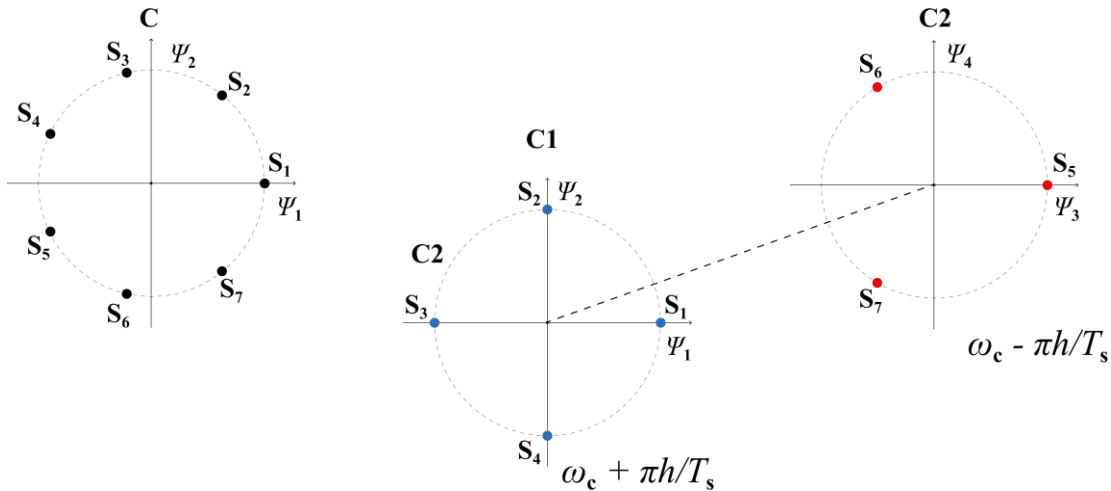
როგორც უკვე აღვნიშნეთ 4D სიგნალი შეიძლება წარმოდგენილი იყოს 2FSK და MPSK სიგნალების კომბინაციით, შესაბამისად მათ უწოდებენ 2FSK-MPSK კონსტელაციებს. ამ შემთხვევაში მოდულაციის პროცესი ხორციელდება ორი სიხშირის საფუძველზე $\omega_c + \pi h/T_s$ რად/წმ და $\omega_c - \pi h/T_s$ რად/წმ, სადაც h არის მოდულაციის ინდექსი და T_s არის სიგნალის ხანგრძლივობა. შესაბამისად, საინფორმაციო სიმბოლოების შესაბამისად ფორმირდება 4D სასიგნალო კონსტელაცია ანუ სისტემა 2FSK-MPSK და ის განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$s_\tau(t) = \sqrt{2E_s/T_s} \cos \left[\left(\omega_c \pm \pi h/T_s \right) t + \varphi_\tau \right], \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1)$$

სადაც E_s არის სიგნალის ენერჯია და φ_τ არის ფაზა, რომელიც შეიცავს ინფორმაციას $s_\tau(t)$ სიგნალისთვის, ($\tau \in \{1, 2, \dots, M\}$), ყოველთვის განიხილება შემთხვევა როდესაც $E_s = 1$.

მოდულაციის პროცესის ფიზიკური ინტერპრეტაცია, სადაც $M = 7$ მოცემულია ნახ. 3.1-ზე. აქ 2D 7PSK მოცემულია C კონსტელაციის საშუალებით და 2FSK-7PSK კონსტელაცია მოცემულია C_1 და C_2 ქვეკონსტელაციათა გაერთიანებით, რომელთაც აქვთ ზომები $M_1 = 4$ და $M_2 = 3$. ψ_1, \dots, ψ_4 არის საბაზისო ვექტორები. მოცემულ ნახაზზე C_1 წარმოადგენს

ბიორთოგონალურ 4PSK სიგნალს და C_2 წარმოადგენს მარტივ 3PSK სიგნალს. მინიმალური მნიშვნელობა ევკლიდის მანძილის კვადრატისა C კონსტელაციისათვის არის $d_{\min}^2 = 0.7530$, ხოლო 2FSK-7PSK კონსტელაციისთვის უდრის $d_{\min}^2 = 2$, როდესაც $h = 1$. C_1 და C_2 ქვეკონსტელაციები ყოველთვის წარმოადგენენ ჩვეულებრივ 2D M1PSK და M2PSK სიგნალებს



ნახ 3.1 2D 7PSK და 4D 2FSK-7PSK სიგნალის კონსტელაციების ინტერპრეტაცია

შესაბამისი მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატებით $d_{\min(M1PSK)}^2$ და $d_{\min(M2PSK)}^2$ ამიტომ, h -ის ნებისმიერი მნიშვნელობისთვის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატი 2FSK-MPSK კონსტელაციისათვის შემოსაზღვრულია ზემოდან შემდეგი გამოსახულებით:

$$d_{\min}^2 \leq \min [d_{\min(M1PSK)}^2, d_{\min(M2PSK)}^2]. \quad (2)$$

ზოგადად, 2FSK-MPSK კონსტელაციის ზომა $M = M1 + M2$. მოგვიანებით განხილულია ისეთი შემთხვევა, როდესაც $M1 = M2$ თუ M არის ლუწი და $M1 = M2 + 1$ დანარჩენ შემთხვევაში. ასეთი კონსტელაციებისთვის (2) ფორმულა მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$d_{\min}^2 \leq d_{\min(M1PSK)}^2. \quad (3)$$

გრამ-შმიდტის ორთონორმალიზაციის პროცედურის საფუძველზე, [20],[21]-ში განხილული შემთხვევების მსგავსად, შეიძლება აიგოს 4D სივრცის ძირითადი ვექტორები და მოყვანილი სიტუაციისათვის მიიღება:

$$\begin{aligned}
 \psi_1(t) &= \sqrt{2/T_s} \cos(\omega_c t + \pi h t / T_s); \\
 \psi_2(t) &= -\sqrt{2/T_s} \sin(\omega_c t + \pi h t / T_s); \\
 \psi_3(t) &= (1/\sqrt{D}) [\sqrt{2/T_s} \cos(\omega_c t - \pi h t / T_s) - a]; \\
 \psi_4(t) &= -(1/\sqrt{D}) [\sqrt{2/T_s} \sin(\omega_c t - \pi h t / T_s) - b];
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

სადაც $D = 1 - K_1^2 - K_2^2$, $K_1 = (\sin 2\pi h) / 2\pi h$, $K_2 = (1 - \cos 2\pi h) / 2\pi h$, $a = K_1 \psi_1(t) - K_2 \psi_2(t)$, და $b = K_2 \psi_1(t) + K_1 \psi_2(t)$.

მაშინ, შესაძლებელია ნებისმიერი M -ობითი სიგნალი წარმოდგენილი იქნას 2FSK-MPSK კონსტელაციიდან, მისი კოორდინატების საფუძველზე 4D სივრცეში

$$\mathbf{s}_\tau = \begin{cases} (\cos \varphi_\tau, \sin \varphi_\tau, 0, 0), \tau \in \{1, 2, \dots, M_1\}, \mathbf{C}_1\text{-თვის;} \\ (K_1 \cos \varphi_\tau + K_2 \sin \varphi_\tau, K_1 \sin \varphi_\tau - K_2 \cos \varphi_\tau, \\ \sqrt{D} \cos \varphi_\tau, \sqrt{D} \sin \varphi_\tau), \tau \in \{M_1 + 1, M_1 + 2, \dots, M\}, \mathbf{C}_2\text{-თვის.} \end{cases}
 \tag{5}$$

ამ ფორმულის საშუალებით შესაძლებელია გამოითვალოს ევკლიდეს მანძილის კვადრატი M -ობით s_α და s_β სიგნალებს შორის

$$d^2(s_\alpha, s_\beta) = (k_{1\alpha} - k_{1\beta})^2 + (k_{2\alpha} - k_{2\beta})^2 + (k_{3\alpha} - k_{3\beta})^2 + (k_{4\alpha} - k_{4\beta})^2,
 \tag{6}$$

სადაც $k_{n\alpha}, k_{n\beta}$ არიან s_α და s_β სიგნალების მე- n -ე კოორდინატები.

ანალიტიკურად C_1 (ან C_2) ქვეკონსტელაციების სიგნალებს შორის ევკლიდური მანძილის კვადრატი შეიძლება გამოითვალოს 2D MPSK სიგნალების მსგავსად და

$$d^2(\cdot) = 2[1 - \cos(\Delta\phi)], \quad (7)$$

სადაც $\Delta\phi$ არის ფაზის სხვაობა შესაბამის სიგნალებს შორის.

მარტივად შეიძლება იმის ჩვენება, რომ ევკლიდეს მანძლის კვადრატი C_1 კონსტელაციის i -ურ s_i ($i \in \{1, 2, \dots, M_1\}$) სიგნალსა და C_2 კონსტელაციის j -ურ s_j ($j \in \{M_1+1, M_1+2, \dots, M\}$) სიგნალებს შორის შესაძლებელია გამოითვალოს შემდეგი ფორმულით:

$$d^2(s_i, s_j) = 2 \left[1 - \text{sinc}(\pi h) \cdot \cos \left(\phi_i - (\phi_j - \pi h) \right) \right], \quad (8)$$

სადაც ϕ_i არის s_i სიგნალის საწყისი ფაზა და ϕ_j არის s_j სიგნალის საწყისი ფაზა.

3.3. 4D სიგნალთა აგების მეთოდი

[15]-ში განხილული იყო 2FSK-MPSK სიგნალების აგების მეთოდი, როდესაც M არის ლუწი რიცხვი. ამ შედეგებთან შედარებით ახლა წარმოდგენილი იქნება ახალი მეთოდი, რომელიც უფრო ეფექტურია და შეიძლება გამოყენებული იქნას ნებისმიერი M -ისათვის, რათა ავაგოთ 2FSK-MPSK სიგნალები, რომლებიც ოპტიმიზირებულია მაქსიმალური d_{\min}^2 -ის მიხედვით.

შემდეგი აღნიშვნის, $\phi_j^s = \phi_j - \pi h$ დახმარებით ზემოთ წარმოდგენილი ფორმულა (8) შესაძლებელია გადაიწეროს შემდეგი სახით:

$$d^2(s_i, s_j) = 2 \left[1 - \text{sinc}(\pi h) \cdot \cos \left(\phi_i - \phi_j^s \right) \right]. \quad (9)$$

ოპტიმიზებული 2FSK-MPSK კონსტელაციის აგების მეთოდი შეიძლება ჩამოყალიბდეს შემდეგნაირად: განვიხილოთ 2D ჰიპოთეტური MPSK კონსტელაცია C_s , რომელიც შეიცავს ორ ქვეკონსტელაციას C_{s1} და C_{s2} . დავუშვათ რომ C_{s1} ქვე-კონსტელაციის სიგნალების ფაზური

მნიშვნელობებია $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{M_1}$ ხოლო C_s2 ქვე-კონსტელაციის სიგნალების ფაზური მნიშვნელობებია $\varphi_{M_1+1}^s, \varphi_{M_1+2}^s, \dots, \varphi_M^s$ და ისინი რიგის მიხედვით მოქცეული არიან C_s1 სიგნალების ფაზებს შორის. ასევე დავუშვათ, რომ ვიყენებთ ზოგად ფორმულას (6)-ს რათა განვსაზღვროთ ევკლიდური მანძილის კვადრატი სიგნალებს შორის C_s1 (ან C_s2) კონსტელაციისთვის, ხოლო გამოყენებულია ფორმულა (9) იმისათვის, რომ განისაზღვროს ევკლიდური მანძილის კვადრატი C_s1 და C_s2 კონსტელაციების სიგნალებს შორის.

შემდეგ (7) და (9) გამოსახულებების გათვალისწინებით $[0, \pi]$, სეგმენტში, M -ის ლუწი მნიშვნელობებისთვის მიიღება განტოლებათა სისტემა ფაზური მნიშვნელობებისთვის, რომელიც იძლევა საშუალებას გამოითვალოს კვადრატი ევკლიდური მანძილისათვის.

$$\begin{cases} \varphi_i = 2\pi(i-1)/M_1; \\ \varphi_{M_1+i}^s = \varphi_i + \pi/M_1; \\ i \in \{1, 2, \dots, M_1\}. \end{cases} \quad (10)$$

შესაბამისად, მიიღება ოპტიმიზებულ ფორმალური C_s კონსტელაცია, რომლისთვისაც

$$d_{\min}^2 = \min[2(1-\cos(4\pi/M)), 2(1-\text{sinc}(\pi h) \cdot \cos(2\pi/M))], \quad (11)$$

რომელშიც $2(1-\cos(4\pi/M)) = d_{\min}^2(M\text{PSK})$ მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის ზედა საზღვარია. (11)-დან ცხადია, რომ მოცემული M -ის შემთხვევაში იმ h -თვის, რომელიც აკმაყოფილებს პირობას $\text{sinc}(\pi h) \leq \cos(4\pi/M)/\cos(2\pi/M)$, $d_{\min}^2 = d_{\min}^2(M\text{PSK})$.

C_s -ის საფუძველზე იქმნება ისეთი ოპტიმიზებული 2FSK-MPSK კონსტელაცია, რომელიც შეიცავს C_1 ქვეკონსტელაციას სიგნალის ფაზებით $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{M_1}$, და C_2 ქვე-კონსტელაციას სიგნალის ფაზებით $\varphi_{M_1+1} = \varphi_{M_1+1}^s \oplus \pi h, \varphi_{M_1+2} = \varphi_{M_1+2}^s \oplus \pi h, \dots, \varphi_M = \varphi_M^s \oplus \pi h$, სადაც შეკრება „ \oplus “ ხორციელდება მოდულით 2π .

C_s კონსტელაციის კენტი მნიშვნელობებისთვის მიიღება ფაზური მნიშვნელობები განტოლებათა სისტემიდან:

$$\begin{cases} \varphi_i = \varphi_{M_1}(i-1)/M_2; \\ \varphi_{M_1+i}^s = \varphi_i + \varphi_{M_1}/2M_2; \\ i \in \{1, 2, \dots, M_2\}, \end{cases} \quad (12)$$

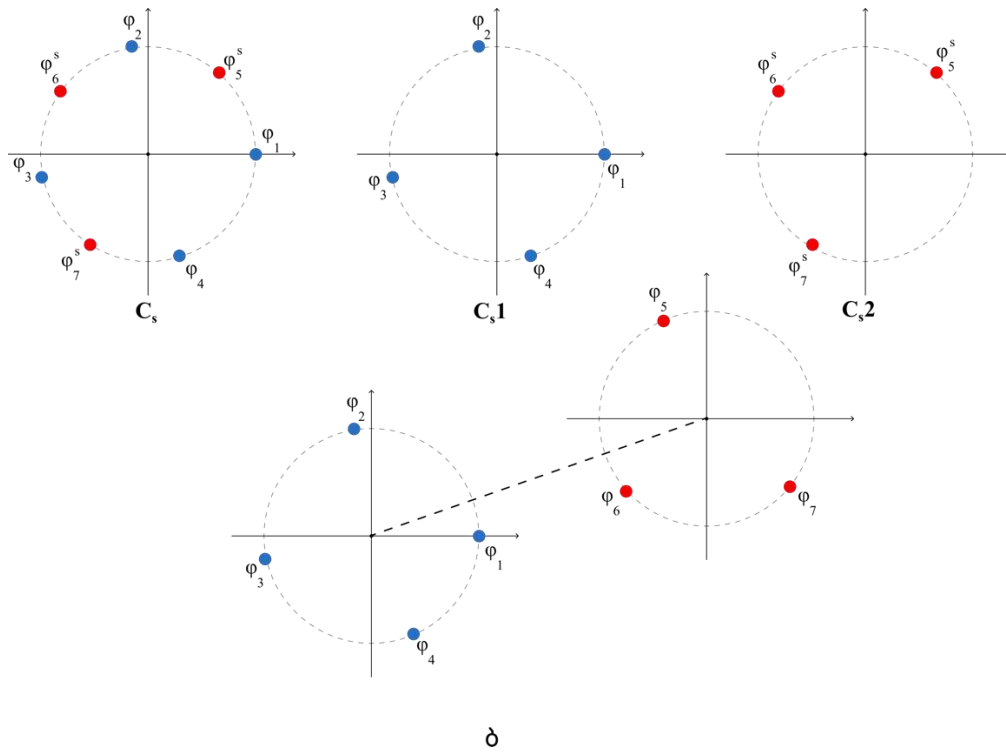
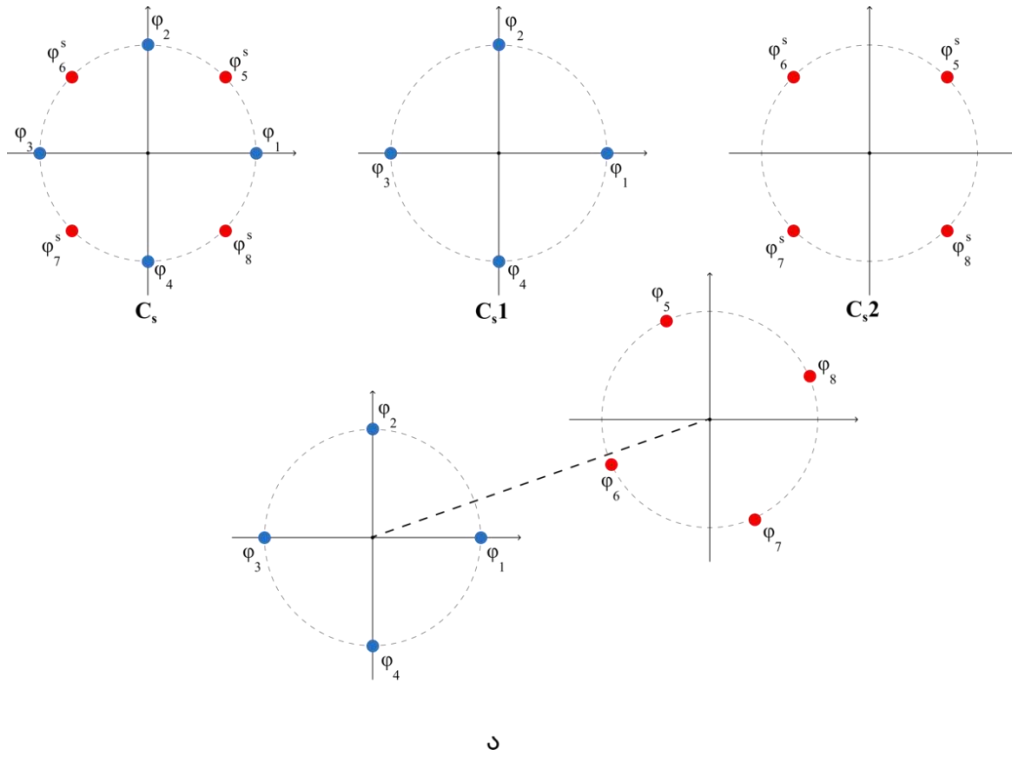
დაშვებით $2(1 - \cos(\varphi_{M_1})) = 2(1 - \text{sinc}(\pi h) \cdot \cos(\varphi_{M_1}/2M_2))$, მიიღება განტოლება:
 $\cos(\varphi_{M_1}) - \text{sinc}(\pi h) \cdot \cos(\varphi_{M_1}/2M_2) = 0$, საიდანაც საინტერესო ამონახსენი იქნება φ_{M_1} -ის მნიშვნელობა $3\pi/2 < \varphi_{M_1} < 2\pi$ და

$$d_{\min}^2 = 2(1 - \cos(\varphi_{M_1})), \quad (13)$$

რაც იმას ნიშნავს რომ d_{\min}^2 -ის მნიშვნელობა ყოველთვის იქნება კონსტელაციის ზედა საზღვარზე. M-ის ლუწი მნიშვნელობებისთვის, სიგნალის ფაზების მნიშვნელობები C_2 ქვე-კონსტელაციაში განისაზღვრება $\varphi_j = \varphi_j^s \oplus \pi h$ ტოლობის საშუალებით.

ოპტიმიზაციის პროცესის ვიზუალიზაციისათვის ნახ.3.2 გვიჩვენებს ფაზორული დიაგრამების მაგალითებს, რომლებიც გამოიყენება როცა $M = 8$ და $M = 7$, ასევე $h = 0.4$

ნახ.3.2-ზე გამოსახულია განხილული კონსტელაციების სიგნალე ბის ფაზური მნიშვნელობები, როცა $M = 8$: $\varphi_1 = 0^0$, $\varphi_2 = 90^0$, $\varphi_3 = 180^0$, $\varphi_4 = 270^0$, $\varphi_5^s = 45^0$, $\varphi_6^s = 135^0$, $\varphi_7^s = 225^0$, $\varphi_8^s = 315^0$, $\varphi_5 = 117^0$, $\varphi_6 = 207^0$, $\varphi_7 = 297^0$, $\varphi_8 = 27^0$, და $M = 7$: $\varphi_1 = 0^0$, $\varphi_2 = 99.7327^0$, $\varphi_3 = 199.4653^0$, $\varphi_4 = 299.1980^0$, $\varphi_5^s = 49.8663^0$, $\varphi_6^s = 149.5990^0$, $\varphi_7^s = 249.3317^0$, $\varphi_5 = 121.8663^0$, $\varphi_6 = 221.5990^0$, $\varphi_7 = 321.3317^0$.



ნახ. 3.2 ოპტიმიზირებული კონსტელაციების აგების მაგალითები: ა) 2FSK-8PSK და ბ) 2FSK-7PSK

აშკარაა, რომ შეიძლება გადაიწყოს სიგნალების ფაზური მნიშვნელობები C_2 ქვეკონსტელაციაში ისე, რომ გაზრდილი ინდექსების მქონე ფაზები შეესაბამებოდეს გაზრდილ ფაზურ მნიშვნელობებს.

აქვე უნდა აღინიშნოს რომ C კონსტელაცია შეიძლება შებრუნდეს ნებისმიერი მიმართულებით და ნებისმიერი კუთხით.

3.4. პრაქტიკული შედეგები

იმის გათვალისწინებით რომ, $h > 1$ მნიშვნელობებისთვის, კონსტელაციის მანძილის მახასიათებლები მნიშვნელოვნად არ უმჯობესდება h -ის გაზრდით, განიხილება h -ის მნიშვნელობები 0.1-დან 1-მდე, სიგნალის უკეთესი სპექტრისათვის სპექტრალური მახასიათებლების შეფასების შედეგები ნაჩვენებია ცხრილში 3.1. სიმარტივისთვის არჩეულია შემთხვევა, როდესაც M არის ლუწი.

ცხრილი 3.1 2FSK-MPSK სიგნალების სპექტრალური მახასიათებლები

h	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
99 %	0.9994	0.9975	0.9940	0.9894	0.9851	0.9824	0.9809	0.9801	0.9799	0.9802
90 %	1.0210	1.0744	1.1256	1.1603	1.1871	1.2125	1.2394	1.2697	1.3045	1.3449

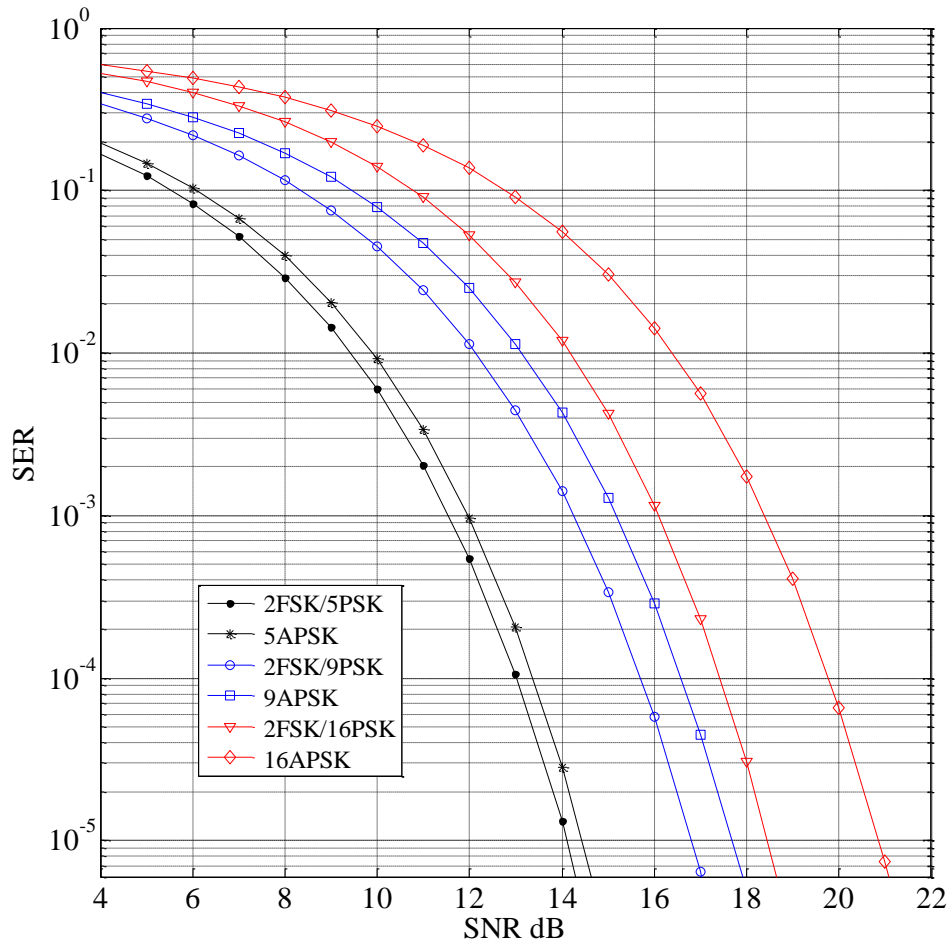
h -ის სავარაუდო მნიშვნელობებისთვის, სიგნალის სპექტრალური მნიშვნელობები წარმოდგენილია, როდესაც სიგნალის სრული ენერჯის 99% და 90% მდებარეობს მოცემულ სიხშირის დიაპაზონში. ეს მნიშვნელობები ნორმალიზდება 2D MPSK სიგნალის სპექტრის სიგანის შესაბამისი მნიშვნელობებით.

კონკრეტული 2FSK-MPSK-ის ენერგოეფექტურობა შეიძლება შეფასდეს ასიმპტოტური ენერჯის მომატების საშუალებით ჩვეულებრივ 2D MPSK-თან ან 2D MAPSK-თან შედარებით შემდეგნაირად:

d_{\min}^2	1.5086	1.243	1.0243	0.929	0.8122	0.775	0.7031	0.689	0.6403	0.6362	0.585	0.585
		2		7		4		1			8	8
γ_{MAPSK}	0.28	0.15	0.40	0.41	0.73	0.85	1.22	1.39	1.78	1.98	2.26	2.45

შეგნიშნავთ, რომ ცხრილი 3.2-ში მოცემული სიგნალის ფაზების არამთელი მნიშვნელობები შეიძლება დამრგვალდეს უახლოეს მთელ რიცხვებამდე და ეს პროცედურა იწვევს d_{\min}^2 მნიშვნელობების უმნიშვნელო გაუარესებას, როგორც ნაჩვენებია [15]-ში.

მოდელირების შედეგები ნაჩვენებია ნახ. 3.3-ზე. მოდელირებისას განხილული იყო შემთხვევა, როცა გადაიცემოდა 50 000 000 M-ობითი საინფორმაციო სიმბოლო. ამ დროს 2FSK-MPSK სიგნალთა სისტემის ენერგეტიკულმა მოგებამ, $\text{SER} = 10^{-5}$ დროს, საუკეთესო MAPSK სიგნალებთან შედარებით შეადგინა: როცა $M = 5$ - 0.32 dB, $M = 9$ - 0.88 dB, $M = 16$ - 2.43 dB.



ნახ. 3.3 ზოგიერთი 2FSK-MPSK და MAPSK სიგნალების SER მახასიათებლები, როცა $h = 0.4$

სიგნალთა სპექტრული ეფექტურობა გამოითვლება როგორც $SE = R / B$ ბიტი/წმ/ჰც [1],[2], სადაც R ინფორმაციის, სრული გადაცემის დროით ნორმირებული გადაცემის სიჩქარეა (ბიტი/წმ), ხოლო B არის სიგნალის სიხშირული ზოლის სიგანე (ჰც). მაგრამ რადგანაც სიგნალის სიხშირული ზოლის განსაზღვრის მრავალ ინტერპრეტაციასთან გვაქვს საქმე [1], ხშირად შედარებისას უფრო მოსახერხებელია, M -ობითი სიგნალის გადაცემის შემთხვევაში სპექტრული ეფექტურობის შესაფასებლად, ცხრილ 3.1-ში მოყვანილი მონაცემების გათვალისწინებით, გამოვიყენოთ გამოსახულება

$$SE = \log_2(M) \tag{15}$$

ზემოთ აღნიშნული პროცედურების საფუძველზე, აგებული ახალი 4D 2FSK-MPSK სიგნალთა სისტემის პარამეტრები მოყვანილი არიან ცხრილში 3.3. აქვე მოყვანილია 2D MPSK და 2D MAPSK სიგნალთა პარამეტრებიც. d_{\min}^2 არის 2FSK-MPSK-ის ევკლიდური მანძილის კვადრატის მინიმალური მნიშვნელობა.

ცხრილი 3.3 2FSK-MPSK სიგნალების პარამეტრები

M	S _E	h	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	
4	2.0	d_{\min}^2	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000
		γ_{MPSK}	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
		γ_{MAPSK}	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
5	2.3	d_{\min}^2	1.3901	1.4143	1.4541	1.5086	1.5762	1.6546	1.7407	1.8302	1.9184	2.0000	
		γ_{MPSK}	0.03	0.10	0.22	0.38	0.57	0.78	1.00	1.22	1.42	1.61	
		γ_{MAPSK}	-0.07	0.00	0.12	0.28	0.47	0.68	0.90	1.12	1.33	1.51	
6	2.6	d_{\min}^2	1.0164	1.0645	1.1416	1.2432	1.3634	1.4954	1.6321	1.7661	1.8907	2.0000	
		γ_{MPSK}	0.07	0.27	0.58	0.95	1.35	1.75	2.13	2.47	2.77	3.01	
		γ_{MAPSK}	-0.72	-0.52	-0.22	0.15	0.55	0.96	1.34	1.68	1.97	2.22	
7	2.8	d_{\min}^2	0.7706	0.8228	0.9083	1.0243	1.1664	1.3283	1.5020	1.6783	1.8474	2.0000	
		γ_{MPSK}	0.10	0.39	0.81	1.34	1.90	2.47	3.00	3.48	3.90	4.24	
		γ_{MAPSK}	-0.84	-0.55	-0.12	0.40	0.97	1.53	2.06	2.55	2.96	3.31	
8	3.0	d_{\min}^2	0.6089	0.6770	0.7860	0.9297	1.0997	1.2865	1.4797	1.6693	1.8454	2.0000	
		γ_{MPSK}	0.17	0.63	1.28	2.01	2.74	3.42	4.02	4.55	4.98	5.33	
		γ_{MAPSK}	-1.43	-0.96	-0.32	0.41	1.14	1.82	2.43	2.96	3.39	3.74	
9	3.2	d_{\min}^2	0.4903	0.5568	0.6655	0.8122	0.9904	1.1913	1.3820	1.3820	1.3820	1.3820	
		γ_{MPSK}	0.20	0.76	1.53	2.40	3.26	4.06	4.70	4.70	4.70	4.70	
		γ_{MAPSK}	-1.46	-0.91	-0.14	0.73	1.59	2.39	3.04	3.04	3.04	3.04	
10	3.3	d_{\min}^2	0.4085	0.4863	0.6111	0.7754	0.9699	1.1836	1.3820	1.3820	1.3820	1.3820	
		γ_{MPSK}	0.29	1.05	2.04	3.08	4.05	4.91	5.58	5.58	5.58	5.58	
		γ_{APSK}	-1.93	-1.17	-0.18	0.85	1.83	2.69	3.36	3.36	3.36	3.36	
11	3.5	d_{\min}^2	0.3426	0.4173	0.5392	0.7031	0.9011	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	
		γ_{MPSK}	0.33	1.19	2.30	3.45	4.53	4.98	4.98	4.98	4.98	4.98	
		γ_{MAPSK}	-1.91	-1.05	0.07	1.22	2.30	2.75	2.75	2.75	2.75	2.75	
12	3.6	d_{\min}^2	0.2963	0.3797	0.5132	0.6891	0.8973	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	
		γ_{MPSK}	0.44	1.52	2.82	4.10	5.25	5.72	5.72	5.72	5.72	5.72	

		γ_{MAPSK}	-2.27	-1.20	0.11	1.39	2.54	3.01	3.01	3.01	3.01	3.01
13	3.7	d_{\min}^2	0.2559	0.3358	0.4659	0.6403	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530
		γ_{MPSK}	0.48	1.66	3.08	4.46	5.17	5.17	5.17	5.17	5.17	5.17
		γ_{MAPSK}	-2.20	-1.02	0.40	1.78	2.49	2.49	2.49	2.49	2.49	2.49
14	3.8	d_{\min}^2	0.2276	0.3143	0.4532	0.6362	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530	0.7530
		γ_{MPSK}	0.60	2.01	3.59	5.07	5.80	5.80	5.80	5.80	5.80	5.80
		γ_{MAPSK}	-2.49	-1.09	0.50	1.98	2.71	2.71	2.71	2.71	2.71	2.71
15	3.9	d_{\min}^2	0.2009	0.2843	0.4198	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858
		γ_{MPSK}	0.65	2.16	3.85	5.30	5.30	5.30	5.30	5.30	5.30	5.30
		γ_{MAPSK}	-2.38	-0.88	0.82	2.26	2.26	2.26	2.26	2.26	2.26	2.26
16	4.0	d_{\min}^2	0.1825	0.2714	0.4139	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858	0.5858
		γ_{MPSK}	0.79	2.51	4.35	5.85	5.85	5.85	5.85	5.85	5.85	5.85
		γ_{MAPSK}	-2.61	-0.89	0.94	2.45	2.45	2.45	2.45	2.45	2.45	2.45

დასკვნა III თავიდან

ცნობილ შედეგებზე დაყრდნობით [3]-[7], ამ თავში წარმოვადგინეთ ახალი კონსტელაციები, რომლებიც დაფუძნებულია 4D სიგნალებზე, რომლებიც წარმოადგენენ 2FSK და MPSK სიგნალების კომბინაციას. მიღებულია ამ სიგნალების მანძილის მახასიათებლების გამოთვლების ანალიტიკური გამოსახულებები. ამ გამოსახულებების საფუძველზე შემუშავებულია სიგნალის აგებისა და ოპტიმიზაციის მარტივი და რეგულარული მეთოდი. შემდეგ მოყვანილია აგებული სხვადასხვა ზომის სასიგნალო კონსტელაციები სხვადასხვა მოდულაციის ინდექსებისთვის. სიგნალის კონსტელაციების პარამეტრებით გამოთვლების შედეგები წარმოდგენილია ცხრილებში. მიღებული შედეგები აჩვენებს, რომ როდესაც $M > 4$ 2FSK-MPSK კონსტელაცია d_{\min}^2 ყოველთვის უკეთესია ვიდრე ჩვეულებრივი 2D MPSK. ან 2D MAPSK კონსტელაციების შემთხვევაში. როდესაც $M \leq 4$ უმჯობესია გამოვიყენოთ კონკრეტული ქვეკონსტელაცია ან მისი სიგნალების ქვესისტემა, ანუ ჩვეულებრივი 2D MPSK.

თავი 4. სივრცითი მოდულაცია ოთხგანზომილებიანი ჰიბრიდული სიგნალებით

4.1. შესავალი

დღესდღეობით MIMO ტექნოლოგიები ფართოდ გამოიყენება 5G და 6G ქსელებში [1]-[3], თუმცა, ასეთი სისტემების სირთულე გარკვეულ პრობლემებს ქმნის მათი პრაქტიკაში დანერგვის მიმართულებით. სისტემები სივრცითი მოდულაციით [4]-[6] გამოირჩევიან განსაკუთრებული სიმარტივით და ეფექტურობით, თუმცა მათი ეფექტურობის შემდგომი გაზრდის საკითხი (სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობის ან სპექტრული ეფექტურობის გაუმჯობესების მხრივ) კვლავ აქტუალური რჩება. მართალია არსებობენ მრავალმიმართული (multistream) SM სისტემები, რომლებსაც გააჩნიათ უკეთესი შედეგები ვიდრე ჩვეულებრივ SM სისტემებს [7]-[11], თუმცა, სირთულის ფაქტორი კვლავ დომინანტური რჩება ასეთი ტექნოლოგიების გამოყენებისას. არის მცდელობები, რომ სისტემური გამართივება მიღწეულ იქნას სიგნალთა დაბალი სირთულის დეტექტორების გამოყენების გზით [12]-[15]. ამ თავში სწორედ ამ მიმართულებით წარმოვადგენთ ჩვენს ნაშრომს და ძალისხმევა ძირითადად მიმართული იქნება SM სისტემების ეფექტურობის გაზრდაზე ოთხგანზომილებიანი (4D) ჰიბრიდული სიგნალებით (2FSK-MPSK) სარგებლობის ხარჯზე, ანუ იმ სიგნალების გამოყენების ხარჯზე, რომლებიც წინა თავში გვქონდა განხილული.

როგორც ვიცით, დღემდე SM სისტემებში ძირითადად იყენებენ ორგანზომილებიან (2D) M-ობით ფაზურ მოდულაციას - 2D MPSK ან M-ობით კვადრატულ ამპლიტუდურ მოდულაციას - 2D MQAM [16]-[19]. უნდა აღინიშნოს, რომ ამ დროს სისტემის ეფექტურობა არ არის საკმარისად მაღალი და სასურველია მისი შემდგომი გაზრდა, რომელსაც ჩვენ მივაღწევთ 4D ჰიბრიდული სიგნალების, უფრო ზუსტად კი BFSK და MPSK მოდულაციების გარკვეული წესით გაერთიანების გზით მიღებული 4D BFSK-MPSK სიგნალების ანუ მოკლედ BFSK-MPSK-ს გამოყენებით. აღსანიშნავია, რომ ეს სიგნალები დიდი ხანია შესწავლის საგანს წარმოადგენენ და მათ აქვთ კარგი დისტანციური და სპექტრული მახასიათებლები [20]-[25]; კონკრეტულად კი დაბალი მოდულაციის ინდექსის შემთხვევაში ($h \leq 1$) მათი სპექტრი პრაქტიკულად იდენტურია 2D MPSK და 2D MQAM სიგნალების სპექტრებისა, და თუ h -ის მნიშვნელობა (რაც განსაზღვრავს სიგნალის სპექტრის სიგანეს) გაიზრდება 0.1-დან 1-ისკენ, სპექტრული

მახასიათებლების გაუარესებამ, პრაქტიკაში საინტერესო შემთხვევებისათვის, შეიძლება შეადგინოს მხოლოდ უმნიშვნელო სიდიდე [20],[23],[24]; ხოლო რაც შეეხება დისტანციურ მახასიათებლებს, ისინი უკეთესია ამავე MPSK და MQAM სიგნალებისაზე [20],[24]. ეს ბოლო მაჩვენებლები, პირველ მიახლოებაში, შეიძლება შეფასდეს სიგნალთა სისტემის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის მნიშვნელობით (d_{\min}^2). უფრო კონკრეტული BFSK-MPSK სიგნალთა დისტანციური ანალიზური გამოსახულებები მოყვანილი იქნებიან მეორე ქვეთავში.

მიმღებ მხარეზე ჩვენ ვისარგებლებთ მაქსიმალური დამაჯერებლობის დეტექტირების (ML) დეტექტირების პრინციპით [5], [26], რომლის მიხედვითაც ხდება აქტიური ანტენის ინდექსისა და მისგან გადაცემული სიგნალის ინდექსის (ე.წ. Tx სიმბოლო) [17] მნიშვნელობების ერთდროული შეფასება [5]. ასეთნაირი გადაწყვეტილების მიღების აუცილებლობა განპირობებულია იმით, რომ SM-ის შემთხვევაში, სწორედ ანტენის ინდექსი და Tx სიმბოლო განსაზღვრავს გადასაცემი Q - ობითი ($Q = 2SE$) საინფორმაციო სიმბოლოს (ე.წ. SM სიმბოლო) მნიშვნელობას [17]. აქედან ცხადია, იმისათვის, რომ მიმღებ მხარეზე მაქსიმალურად სწორად იქნას იდენტიფიცირებული SM სიმბოლოს მნიშვნელობა, ანტენის ინდექსისა და Tx სიმბოლოს შეცდომით მიღების ალბათობა უნდა იყოს მინიმალური. მოცემულ თავში, ჩვენ სწორედ ამ ორივე პარამეტრის გაუმჯობესებაზე ვიქნებით ორიენტირებული. ამ დროს ჩვენი მიდგომა ეფუძნება შემდეგს: ა) ანტენის ინდექსის სწორად განსაზღვრის ალბათობის გასაუმჯობესებლად ყოველი ცალკეული ანტენისთვის გამოვიყენებთ ერთი და იგივე ზომის, ოღონდ განსხვავებული ტიპის, შესაძლოდ მაქსიმალურად მანძილის მიხედვით დაშორებულ კონსტელაციებს. ასე მაგალითად: ვთქვათ, გვაქვს სისტემა ორი გადამცემი ანტენით, ე.ი. $N_t = 2$, და თითოეული ანტენისათვის განსაზღვრულია ბინარული PSK (BPSK) სიგნალი; მაშინ, იმისათვის, რომ მოვახდინოთ ანტენათა ინდექსების სელექცია მაღალი ალბათობით, სასურველია თითოეული ანტენისათვის გამოვიყენოთ ერთნაირი ზომის, მაგრამ სხვადასხვა ტიპის, ევკლიდური მანძილის მიხედვით შესაძლოდ მაქსიმალურად დაშორებული, ორი კონსტელაცია (მაგალითად, ერთი ანტენისათვის გამოვიყენოთ BPSK კონსტელაცია ფაზებით $[0, \pi]$, ხოლო მეორესთვის ასევე BPSK ოღონდ $[\pi/2, 3\pi/2]$ ფაზებით); და ბ) Tx სიმბოლოს მიღების ალბათური მახასიათებლების გასაუმჯობესებლად გამოვიყენებთ სპეციალურად, ახალი SM

სისტემისათვის, ჩვენს მიერვე შერჩეულ ან აგებულ ჰიბრიდულ BFSK-MPSK სიგნალებს. ესენია ის ახალი კონტრიბუციები, რაზედაც წინამდებარე თავი არის დაფუძნებული. ამ დროს SM სიმბოლოს განსაზღვრის სიზუსტე შეიძლება შეფასდეს მისი შეცდომით მიღების ალბათობით - SER-ით, ხოლო იმ შემთხვევაში, თუ ყოველი SM სიმბოლო წარმოდგენილი იქნება შესაბამისი SE რაოდენობის ბიტით, მაშინ გამოვიყენებთ შეცდომის ალბათობას ბიტზე (BER - bit error rate). აქ ანტენათა ინდექსები კოდირებული იქნებიან ბინარული კოდით, კონსტელაციათა სიგნალები კი გრის კოდით [26].

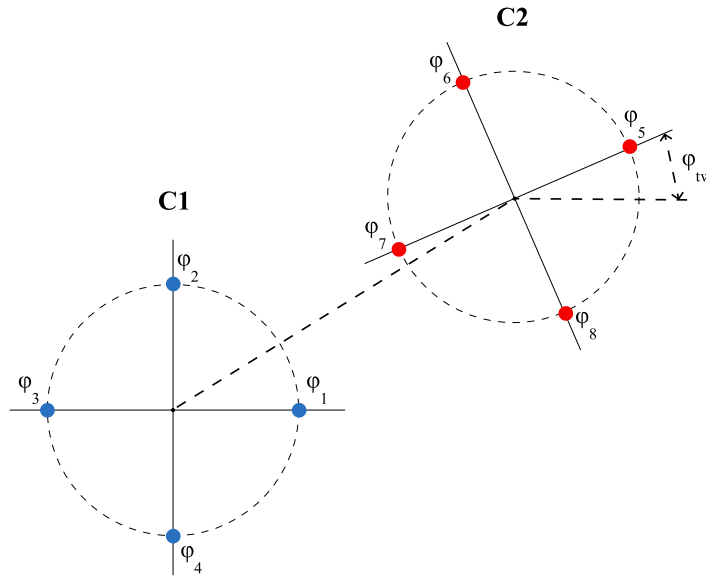
SM სისტემაში N_t გადამცემი ანტენიდან ერთდროულად აქტიური ანტენების რიცხვი ერთის ტოლია, ხოლო სპექტრული ეფექტურობა $SE = \log_2 N_t + \log_2 M_a$, bit per channel use (bpcu), სადაც M_a კონკრეტულ აქტიურ ანტენისთვის განსაზღვრულ სასიგნალო კონსტელაციაში ელემენტარულ სიგნალთა რაოდენობაა. ვგულისხმობთ, რომ მიმღებ მხარეზე ვიყენებთ რა ML დეტექტორს, ინფორმაცია არხის მდგომარეობის შესახებ (CSI) ზუსტადაა ცნობილი.

მოცემულ თავში წარმოდგენილი მასალა შემდეგნაირადაა გადანაწილებული: II ქვეთავში აღწერილი გვაქვს BFSK-MPSK სიგნალები და მოყვანილია მათი პარამეტრები, რომლებსაც ჩვენ ვიყენებთ IV ქვეთავში ახალი SM სისტემებისთვის განსაზღვრულ კონსტელაციათა აგების ან შერჩევის და მოდელირების პროცესში. III ქვეთავში წარმოდგენილია SM სისტემის მოდელი და ამ სისტემაში გამოყენებული ML დეტექტორის მუშაობის პრინციპი ნაკაგამის არხისთვის ადიტიური გაუსის ხმაურით (AWGN). IV ქვეთავში წარმოდგენილია ახალი სისტემების კომპიუტერული მოდელირების შედეგები და შედარებულია ისინი ცნობილ ჩვეულებრივ იდენტურ SM სისტემებთან გამოთვლითი სირთულის გათვალისწინებით. და ბოლოს, დასკვნის სახით, ამ თავში მიღებულ ძირითად შედეგებზეა მსჯელობა.

4.2. ოთხგანზომილებიანი BFSK-MPSK მოდელირებული სიგნალები

როგორც მესამე თავში იყო აღნიშნული, BFSK-MPSK არის სისტემა, რომელიც წარმოადგენს ბინარულ სიხშირულ და M-ობით ფაზურ მოდულაციათა გარკვეულ ჰიბრიდს. ამ დროს, ფაზური მოდულაცია ხორციელდება დამოუკიდებლად და თანაბარალბათურად ორიდან ერთ-ერთ $\omega_c + \pi h/T_s$ ან $\omega_c - \pi h/T_s$ რად/წმ სიხშირეზე, სადაც h მოდულაციის ინდექსია, ხოლო T_s ერთი გადაცემული M-ობითი საინფორმაციო სიმბოლოს შესაბამისი ელემენტარული სიგნალის ხანგრძლივობა.

კიდევ ერთხელ, მაგალითისთვის, როცა $M = 8$, მოდულაციის პროცესის ფიზიკური ინტერპრეტაცია, სიგნალის ფაზურ დიაგრამაზე დაფუძნებით, ნაჩვენებია ნახ. 4.1-ზე, სადაც BFSK-8PSK სიგნალი (C კონსტელაცია) წარმოდგენილია C_1 და C_2 ქვეკონსტელაციათა გაერთიანებით ($C = C_1 \cup C_2$). ამ დროს, C_1 ქვეკონსტელაციის ალფაბეტის ზომა $M_1 = 4$ და აქ მოდულაცია შეიძლება განხორციელდეს სიხშირეზე $\omega_c + \pi h/T_s$. C_2 ქვეკონსტელაციის ალფაბეტის ზომაც $M_2 = 4$ და აქ მოდულაცია რეალიზდება $\omega_c - \pi h/T_s$ სიხშირეზე. შესაბამისად BFSK-8PSK-ის თითოეულ სიხშირეზე გვაქვს სიგნალის ორ-ორი განზომილება და საბოლოოდ გვექნება 4D სიგნალი. φ_{tw} არის C_2 სისტემის ე.წ. ფაზური ძერა (twisted phase) C_1 -ის მიმართ, რომლის საუკეთესო მნიშვნელობა განისაზღვრება h-ის შესაბამისად [20], [24]. მაგალითად, თუ $h = 0.5$, $\varphi_{tw} = 45$. ყოველთვის, სიგნალთა ფაზები წარმოდგენილი არიან გრადუსებში და კონკრეტულად, მოცემული სიგნალის ფაზებისათვის, გვექნება: [0 90 180 270 45 135 225 315]. აქ და შემდგომში ფაზათა მნიშვნელობები დალაგებული არიან ნახ. 4.1-ზე მოყვანილი აღნიშვნების შესაბამისად.



ნახ. 4.1 BFSK-8PSK სიგნალის (C კონსტელაცია) ინტერპრეტაცია

ზოგადად BFSK-MPSK სიგნალის ალფაბეტის ზომა ჩაიწერება $M = M_1 + M_2$. შემდგომში ჩვენს მიერ განხილული იქნება შემთხვევები, როდესაც $M_1 = M_2$.

თითოეული ანტენისთვის განსაზღვრული ცალკეული კონსტელაციის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატის მნიშვნელობა აღნიშნული გვექნება d_{\min}^2 -ით, ხოლო ანტენებისთვის განსაზღვრულ სხვადასხვა ტიპის კონსტელაციებს შორის მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატი $d_{a/\min}^2$ -ით.

მოცემული SE-ის შემთხვევაში, ანტენებისთვის კონსტელაციების აგება-შერჩევას ჩვენ განვახორციელებთ ჯერ $\max(d_{\min}^2)$ -ის და შემდეგ შესაძლო $\max(d_{a/\min}^2)$ -ის პირობებით (ზემოთ მოყვანილი მაგალითისათვის $d_{\min}^2 = 4$, $d_{a/\min}^2 = 2$). ეს შეიძლება მიღწეული იქნას სხვადასხვა ანტენებისთვის სხვადასხვა ტიპის კონსტელაციების აგებით ან შერჩევით, რომლებიც წარმოადგენენ ან BFSK-MPSK კონსტელაციებს ან მიიღებინათ მათი დანაწევრებით. ბოლო შემთხვევისას ჩვენს მიერ გამოყენებული იქნება ყველაზე მარტივი, ევრისტიკული, მიდგომები და პროცედურები.

4.3. სისტემის მოდელი და მიმღები

დავუშვათ, გვაქვს SM სისტემა N_t გადამცემი და N_r რადიენობის მიმღები ანტენით. როგორც უკვე აღვნიშნეთ, მოცემული გადამცემი ანტენებიდან შეიძლება მხოლოდ ერთი იყოს აქტიური.

განვიხილავთ არაკორელაციურ ფეინგინი ნაკაგამის არხს, ადიტიური თეთრი გაუსის ხმაურით (AWGN). გადაცემული და მიღებული სიგნალები ჩაიწერება შემდეგი გამოსახულებით:

$$z = Hs + n \tag{1}$$

სადაც z არის მიღებული სიგნალების მატრიცა $z = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{N_r}(t)]^T$ და H არის ეგრედ წოდებული არხის გაძლიერების მატრიცა:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \xi_{1,1} & \xi_{1,2} & \dots & \xi_{1,N_t} \\ \xi_{2,1} & \xi_{2,2} & \dots & \xi_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_{N_r,1} & \xi_{N_r,2} & \dots & \xi_{N_r,N_t} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

რომელშიც ყოველი $\xi_{i,j}$ ნამდვილი შემთხვევითი რიცხვია და ის არის ფეინგინის ამპლიტუდა იმ სიგნალისთვის, რომელიც ვრცელდება j გადამცემიდან i მიმღებისაკენ. მისი ალბათობის განაწილების სიმკვრივე განისაზღვრა მეორე თავში მოყვანილი (16) გამოსახულებიდან.

მიმღებ მხარეზე, ML დეტექტორი აკეთებს აქტიური ანტენის ინდექსისა (j) და სიგნალის ინდექსის (k) მნიშვნელობათა ერთდროულ შეფასებას შემდეგი გამოსახულების დახმარებით:

$$(\hat{j}, \hat{k}) = \arg \min \left[\sum_i^{N_r} [z_i(t) - \xi_{i,j} s_{j,k}(t)]^2 \right].$$

$$j \in \{1, \dots, N_t\} \tag{3}$$

$$k \in \{1, \dots, M_a\}$$

მოცემული ინდექსების მნიშვნელობების გამოყენებით ვიღებთ გადაწყვეტილებას გადაცემული SM სიმბოლოს ან SE სიგრძის შესაბამისი საინფორმაციო ბიტების ბლოკის (ე.წ. codeword [8]) შესახებ.

4.4. მოდელირების შედეგები და შედარებები

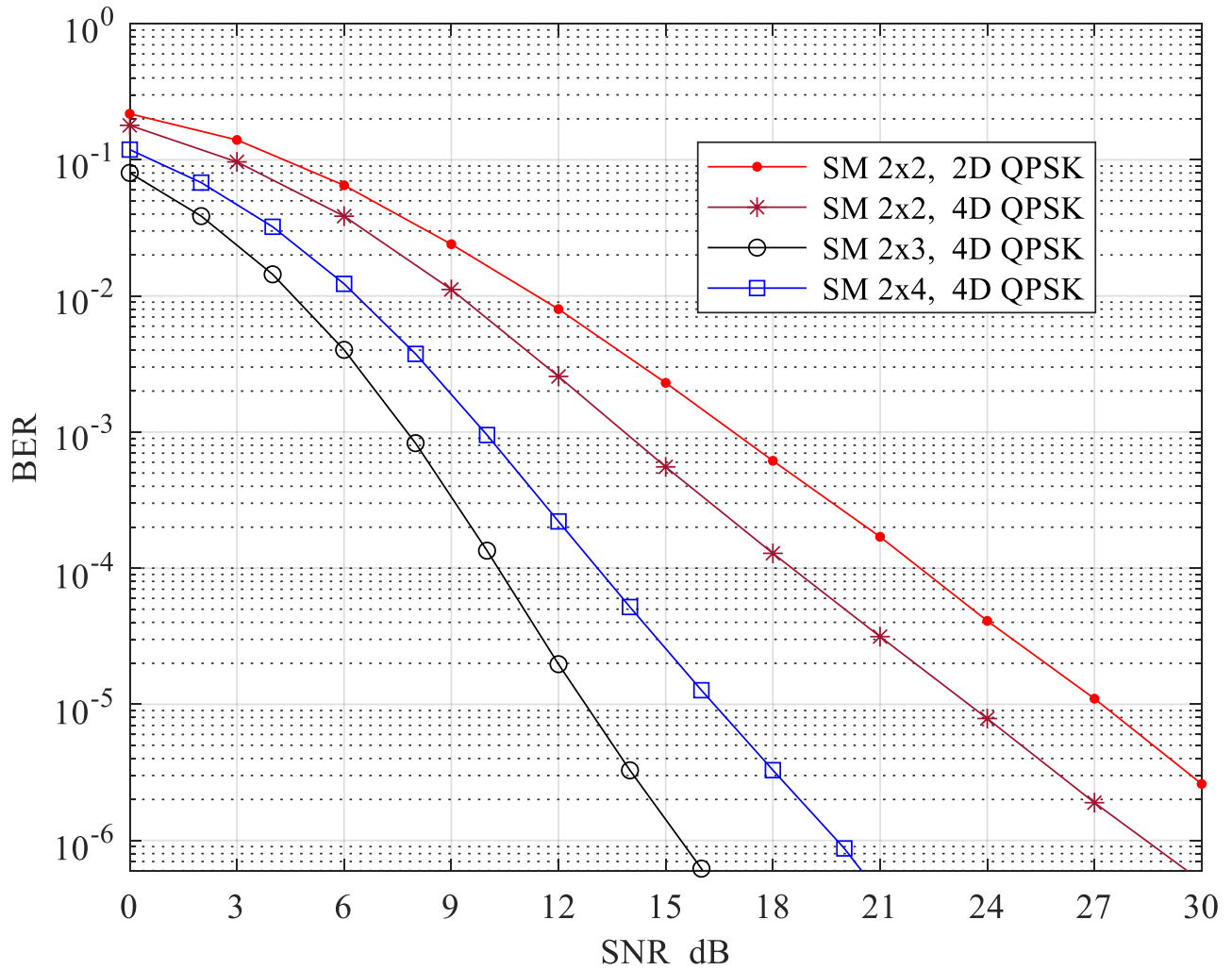
მოცემულ ქვეთავში გამოყენებული ყველა BFSK-MPSK სიგნალი აგებულია [24]-ში წარმოდგენილი მეთოდის გამოყენებით. ჩანაწერი SM $I \times J$ მიუთითებს იმაზე, რომ $I = N_t$, ხოლო $J = N_r$. მოდელირებისას, ყოველთვის განიხილებოდა $SE \cdot 10^8$ რაოდენობის საინფორმაციო ბიტის გადაცემა.

იმისათვის, რომ გვეჩვენებინა თუ რამდენად ეფექტურია ჩვენს მიერ წარმოდგენილი სისტემები, მოვახდინეთ მათი შედარება იმ იდენტურ სისტემებთან, რომლებიც მოყვანილნი არიან სტატიებში [5], [27]-[30]. ამ დროს, ახალ სისტემათა უპირატესობების უფრო მკვეთრად გამოსაკვეთად, ვარჩევდით შესაბამის სიგნალთა h -ის სხვადასხვა მნიშვნელობებს ($h \leq 1$)

$$A. N_t = 2, N_r = 2, 3, 4, m = 1, SE = 3 \text{ bpcu}$$

მოდელირების შედეგები, როცა SM სისტემის სპექტრული ეფექტურობა $SE = 3 \text{ bpcu}$ მოცემულია ნახ. 4.2-ზე. სადაც სასიგნალო სისტემის სახით გამოყენებულია BFSK-8PSK კონსტელაცია მოდულაციის ინდექსით $h = 0.5$ და ფაზებით [0 90 180 270 45 135 225 315]; ამ დროს მისი C_1 ქვეკონსტელაცია (4D QPSK) ფაზებით [0 90 180 270] მიმაგრებულია მხოლოდ ერთ ანტენაზე, ხოლო მეორე ანტენისთვის განსაზღვრულია C_2 ქვეკონსტელაცია (ასევე 4D QPSK) ფაზებით [45 135 225 315] ანუ თითოეული ანტენისათვის განსაზღვრულია თითო 4D QPSK ქვეკონსტელაცია BFSK-8PSK კონსტელაციიდან (იხ. ნახ. 4.1). აქ თითოეული ქვეკონსტელაციისთვის $d_{\min}^2 = 2$, ხოლო $d_{a/\min}^2 = 1.0997$. შედარების მიზნით ნახ. 4.2-ზევეა მოყვანილი ცნობილი შედეგი იდენტური N_t, N_r და SE-თვის [27] -დან, რომელიც იყენებს ჩვეულებრივ 2D QPSK კონსტელაციას. მაშინ, როცა $BER = 10^{-5}$, ჩვენს მიერ წარმოდგენილი

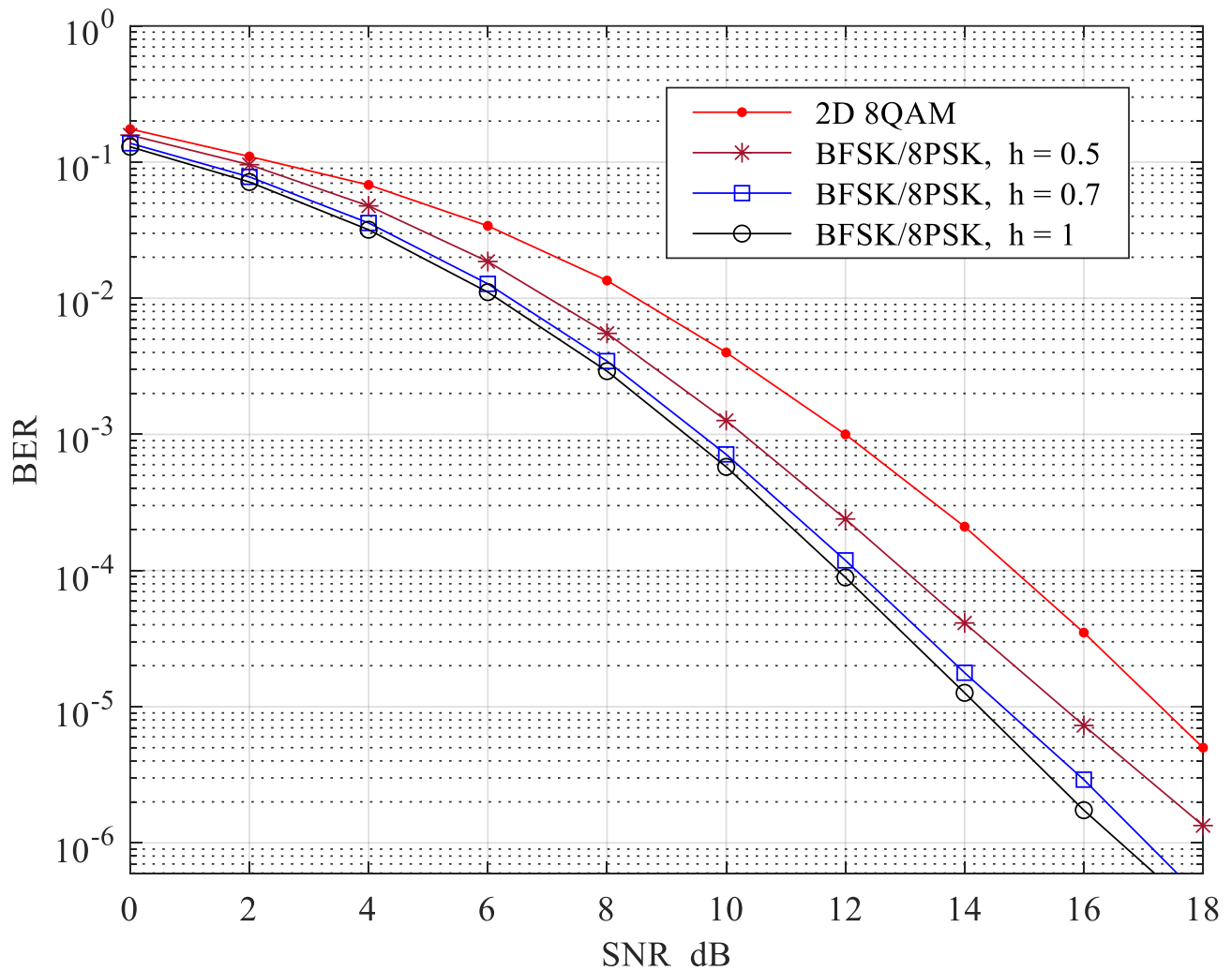
სისტემის ენერგეტიკული მოგება, ცნობილ სისტემასთან [27] შედარებით მიახლოებით შეადგენს 3.7 dB-ს.



ნახ. 4.2 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM სისტემებისთვის, როცა $N_t = 2$, $SE = 3$ bpcu

B. $N_t = 2$, $N_r = 4$, $m = 1$, $SE = 4$ bpcu

შემთხვევები, როცა SM სისტემათა სპექტრული ეფექტურობა $SE = 4$ bpcu



ნახ. 4.3 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM 2x4 სისტემებისთვის, როცა SE = 4 bpcu

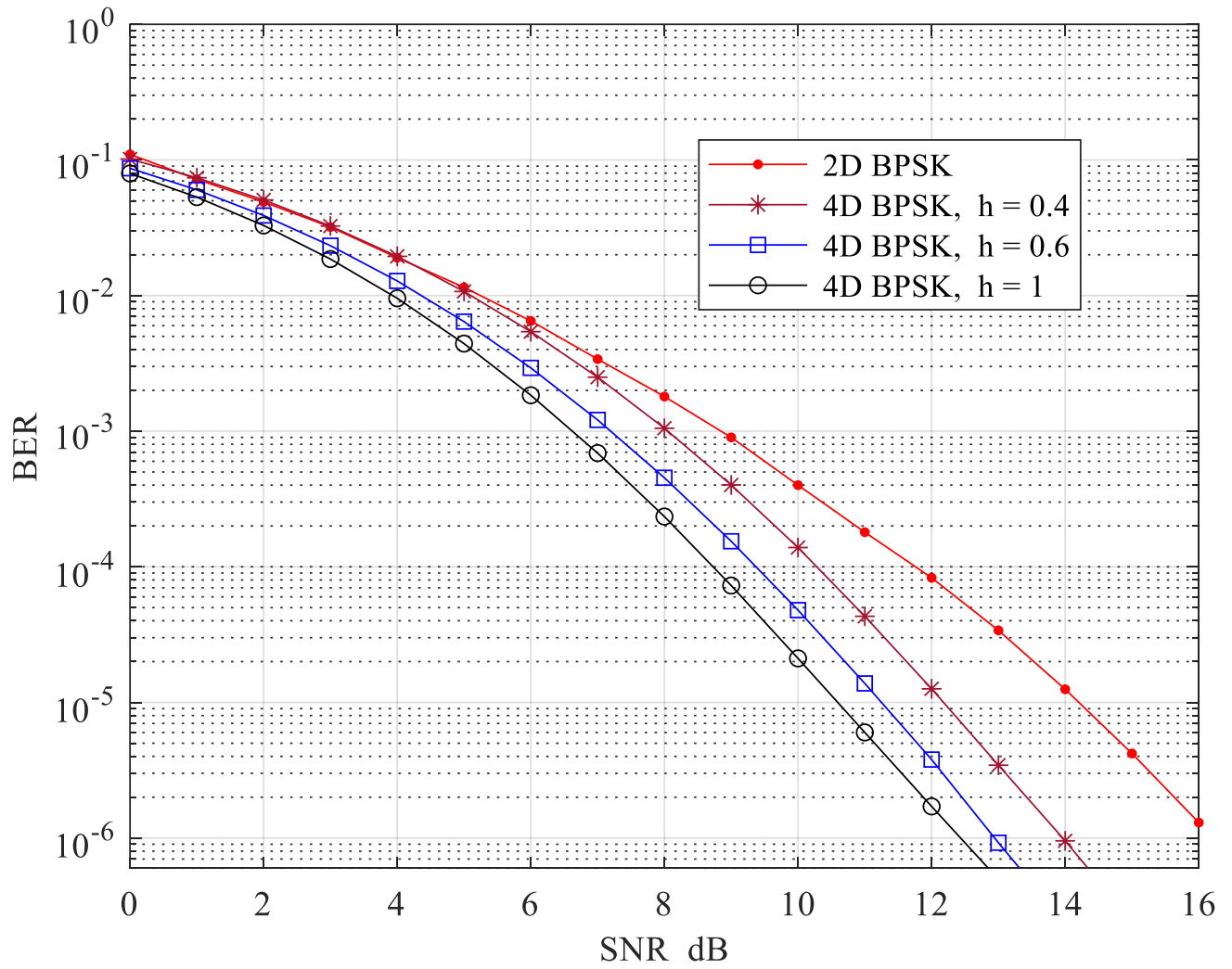
ნაჩვენებია ნახ. 4.3-ზე. შედარების მიზნით იქვეა მოყვანილი ცნობილი შედეგები იდენტური N_t , N_r და SE-თვის [28]-დან.

ჩვენს ვარიანტში, თითოეული ანტენისათვის ვიყენებთ თითო BFSK-8PSK სიგნალს ფაზებით $[0\ 90\ 180\ 270\ 45\ 135\ 225\ 315]$ და $[45\ 135\ 225\ 315\ 0\ 90\ 180\ 270]$, როცა $h = 0.5$ და $h = 1$. ხოლო თუ $h = 0.7$ მაშინ ვიყენებთ ორ BFSK-8PSK სიგნალს ფაზებით $[0\ 90\ 180\ 270\ 81\ 171\ 261\ 351]$ და $[45\ 135\ 225\ 315\ 36\ 126\ 216\ 306]$. აქ, ორივე კონსტელაციისთვის, როცა $h = 0.5$, $d_{\min}^2 = 1.0997$ და

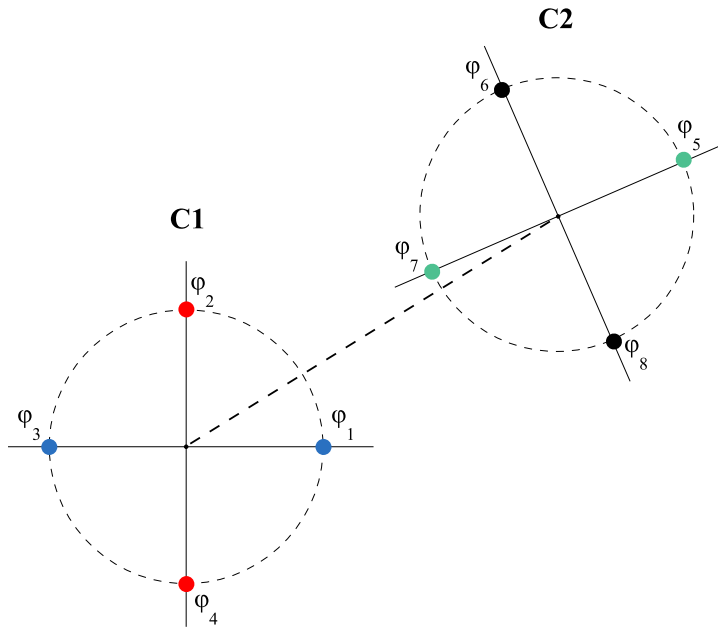
$d_{a/min}^2 = 0.5858$; როცა $h = 0.7$, $d_{min}^2 = 1.4797$ და $d_{a/min}^2 = 0.5858$; როცა $h = 1$, $d_{min}^2 = 2$ და $d_{a/min}^2 = 0.5858$. ნახ. 4.3-ზე მოყვანილი შედეგებიდან ჩანს, რომ $BER = 10^{-5}$ შემთხვევისთვის, ჩვენს მიერ წარმოდგენილი სისტემების ენერგეტიკული მოგება [28]-ში მოყვანილ სისტემასთან შედარებით მიახლოებით შეადგენს არანაკლებ 1.65 dB-ს.

$$C. N_t = 4, N_r = 4, m = 1, SE = 3 \text{ bpcu}$$

შედეგები, როცა SM სისტემათა სპექტრული ეფექტურობა $SE = 3$ bpcu ნაჩვენებია ნახ. 4.4-ზე. შედარების მიზნით იქვეა მოყვანილი ცნობილი შედეგები იდენტური N_t , N_r და SE -თვის [5]-დან. ჩვენს ვარიანტში, BFSK-8PSK-დან თითოეულ ანტენაზე მიმაგრებულია ანტიპოდალური სიგნალის თითო წყვილი. ამ დროს სიგნალთა ფაზებია: [0 90 180 270 27 117 207 297], როცა $h = 0.4$; [0 90 180 270 63 153 243 333], როცა $h = 0.6$ და [0 90 180 270 45 135 225 315], როცა $h = 1$. მოცემული შემთხვევებისათვის ზოგადი დიაგრამა მოყვანილია ნახ. 4.5-ზე, სადაც თითოეული საანტენო სიგნალთა წყვილი ფერებითაა გამორჩეული. აქ, როცა $h = 0.4$, $d_{min}^2 = 4$ და $d_{a/min}^2 = 0.9297$; როცა $h = 0.6$, $d_{min}^2 = 4$ და $d_{a/min}^2 = 1.2865$; როცა $h = 1$, $d_{min}^2 = 4$ და $d_{a/min}^2 = 2$. ნახ. 4.4-დან ჩანს, რომ ენერგეტიკული მოგება [5]-ში მოყვანილ სისტემასთან შედარებით, $BER=10^{-5}$ შემთხვევისთვის, შეადგენს, 2 dB-დან 3.6 dB-მდე, როცა h იცვლება 0.4-დან 1-მდე.



ნახ. 4.4 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM 4x4 სისტემებისთვის, როცა SE = 3 bpcu

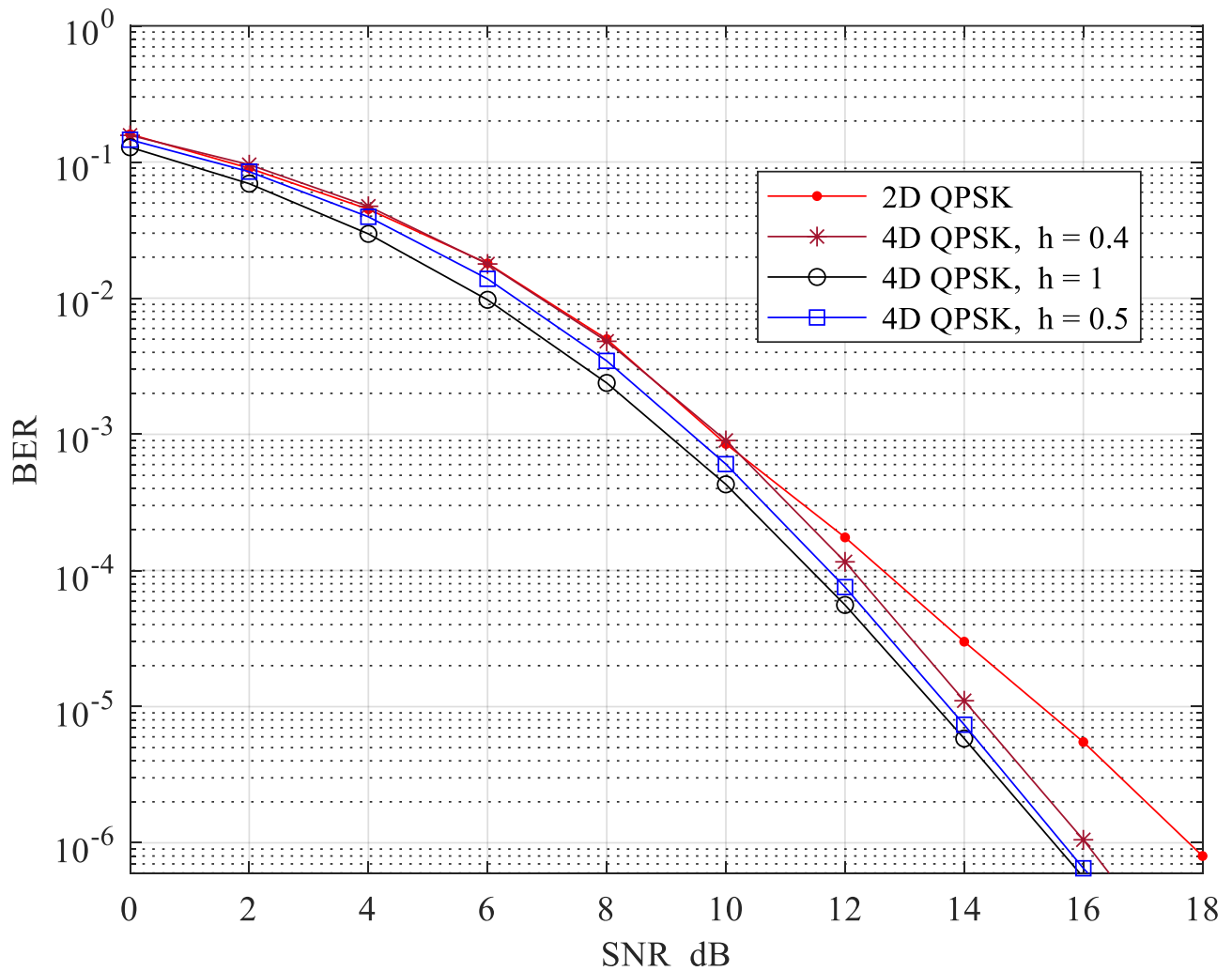


ნახ. 4.5. BFSK-8PSK კონსტელაციის ფაზური დიაგრამა თითოეული საანტენო 4D ანტიპოდალური (4D BPSK-ად) დანაწევრებული სიგნალით.

$D. N_t = 4, N_r = 4, m = 1, SE = 4 \text{ bpcu}$

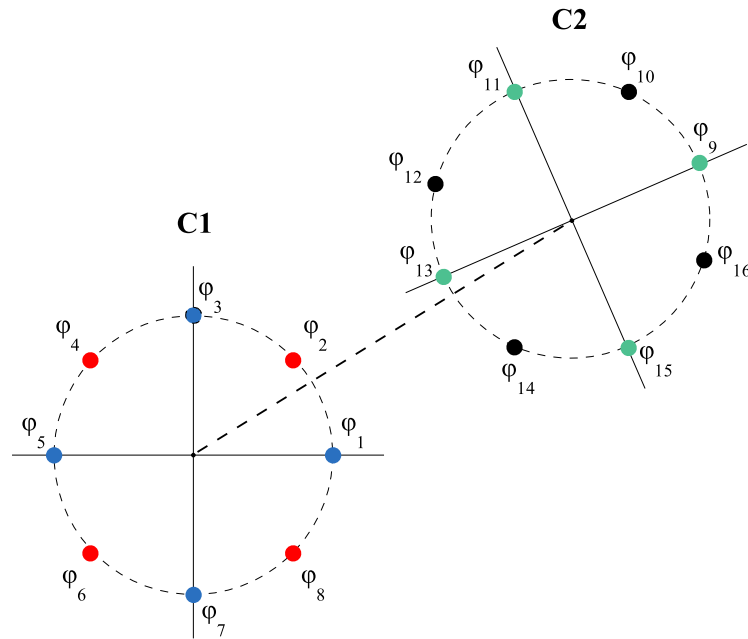
შემთხვევები, როცა SM სისტემათა სპექტრული ეფექტურობა $SE = 4 \text{ bpcu}$ ნაჩვენებია ნახ. 4.6-ზე. შედარების მიზნით იქვეა მოყვანილი ცნობილი შედეგები იდენტური N_t, N_r და SE -თვის [29]-დან. ჩვენს ვარიანტში,

BFSK-16PSK-დან თითოეულ ანტენაზე მიმაგრებულია ოთხ-ოთხი 4D QPSK სიგნალი ფაზებით: $[0 \ 90 \ 180 \ 270], [45 \ 135 \ 225 \ 315], [4.5 \ 94.5 \ 184.5 \ 274.5]$ და $[49.5 \ 139.5 \ 229.5 \ 319.5]$, როცა $h = 0.4$; $[0 \ 90 \ 180 \ 270], [45 \ 135 \ 225 \ 315], [22.5 \ 112.5 \ 202.5 \ 292.5]$ და $[67.5 \ 157.5 \ 247.5 \ 337.5]$, როცა $h = 0.5$ და $h = 1$. კონსტელაციის ფაზური დიაგრამის წინა შემთხვევის ანალოგიური ვარიანტი ნაჩვენებია ნახ. 4.7-ზე.



ნახ. 4.6 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM 4x4 სისტემებისთვის, როცა SE = 4 bpcu

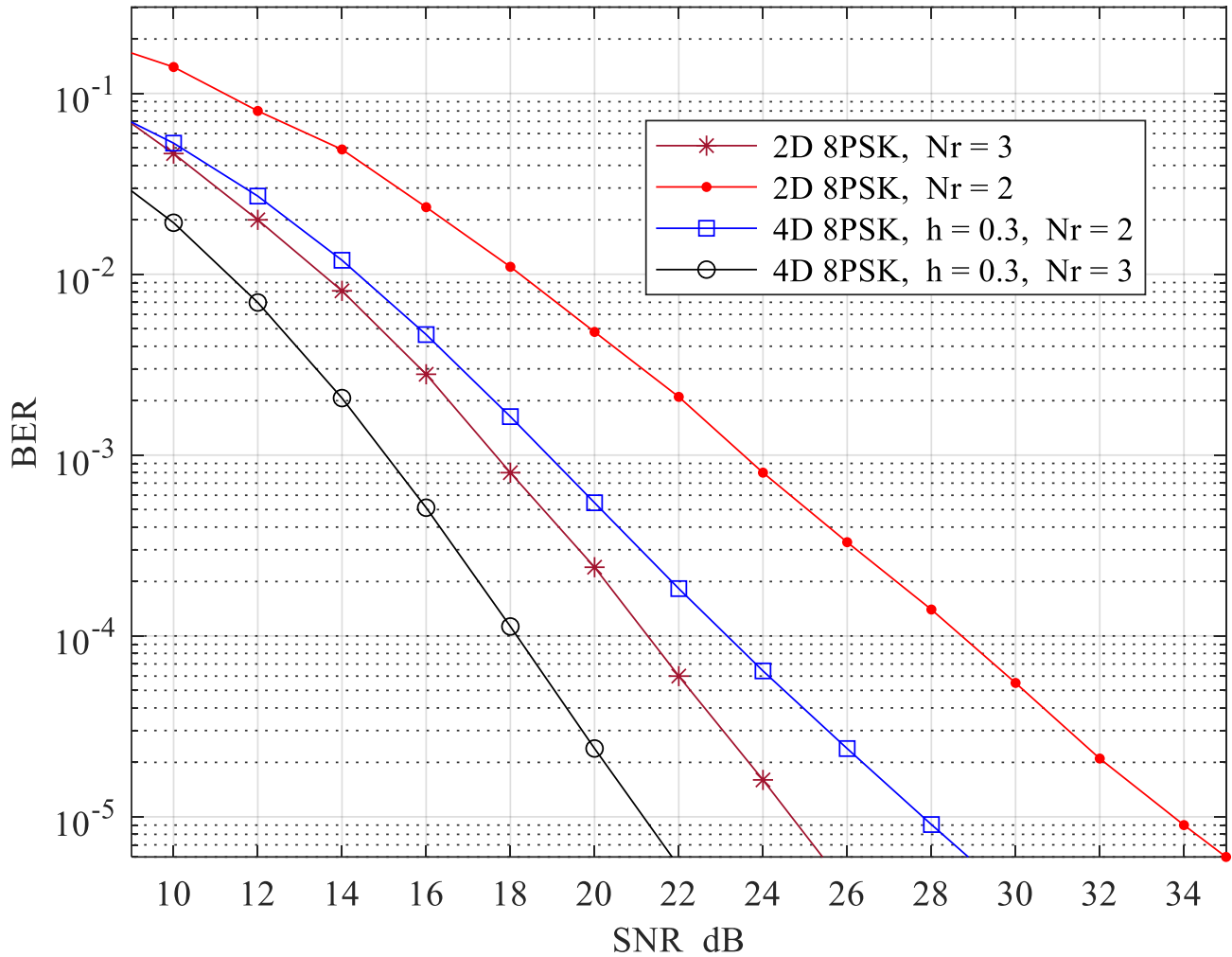
მოცემულ შემთხვევაში, როცა $h = 0.4, 0.5$ და 1 $d_{\min}^2 = 2$ და $d_{a/\min}^2 = 0.5858$. ნახ. 4.6-დან ჩანს, რომ ენერგეტიკული მოგება, $BER = 10^{-5}$ შემთხვევისთვის, [29]-ში მოყვანილ სისტემასთან შედარებით შეადგენს 1.2 dB-დან 1.77 dB-მდე, როცა h იცვლება 0.4-დან 1-მდე.



ნახ. 4.7 BFSK-16PSK კონსტელაციის ფაზური დიაგრამა თითოეული საანტენო ოთხი 4D QPSK-ად დანაწევრებული სიგნალით.

$$E. N_t = 4, N_r = 4, m = 1, SE = 5 \text{ bpcu}$$

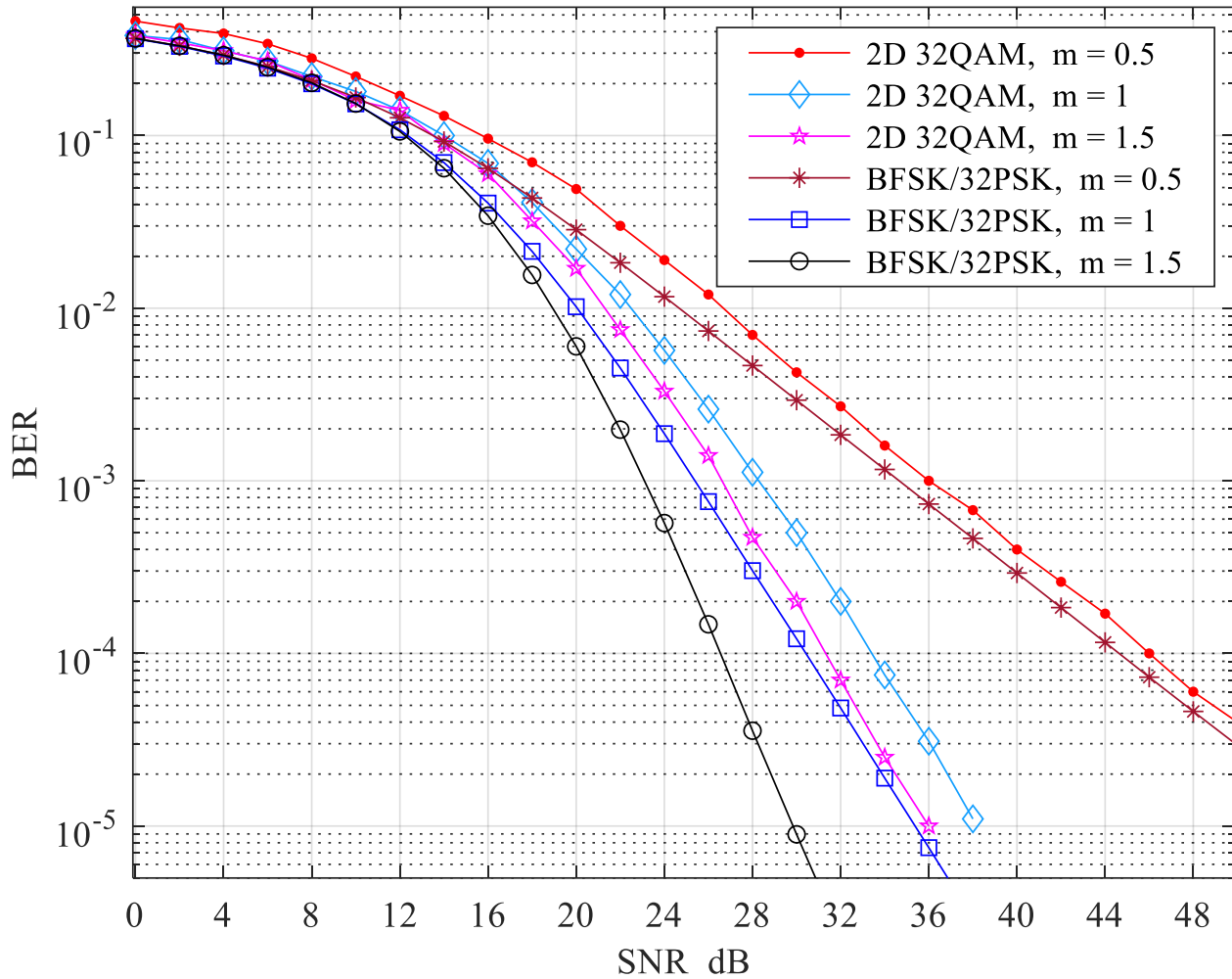
მოცემულ შემთხვევაში ჩვენს მიერ გამოყენებული იყო ორი BFSK-16PSK სიგნალი ფაზებით: [0 45 90 135 180 225 270 315 31.5 76.5 121.5 166.5 211.5 256.5 301.5 346.5] და [22.5 67.5 112.5 157.5 202.5 247.5 292.5 337.5 9 54 99 144 189 234 279 324], რა დროსაც $h = 0.3$. მოცემულ შემთხვევაში სიგნალთა ფაზები ანტენებზე ასე იყო გადანაწილებული: [0 45 90 135 180 225 270 315], [31.5 76.5 121.5 166.5 211.5 256.5 301.5 346.5], [22.5 67.5 112.5 157.5 202.5 247.5 292.5 337.5] და [9 54 99 144 189 234 279 324]; ანუ ყოველი ანტენისთვის განსაზღვრული იყო თითო 4D 8PSK სხვადასხვა ტიპის სიგნალი. ამ დროს $d_{\min}^2 = 0.5858$ და $d_{a/\min}^2 = 0.1522$. მოდელირების შედეგები მოყვანილია ნახ.4.8-ზე. შესადარებლად იქვეა მოყვანილი იდენტური შედეგები [30]-დან (2D 8PSK). ამ დროს ჩვენი სისტემის ენერგეტიკული მოგება შეადგენს მიახლოებით 5.9 dB-ს SM 4x2 შემთხვევაში და 3.5 dB-ს SM 4x3 შემთხვევაში.



ნახ. 4.8 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM 4x2 და SM 4x3 სისტემებისთვის, როცა SE = 5 bpcu

F. $N_t = 2, N_r = 2, m = 0.5, 1, 1.5, SE = 6$ bpcu

ამ დროს ჩვენს მიერ გამოყენებული ორი BFSK-32BPSK სიგნალიდან ერთის ფაზები იყო: [0 22.5 45 67.5 90 112.5 135 157.5 180 202.5 225 247.5 270 292.5 315 337.5 2 24.5 47 69.5 92 114.5 137 159.5 182 204.5 227 249.5 272 294.5 317 339.5], ხოლო მეორე კონსტელაცია მთლიანობაში პირველის მიმართ მობრუნებული იყო 33.75° -ით; ორივე შემთხვევაში $h = 0.2$. აქ $d_{\min}^2 = 0.1522$, ხოლო $d_{a/\min}^2 = 0.0384$. როგორც ნახ. 4.9-დან ჩანს, BER = 10^{-4} -თვის [30]-ში მოყვანილ შედეგებთან (2D 32QAM) შედარებით ჩვენს მიერ წარმოდგენილი სისტემები (სიგნალით BFSK-32PSK)



ნახ. 4.9 BER მახასიათებლები სხვადასხვა SM 2x2 და SM 4x3 სისტემებისთვის, როცა SE = 5 bpcu, ნაკვამის არხისათვის

იძლევიან ენერგეტიკულ მოგებას მიახლოებით 1.36 dB-ს, როცა $m = 0.5$; 2.97 dB-ს, როცა $m = 1$ (რელეის არხი) და 4.78 dB-ს, როცა $m = 1.5$.

მიღებული კონკრეტული შედეგები მიუთითებენ სტატიაში წარმოდგენილი ახალი SM სისტემების უპირატესობაზე ჩვეულებრივ, ცნობილ SM სისტემებთან შედარებით. ვინაიდან, მოცემული SE-ის დროს, ორივე ვარიანტში, აქტიური ანტენისთვის განსაზღვრული

კონსტელაციის ზომა ერთი და იგივეა დეტექტირების გამოთვლითი სირთულე ორივე შემთხვევაში ერთნაირი იქნება და ის შეიძლება შეფასდეს, როგორც $O(N_t \cdot N_r \cdot M_a)$ [31].

დასკვნა IV თავიდან

ამ თავში წარმოვადგინეთ მეთოდი, რომელიც იძლევა საშუალებას ამაღლებული იქნას ჩვეულებრივი SM სისტემების ეფექტურობა სხვა, ანალოგიურ, იდენტურ სისტემებთან შედარებით. ეს ფაქტი დასტურდება მოდელირებით SM-ის სხვადასხვა პარამეტრებისათვის და ისინი ნაშრომში საკმარისი რაოდენობითაა მოყვანილი. ამასთან, დამატებითაა აღსანიშნავი ის, რომ მიღებული შედეგები ობიექტურად წარმოშობს მოლოდინს იმისას, რომ გარკვეული პარამეტრებით (სირთულე, ეფექტურობა) გაუმჯობესებულ სხვა ცნობილ სისტემებშიც (მაგალითად, differential spatial modulation [19], quadrature spatial modulation [28] და სხვა) უზრუნველყოფილი იქნება უფრო უკეთესი შედეგები, თუ გამოყენებული იქნება ისეთივე მიდგომები, რაც მოცემულ ნაშრომში იყო წარმოდგენილი.

დასკვნა

წარმოდგენილ ნაშრომში მიღებული ახალი მეცნიერული შედეგების ჩამოყალიბება შესაძლებელია შემდეგნაირად:

მეორე თავში წარმოდგენილია ახალი 2D კონსტელაციების აგების მეთოდი, რომელიც ეფუძნება წრეებზე განფენილ სასიგნალო კონსტელაციებს, აგებულია ახალი სიგნალები და დამუშავებულია მათი მიღების გამარტივებული ალგორითმები. მთავარი მიზანი იყო ციფრული საკომუნიკაციო სისტემების მუშაობის გაუმჯობესება ფედინგის არხებისთვის SIMO სისტემებით.

შემოთავაზებული არაევერსტიული და მარტივი პროცედურების საშუალებით შეიქმნა ახალი CAPSK კონსტელაციები, რომლებსაც აქვთ მნიშვნელოვნად გაუმჯობესებული მინიმალური ევკლიდური მანძილის კვადრატი ტრადიციულ სისტემებთან შედარებით, როგორცაა, კვადრატული APSK (SAPSK) და სამკუთხა APSK (TAPSK). ეს გაუმჯობესებები მიღწეულ იქნა მიმდების მხარეს სირთულის მნიშვნელოვნად გაზრდის გარეშე, რაც აღნიშნულ კონსტელაციებს პრაქტიკული გამოყენებისთვის ხელმისაწვდომს ხდის.

ჩატარებულმა მოდელირებებმა აჩვენა, რომ ახალი CAPSK კონსტელაციები, განსაკუთრებით 16CAPSK კონფიგურაცია, კონკურენტუნარიანია არსებული სისტემების მიმართ მცირე სიგნალ-ხელშეშლის მხრივ. მოდელირებებმა ასევე ხაზი გაუსვა შემოთავაზებული კონსტელაციების უპირატესობას ფედინგიანი არხებისთვის, სადაც CAPSK სისტემები ინარჩუნებენ ეფექტურობას სხვადასხვა ფედინგის დროს.

გარდა ამისა, კვლევაში განხილული იყო გამარტივებული დეტექტორების გამოყენება, რომლებიც, მიუხედავად მცირე სიგნალ-ხელშეშლის შესრულების კომპრომისისა, მნიშვნელოვნად ამცირებენ მიმდების სირთულეს. ეს კომპრომისი განსაკუთრებით აქტუალურია იმ სისტემებისთვის, სადაც გამოთვლითი ეფექტურობა კრიტიკულია.

დასკვნის სახით, შემოთავაზებული CAPSK კონსტელაციები წარმოადგენენ პერსპექტიულ მიმართულებას მომავალი საკომუნიკაციო სისტემებისათვის. შედეგები მიუთითებს, რომ ამ კონსტელაციების ეფექტური გამოყენება შესაძლებელია მრავალ ანტენიან სისტემებში, რამაც შესაძლოა გავლენა მოახდინოს მომავალი უსადენო საკომუნიკაციო სტანდარტების, მათ შორის მომავალი 6G ტექნოლოგიის დიზაინზე.

რაც შეეხება მეოთხე თავში ნაჩვენებ შედეგებს, ამ შემთხვევაში წარმოდგენილია ეფექტური SM სისტემების აგების ახალი მეთოდი, სადაც ყოველი აქტიური ანტენისათვის გამოიყენებიან ქვესიგნალები, რომლებიც მიიღებიან საბაზისო 4D BFSK-MPSK კონსტელაციის დანაწევრებით. აგებულია ახალი SM სისტემები პრაქტიკული მიმართულებით. მნიშვნელოვანია ყველა ის შედეგი, რომელიც მიღებულია კომპიუტერული მოდელირების გზით.

ამ გაუმჯობესებული სიგნალების ინტეგრაცია SM სისტემებში აჩვენებს სისტემის მუშაობის მნიშვნელოვან გაუმჯობესებას, განსაკუთრებით სიგნალ-ხელშემლის თანაფარდობის და ბიტზე შეცდომის ალბათობის შემცირების თვალსაზრისით. ეს გაუმჯობესებები დადასტურდა კომპიუტერული მოდელირების ფართო სპექტრით, რომელიც მოიცავდა SM კონფიგურაციების, გადამცემი და მიმღები ანტენების რაოდენობის, მოდულაციის ინდექსების და სპექტრული ეფექტურობის სხვადასხვა პარამეტრებს.

შემოთავაზებული კონსტელაციის დიზაინი არა მხოლოდ აუმჯობესებს ანტენის ინდექსის ამოცნობის სიზუსტეს, არამედ ახდენს გადაცემული სიმბოლოების მიღების ოპტიმიზაციას, რაც იწვევს შესრულების მნიშვნელოვან უპირატესობას ტრადიციულ SM სისტემებთან შედარებით.

დასკვნის სახით, 4D ჰიბრიდული სიგნალების შემოღება წარმოადგენს პერსპექტიულ მიმართულებას SM ტექნოლოგიის მომავლისათვის, რომელიც უზრუნველყოფს ბალანსს სირთულესა და შესრულებას შორის, რაც კრიტიკულად მნიშვნელოვანია MIMO სისტემების პრაქტიკული დანერგვისთვის შემდგომი თაობის უსადენო ქსელებში. ამ კვლევის მიგნებები წარმოადგენს მყარ საფუძველს SM სისტემების შემდგომი გამოკვლევისა და ოპტიმიზაციისათვის, რამაც შესაძლოა მნიშვნელოვანი გავლენა იქონიოს უსადენო კომუნიკაციების მრავალფეროვან გამოყენებაზე.

გამოთვლები შესრულებულია და ნახაზები აგებულია სისტემებში Matlab და Maple.

დანართი - პუბლიკაციები

სამეცნიერო ტექნოლოგიური კონფერენცია - საქართველოს უნივერსიტეტის ინფორმაციისა და საკომუნიკაციო ტექნოლოგიების ინსტიტუტი

სამეცნიერო-ტექნოლოგიური კონფერენცია

**საქართველოს უნივერსიტეტის
ინფორმაციისა და საკომუნიკაციო
ტექნოლოგიების ინსტიტუტი**

თბილისი, 22 ივლისი, 2023

5G ტექნოლოგიები გამოწვევები და გადაწყვეტილებები

კონფერენცია ეძღვნება 5G-ს თაობაზე (5G) ფიქური საკომუნიკაციო სისტემების დანერგვისა და განვითარება-არეგულირებადობის პრობლემებს. კონფერენციაზე მსჯელობა იქნება საკომუნიკაციო რეგულაციის თეორიული, ასევე პრაქტიკული ასპექტებზე. სავანეებო განხილვის საფასი იქნება საქართველოში 5G ტექნოლოგიების დანერგვასთან დაკავშირებული თავისებურებები.

შეზღუდებული მონაცემები დაიბედა უცვლელად. მათ შინაარსზე პასუხისმგებელია ავტორი(ები).

● საქართველოს უნივერსიტეტის IV კორპუსი, თბილისი, 8

კოსტავას ქუჩა 77ა.

✉ ic@iug.edu.ge

🌐 <https://iug.edu.ge/ic/institute>

ISBN #978-9941-9844-2-6

56 ტექნოლოგიები გამოიყენება და გადაწყვეტილებები

- ფეულაზე უფრო ეფექტიანი აღმოჩნდა Micro Sleep Tx ვარამეტრი. რომლის ეფექტიანობა შერეცხვას 15% და 17% დე;
- დადგინდა, რომ ფუნქციური ვარამეტრების მუშაობის ეფექტიანობა დამოკიდებულია, როგორც ტრაფიკზე, ასევე ამოღებულ მონაცემების რაოდენობაზე, ამიტომ ეფექტიანი ენერჯის მოხმარების რაოდენობა სხვადასხვა საბაზო სადგურისათვის განსხვავებულია;
- მიუხედავად იმისა, რომ აღნიშნულმა ფუნქციურმა ვარამეტრებმა წარმატებით იმუშავე მოხილვითი ოპტიმიზაციის ქსელში არსებული ყველა ტექნოლოგიებისათვის, UMTS ქსელში გამოიყენება ტექნიკური ხარვეზი, რაც გულისხმობს, რომ ფუნქციური ვარამეტრების გაქტიურების შემდეგ, დაბალ ტრაფიკში ფაქტობრივად ემ დიდის რეგში (Slipping mode) და ტექნიკური პერსონალი ვეღარ განასხვავებდა ტექნიკური მიზნით მწყობრიდან გამოსულ და მოძინებულ ფაქტებს ერთმანეთისაგან. ამიტომ UMTS ქსელში აღნიშნული ვარამეტრების აქტივაცია აღარ გამოიყენებულა;
- სტატისტიკური მონაცემების ანალიზის საფუძველზე გამოიყენება, რომ მოხილვითი ოპტიმიზაციის ქსელში აღნიშნული ვარამეტრების გაქტიურებამ, ეფექტიანი ენერჯიზე დანახარჯის დღიურმა ეფექტიანობამ საშუალოდ 4,88% შეადგინა.

ლიტერატურა

[1] <https://www.nasa.gov/climate/>
 [2] <https://www.climate.gov/news-features/understanding-climate/climate-change-atmospheric-carbon-dioxide>
 [3] <https://www.gsmi.com/mobile/development/wprotectionupdates/2014/08/GPM-AUGUST2014-FINAL.pdf>
 [4] <https://www.basf.com/global/en/who-are-we/energy-efficiency/energy-and-climate-protection/climate-protection-goals.html>
 [5] Energy Performance Optimization Guidelines, ERICSSON manual, PDF file.

57 ტექნოლოგიები გამოიყენება და გადაწყვეტილებები

კოდირებული მოდულაციის სისტემები მონაცემთა გადაცემისთვის

როდენ უდრეული, საქართველოს უნივერსიტეტი
 სერგო შავგულიძე, საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
 ბესიკი სახიამელო, საქართველოს უნივერსიტეტი

გამოკვეთილია რელიაბილურობის დაბალი სიჩრულის შემთხვევაში და ენერჯეტიკულად ეფექტიანი კოდირებული მოდულაციის სისტემების გამოყენების საკითხი მონაცემთა გადაცემისთვის. მონაცემთა გადაცემის (5G) მოხილვითი კომუნიკაციის მრავალმხრივ ტექნოლოგიებში, რომელიც დაფუძნებულია გუისის, ენერჯეტიკის, ლიბრირის, პრეციზიის მთელ რიგზე აგრეთვე სიჩრუობაზე, ასევე სხვადასხვა ორ და ოთხ-განზომილებიან კონსტრუქციებზე და სულში მდებარე კოდირების თანამედროვე მეთოდებზე.

შექნილი და განალიზებულია ორ და მრავალგანზომილებიან სინალთა სხვადასხვა კონსტრუქციისათვის ბლოკურ, ხვევად, მწულ, კაკაიდურ და განზომილებული კაკაიდურ კოდებზე დაფუძნებული სიჩრუობის მოდულაციის (SM) და განზომილებული მრავალგანზომილებიანი სიჩრუობის მოდულაციის (MMSM) სქემები და შემოღებულია ეფექტიანი დიფიცილურობის ალგორითმები. აღნიშნული სქემებისათვის ჩვენ განხილული გვაქვს სუბოპტიმალური დიფიცილურობის ალგორითმებიც, ჩატარებულია კომპიუტერული მოდულირება რელიაბილურობის არხებში და შედეგებზეა როგორც ალბათურ-ენერჯეტიკულ მახასიათებლებში ასევე დიფიცილურობის სიჩრუობაზე ჩვენი მზანი იყო, რომ პრაქტიკულად შეგვენარჩუნებინა მაქსიმალური დამატებითი დიფიცილურობის მიღებული მახასიათებლები რელიაბილურობის სიჩრუობის მნიშვნელოვანი შემცირებით.

იმისათვის, რომ მოხდარიყო სიჩრუობის მოდულაციის სისტემების მახასიათებლების გაუმჯობესება ჩვენ განვიხილეთ ადაპტიურ SM და

5G ტექნოლოგიები გამონაკვეთები და ვადანაკვეთებში

GSM სტანდარტი, რათა გაეზარდა უსადენო კომუნიკაციის ბიზნესი შეიქმნა ადრეული წლების მხატვართან. ტიპური SM და GSM სტანდარტი ითხოვს სრულ ინფრასტრუქტურას არჩის მდგომარეობის შესახებ და შესაბამისად განიცდიან შედეგებს ე.წ. პილოტ-სიგნალების გადაცემის აუცილებლობის და არხების შეუპოვების და მუშაობის გამო. იმისათვის, რომ გვეტანოს ამ შემთხვევაში, ჩვენ შევიძინებთ დიფერენციალურ კოდირებულ SM და GSM სტანდარტებს. ჩვენ ასევე შევიძინებთ SM და GSM სტანდარტებს დუალურად პოლარიზებული ანტიენერჯი გამომცემით, რომელიც ერთდროულად გადასცემს მრავალ ნაკადს ორთოგონალური პოლარიზაციების მეშვეობით. ამით ჩვენ შევიძინებთ თავიდან აგვეყოლებინა პრაქტიკული, დაკავშირებული ფიზიკური სიგნალის ნაკლებობის მრავალი მიზეზი-ვადანაკვეთი ანტიენერჯი გამომცემისას.

კვლევის ბოლო ეტაპზე ჩვენ განვიხილეთ მთელი პროცესის მიმდინარეობის განმავლობაში შეზღუდული სისტემების გამოყენება 5G მობილური D2D კომუნიკაციისთვის. ამ მიმართულებით ჩვენთვის უცნობია რაიმე ტიპის კვლევების არსებობა და მიგვაჩნია, რომ სივრცითი მოდულაციის მეთოდების დანერგვა 5G მობილური მონაცემთა გადაცემისთვის D2D კომუნიკაციის სისტემებში მნიშვნელოვნად გაზარდოს მათი ეფექტურობა.

შეთავაზებული ნაშრომი არის ფუნდამენტური კვლევა, რომლის დასრულება მოიტანს შედეგს მრავალფეროვან შედეგს: ახალი პრინციპების და მეთოდების შემუშავებას 5G SM/GSM D2D სისტემების ავთვისა და მასთან ერთად შედეგების მაკონტროლებელი კოდების ახალი სახეობების, კოდირებული მოდულაციისა და სივრცით-დროითი კოდების კვლევებისთვის.

ამასთან, მოდულირებული შედეგები მომხმარებელს საშუალებას მისცემს გააკეთოს საფუძვლიანი არჩევანი მრავალ ანალოგიურ პარამეტრების შემსრულებელ სიგნალურ-კოდურ სისტემებს შორის. კოდირება/დეკოდირების

5G ტექნოლოგიები გამონაკვეთები და ვადანაკვეთებში

და მოდულირება/დეკოდირების ალგორითმების მიღწეული კონკრეტული უზრუნველყოფის ახალი კონსტრუქციების უზუალურად გამოყენების შესაძლებლობას სხვადასხვა საინჟინრო ამოცანების გადაჭრისას და მნიშვნელოვნად შეამცირებს ინფრასტრუქტურის სისტემების პროექტირების ვადებს.

ნაშრომის ბოლო ნაწილში მოყვანილია კომპიუტერული მოდულირების შედეგები, რა დროსაც განხილული იყო ნაკადის არხი და მრავალანტიენერჯი SM და GSM სისტემები ოთხი ვადანაკვეთი და 2-16 მიმდინარე ანტიენერჯი: მოცემულ შემთხვევაში სისტემის სპექტრული ეფექტურობა შეადგენდა 3-12 ბიტ/წმ/ჰც.

კვლევა განხორციელდა მთლიანად საქართველოს ტექნიკური სასწავლებლის ფონდის ფინანსური მხარდაჭერით (გრანტი FR-22-4050).

ლიტერატურა

1. N. Ugrasiz, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Generalized multistream spatial modulation based on frequency-phase modulated signals," IEEE Wireless Commun. Lett., vol. 11, no. 4, pp. 786-790, Apr. 2022.
2. N. Ugrasiz, S. Shavgulidze, and M. Sordia, "New four-dimensional signal constellations construction," IET Commun., vol. 14, no. 10, pp. 1554-1559, May 2020.

5G ქსელის გამოტოვებით 6G ქსელის დანერგვის შესაძლებლობის შეფასება

ვიფო შერჩევითი,
საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ამ საკითხის დასმის მიზეზი არის ის გარემოება, რომ 6G ტექნოლოგიას მის წინამორბედ 5G ტექნოლოგიასთან შედარებით, აქვს მთელი რიგი უპირატესობები. ამქდან გამომდინარე მისი განხილვის დროს

Two-Dimensional Circular Signal Systems

Nodar Ugrelidze
School of Technology
Caucasus University
Tbilisi, Georgia
toban555@gmail.com

Sergo Shavgulidze
Faculty of Informatics and
Control Systems
Georgian Technical University
Tbilisi, Georgia
s.shavgulidze@gtu.ge

Irakli Noselidze
ICT Institute
University of Georgia
Tbilisi, Georgia
ir.noselidze@gmail.com

Besiki Sakhiashvili
ICT Institute
University of Georgia
Tbilisi, Georgia
tato.sakhiashvili@gmail.com

Abstract—In this article, a two-dimensional signal system with amplitude-phase modulation is considered, for which elementary signals are placed on concentric circles. The procedures for constructing such a system are presented and their simplified receiver is proposed. In this case, the circle to which the signal may belong is first determined, and then, the detection procedure is carried out on this circle. New signals are constructed, including those for simplified receivers and simulation results are presented for a scheme with one input and multiple outputs, in which fading is represented by the Nakagami- m process.

Keywords—signal, modulation, constellation, fading, detector

I. INTRODUCTION

Recently, the introduction of new technologies in telecommunication systems (5G) and the prospect of implementation (6G) [1]-[3] have increased the interest in efficient (best error rate indicators, high spectral efficiency (SE) and the possibility of using a simple detector) signaling constellations, especially in cases where the issue concerns modern wireless digital communication systems with fading channels and various types of technological solutions related to it [4], [5]. In this direction, many important results have been obtained in research of both two-dimensional and multi-dimensional signals (see, for example, [6]-[9]). It is clear that the complexity of the systems is one of the dominant factors in their practical use, and there are attempts to simplify the systems with low complexity signal detectors [8], [10], [11]. As research shows, there is still room for constructing new simple signals to improve the performance of widespread two-dimensional constellations compared to conventional signals. This article is dedicated to solving the problem in the mentioned direction. In particular, non-heuristic and simple procedures for constructing such new Amplitude-Phase-Shift Keying (APSK) systems, when the constellation of signals are spread (placed) on concentric circles, will be presented. Obviously, at this time, the number of concentric circles is equal to the number of different energy levels (amplitudes) of the signals in the APSK constellation.

There are studies in which the improvement of the distance characteristics of signaling systems (e.g., the minimum squared Euclidean distance (minimum SED) $-d_{\min}^2$) is fixed due to the use of signals with two different energy levels, it means for two-level signals [7], [12], [13]. In contrast, we will try to improve the situation with multi-level, two-dimensional, M -ary signal constellations, which will be constructed using the proposed procedures. As already mentioned, these will be the constellations, constituent

elementary signals of which are spread over concentric circles. As can be seen from the results obtained, there have been some improvements in the use of these signals compared to the known signals [7], [12]-[18].

In order to demonstrate the efficiency of constructed signals in fading channels, for simplicity, we have considered systems with single input and multiple outputs (SIMO) [19], [20], and for more generality, fading was represented by the Nakagami- m process [14]. It is assumed that at the receiving side we use channel state information (CSI), which is known precisely in advance.

II. MULTI-LEVEL APSK SIGNALS

In the article, we will touch upon the constellations listed below, give their examples and use the appropriate notations.

APSK constellations, the signal points of which are located in the grid nodes made of squares; the so-called square (rectangular) APSK (SAPSK) [14]-[16] (Fig. 1(a)).

APSK constellations, the signal points of which are located in the grid nodes made of equilateral triangles; the so-called triangular APSK (TAPSK) [15], [17] (Fig. 1(b)). Sometimes they are also called hexagonal signals (HAPSK) [18].

APSK systems, signal points of which are located on concentric circles; the so-called circular APSK (CAPSK) [15], [16] (Fig. 1(c)). In this article, it is from this group of signals that new constellations are proposed.

APSK constellations are often referred to as QAM constellations [14], [16]-[18]. If the number of elementary signals in the constellation is equal to M , that is, if the size of the constellation is M , then we use the abbreviations – MSAPSK, MTAPSK, MCAPSK. It can be seen from Fig. 1 that SAPSK and CAPSK have a relatively simple and elegant structure characterized by symmetry, compared to TAPSK.

In the following, for constellations, signals of which are spread over c concentric circles, we use the normalization

$$\sum_{i=1}^c M_i E_i = 1, \tag{1}$$

where M_i is the size of the sub-constellation located on the i -th circle, and E_i is the energy of each corresponding signal. The value of the SED between their pairs is calculated from the formula:

Funded by the Shota Rustaveli National Science Foundation (SRNSF FR-22-4050).

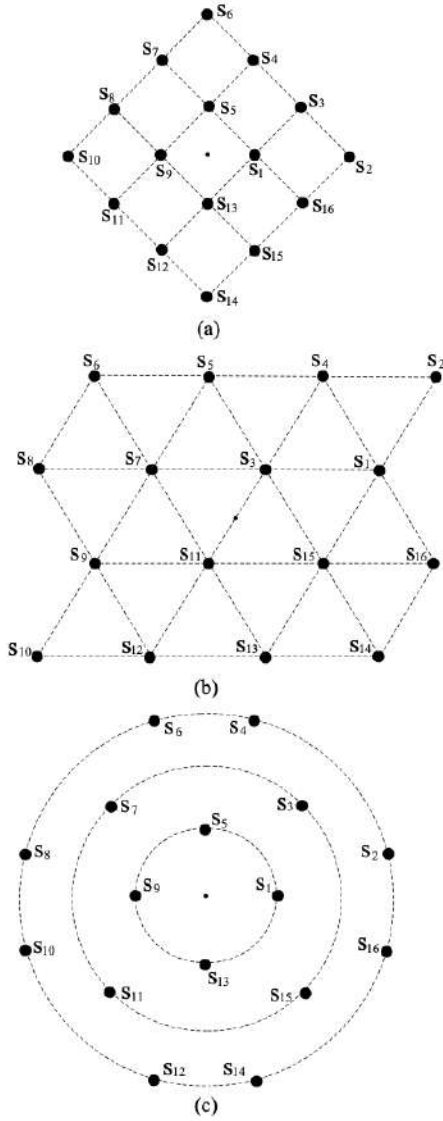


Fig. 1. Examples of different types of constellations with size $M = 16$.

$$d^2 = 2E_i (1 - \cos(\Delta\varphi)) = \left(2\sqrt{E_i} \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \right)^2, \quad (2)$$

where $\Delta\varphi$ is the phase difference between given signals.

If the signals of the sub-constellation are equally distributed on the circle according to phase values, then for a pair of neighboring signals we have $\Delta\varphi = 2\pi/M_i$.

A. Construction of three-level CAPSK constellations

We present here the procedure for constructing three-level CAPSK signals (constellations on three concentric circles) and, as an example, we construct specific MCAPSKs for cases $M = 8, 16, 32$.

The configuration of the constellation is such that n signals are located on the first and second concentric circles, and $2n$ on the third. Therefore, $M = 4n$. Here and further on, similarly to [15] and [16] we use the notation $(n, n, 2n)$ to denote the constellation.

In this case, the energy of the signal with the lowest value of the amplitude will be indicated by E_1 , the highest level by E_3 , and the average level by E_2 . Here, the entire MCAPSK constellation is spread over three concentric circles as three sub-constellations. Obviously, the energy of each signal in the first sub-constellation ($C1$) is E_1 , in the second ($C2$) – E_2 , and in the third ($C3$) – E_3 . The sizes of the sub-constellations will be marked by M_1 , M_2 and M_3 , respectively (obviously, $M_1 = M_2 = n$, $M_3 = 2n$ and $M = M_1 + M_2 + M_3 = 4n$). The minimum value of the SED for the whole constellation C is $d_{\min}^2(C)$ (or d_{\min}^2), and for the sub-constellations $d_{1/\min}^2$, $d_{2/\min}^2$ and $d_{3/\min}^2$, respectively. Obviously, this implies that in this case all values $M_1, M_2, M_3 \geq 2$.

In general, let us denote by $s_{n,q}$ the M_n -ary signal with index (number) q of some C_n ($n \in \{1, 2, 3\}$) sub-constellation. Suppose there are two, C_i and C_j , sub-constellations with signals $\{s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,M_i}\} \in C_i$ and $\{s_{j,1}, s_{j,2}, \dots, s_{j,M_j}\} \in C_j$. Let us determine the minimum value of the SED between these sub-constellations as follows:

$$d_{\min}^2(C_i, C_j) = \min_{a,b} \left[d^2(s_{i,a}, s_{j,b}) \right], \quad (3)$$

where $a \in \{1, 2, \dots, M_i\}$ and $b \in \{1, 2, \dots, M_j\}$.

For the given signal system, i.e. for the C constellation, in the process of its construction, the landmark of configuration determination is the formula:

$$\begin{cases} M_1 = M_2 = M/4, \\ M_3 = M/2. \end{cases} \quad (4)$$

At the initial stage of determining the parameters of the constellation, one assumption is made, which allows the configuration of the constellation to be more specific:

$$\begin{cases} d_{\min}^2(C1, C2) = d_{1/\min}^2, \\ d_{\min}^2(C2, C3) = d_{1/\min}^2, \\ d_{3/\min}^2 = d_{1/\min}^2. \end{cases} \quad (5)$$

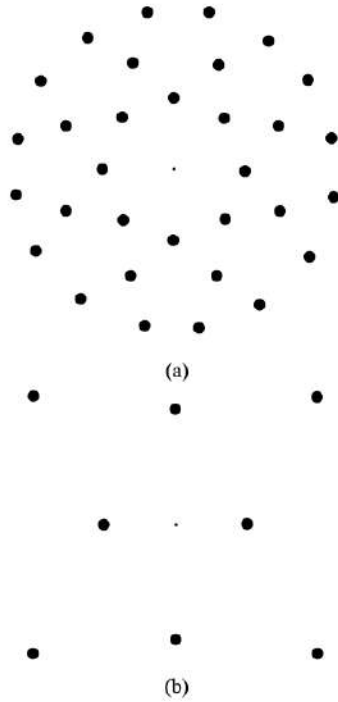


Fig. 3. 32CAPSK and 8CAPSK constellations.

where $\alpha = \arcsin(\sqrt{3/7})$, and the minimum SED of the constellation is $d_{\min}^2 = 4E_1$. Finally, we obtain:

$$E_1 = 0.2222; E_2 = 0.6666; E_3 = 1.5555; d_{\min}^2 = 0.8888;$$

$$\varphi = [0 \ 40.8933 \ 90 \ 139.1066 \ 180 \ 220.8933 \ 270 \ 319.1066].$$

Below, Table I shows the values of d_{\min}^2 for different constellations, from which it can be seen that the proposed CAPSKs are better than all other known similar signaling systems, given in [7], [13].

B. CAPSK constellations for simplified detectors

Simplified detector (SD) at the initial stage evaluates which circle of the constellation (which sub-constellation) the transmitted signal belongs to. For this evaluation it uses the principle:

$$\hat{i} = \arg \min_{i \in \{1, 2, \dots, c\}} \left[\left(\sqrt{E_z} - \sqrt{E_i} \right)^2 \right], \quad (11)$$

where E_z is the received signal energy; E_i is the possible transmitted energy of each signal presented on the i -th circle

TABLE I. d_{\min}^2 VALUES FOR SOME CONSTELLATIONS

Constellations	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$
PSK [7]	0.5858	0.1522	0.0384
CAPSK [13]	0.8452	0.3330	0.1111
Star - QAM [7]	0.8342	0.3291	0.1561
Proposed CAPSK	0.8888	0.4116	0.1739

(i -th sub-constellation). After that, only one selected sub-constellation is used to detect the signal.

The procedure of configuration of the constellation, for the given case M_1, M_2, \dots, M_c , is performed according to the following conditions:

$$\begin{cases} d_{j/\min}^2 = d_{\min}^2, \\ d_{j/\min}^2 \geq d_{\min}^2, \quad j = 2, 3, \dots, c. \end{cases} \quad (12)$$

Taking into account (1), (2) and (12), we can easily obtain for signal energies:

$$\begin{cases} E_1 = \frac{M}{M_1 + k_2 M_2 + k_3 M_3 + \dots + k_c M_c}, \\ E_j = k_j E_1, \quad j = 2, 3, \dots, c, \end{cases} \quad (13)$$

where $k_j = \left[1 + 2(j-1) \sin \frac{\pi}{M_1} \right]^2$.

Since the sub-constellations on each circle of the constellation represent a system of phase-shift keying signals with M_j , we can assume that their phase values on the respective circles are distributed equally by $2\pi/M_j$, with any desired initialization.

For the constellation built according to the presented principle, the value of the minimum SED will be equal to:

$$d_{\min}^2 = 2E_1 \left(1 - \cos \frac{2\pi}{M_1} \right) = \left(2\sqrt{E_1} \sin \frac{\pi}{M_1} \right)^2. \quad (14)$$

The complexity of the simplified SD receiver will be evaluated in the next section.

III. SYSTEM MODEL AND RECEIVER

We have a SIMO system with one transmitting and N_r receiving antennas. We consider the case of quasi-static uncorrelated flat-fading Nakagami- m channel with additive white Gaussian noise (AWGN) where the transmitted and received signals, are related by the equation:

$$\mathbf{z} = \xi \mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (15)$$

In (15) \mathbf{z} is a matrix of received signals

$$\mathbf{z} = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{N_r}(t)]^T \quad (16)$$

and ξ is the so-called channel gain matrix:

$$\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N_r}]^T, \quad (17)$$

in which each ξ_x is a real random number and it is the fading amplitude for the signal propagating from the transmitter to the receiver x ($x \in \{1, 2, \dots, N_r\}$). The density of its probability distribution is given in [14]:

$$f(\xi) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \cdot \xi^{2m-1} \cdot e^{-m\xi^2/\Omega}, \quad \xi \geq 0, \quad m \geq 0.5. \quad (18)$$

Here Ω is the average power of Nakagami- m process and in our case $\Omega=1$. If the parameter that determines the fading depth in (18) $m=1$, then we have a Rayleigh process.

For a given channel model, we assume that the CSI is known exactly, which means that the ξ matrix on the receiving side is known. $\mathbf{s} = s(t)$ is the M -ary signal at the transmitting antenna. For AWGN channel, the noise is

$$\mathbf{n} = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N_r}(t)]^T, \quad (19)$$

in which each $n_x(t)$ is a random process with a Gaussian distribution, zero mean, and variance equal to 1.

On the receiving side with perfect CSI, the maximum likelihood (ML) detector makes an estimate of the signal index (j) values with the help of the following expression:

$$\hat{j} = \arg \min_{j \in \{1, \dots, M\}} \left[\sum_{x=1}^{N_r} [z_x(t) - \xi_x s_j(t)]^2 \right] \quad (20)$$

and the complexity of the receiver can be estimated as $O(N_r \cdot M)$.

In case of using SD receiver, the value of M in (20) will be replaced by M_i and the complexity of the receiver will be estimated as $O(N_r \cdot M_a)$, where

$$M_a = \frac{\sum_{i=1}^c M_i^2}{M} \quad (21)$$

and it is the average statistical value of the sizes of the corresponding constellations of the detected signals.

IV. SIMULATION RESULTS AND COMPARISONS

To demonstrate the efficiency of the constructed signals more clearly, simulations were performed for fading channels (channels with Nakagami- m process) with additional AWGN, for SIMO systems. In the simulation, for each value of the signal-to-noise ratio (SNR), 100,000,000 M -ary information symbols with uniform distribution were transmitted through the channel.

The simulation used the new 16CAPSK (4,4,8) constellation, the parameters of which are given above, as well as the usual, traditional 16SAPSK and 16TAPSK constellations with the parameters:

16SAPSK:

$$\mathbf{E} = [0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 1.8 \ 1 \ 1];$$

$$\varphi = [0 \ 0 \ 26.5650 \ 63.4349 \ 90 \ 90 \ 116.5650 \ 153.4349$$

$$180 \ 180 \ 206.5650 \ 243.4349 \ 270 \ 270 \ 296.5650$$

$$333.4349];$$

$$d_{\min}^2 = 0.4.$$

16TAPSK:

$$\mathbf{E} = [0.7777 \ 2.1111 \ 0.1111 \ 1 \ 0.7777 \ 1.4444 \ 0.3333$$

$$1.4444 \ 0.7777 \ 2.1111 \ 0.1111 \ 1 \ 0.7777 \ 1.4444$$

$$0.3333 \ 1.4444];$$

$$\varphi = [19.1066 \ 36.5867 \ 60 \ 60 \ 100.8933 \ 133.8978$$

$$150 \ 166.1021 \ 199.1066 \ 216.5867 \ 240 \ 240$$

$$280.8933 \ 313.8978 \ 330 \ 346.1021];$$

$$d_{\min}^2 = 0.4444.$$

When receiving the mentioned signals, we used the ML detectors.

Assuming that the SD receiver would be used on the receiving side, for the simulation, several 16-ary constellations were constructed (Fig. 4), with the following parameters:

Fig. 4(a): (4,8,4), $E_1 = 0.1464$; $E_2 = 0.8535$; $E_3 = 2.1464$;

$$d_{\min}^2 = 0.2928; M_a = 6.$$

Fig. 4(b): (4,10,2), $E_1 = 0.1746$; $E_2 = 1.0180$; $E_3 = 2.5602$;

$$d_{\min}^2 = 0.3493; M_a = 7.5.$$

Fig. 4(c): (5,6,5), $E_1 = 0.1786$; $E_2 = 0.8456$; $E_3 = 2.0065$;

$$d_{\min}^2 = 0.2469; M_a = 5.37.$$

The simulation results are shown in Figs. 5-8. Fig. 5 shows the SER characteristics of the new (4,4,8) 16CAPSK and conventional 16SAPSK and 16TAPSK constellations for a channel with Rayleigh fading ($m=1$) for comparison. It can be seen

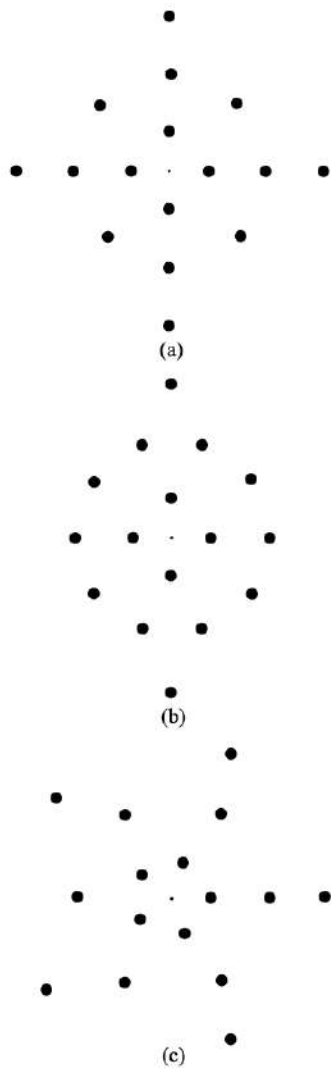


Fig. 4. 16CAPSK constellations for simplified detector.

from this figure that 16CAPSK occupies an intermediate position between 16SAPSK and 16TAPSK and slightly differs from them in terms of SNR (around 0.1 dB on average).

Fig. 6 shows the SER characteristics of the 16CAPSK constellation in case of Rayleigh fading using different number of receivers. Here it can be seen that the maximum value of the SNR gain compared to the case of using a single receiver, when $SER = 10^{-5}$, is up to 50 dB.

Fig. 7 shows the SER characteristics of the 16CAPSK constellation with and without Nakagami- m fading. As can be seen

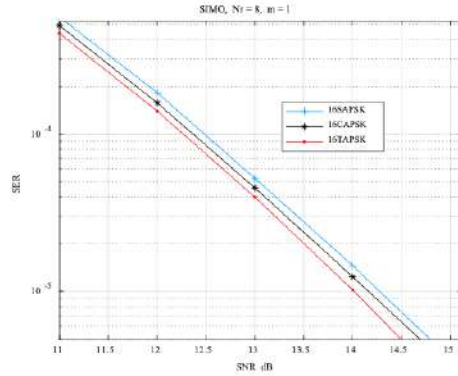


Fig. 5. SER characteristics of different constellations.

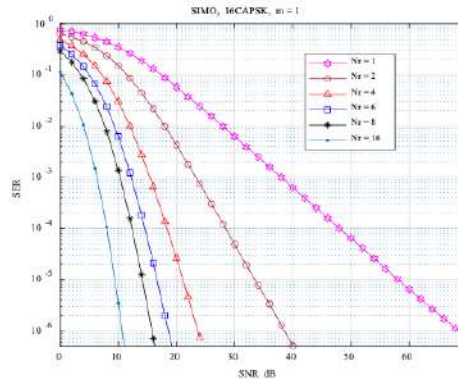


Fig. 6. SER characteristics of 16CAPSK (4,4,8) constellation with different number of receivers.

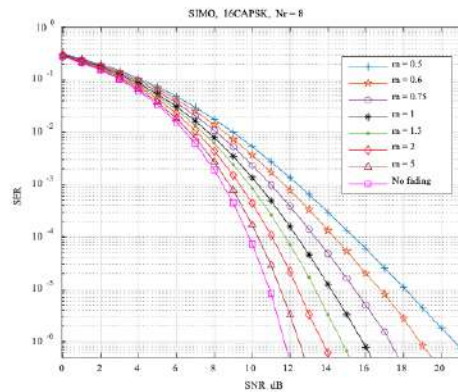


Fig. 7. SER characteristics of 16CAPSK (4,4,8) constellation with Nakagami- m fading.

from the figure, the degradation of SNR when $SER = 10^{-5}$ is within 7 dB from no fading to the deepest fading.

Fig. 8 shows the SER characteristics of 16CAPSK ($c = 3$) with ML and SD receiver in the Rayleigh fading channel. Here it can be seen that if $SER = 10^{-5}$, the use of an SD receiver degrades the SNR performance from 1.14 to 2.4 dB after simplifying the detector by a factor of 2-3.

For comparison, in Table II, different constellations are presented at given M with maximum d_{min}^2 values. It is clearly seen from this table that the increase of M is accompanied by a tendency of relative simplification of the SD receiver.

V. CONCLUSION

The article offers non-heuristic and simple procedures for constructing two-dimensional constellations. By using them, new CAPSK constellations are constructed, i.e. the constellations, the elementary signals of which are distributed on concentric circles. The possibility of construction is shown and conditions are given when the reception of such signals can be carried out with a SD receiver. As an example, simulation results are presented for the use of new signals in generalized fading channels with SIMO systems, for which the interest is quite high (see, for example, [19], [20]). The presented results allow us to assume that the signals of such a structure can be acceptable for other types of multi-antenna systems as well.

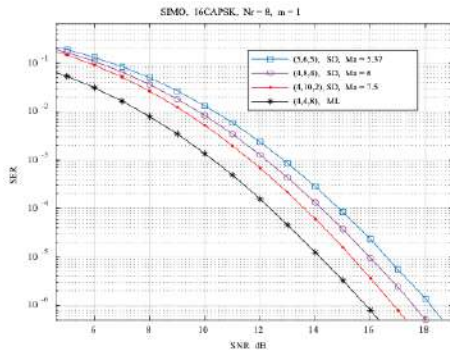


Fig. 8. SER characteristics of different 16CAPSKs with ML and SD receiver.

TABLE II. CHARACTERISTICS FOR SOME CAPSK

CAPSK	c	M	M_a	d_{min}^2
(4,10,2)	3	16	7.5	0.3493
(5,11,16)	3	32	12.5	0.1867
(7,13,19,25)	4	64	18.8	0.0928
(6,12,18,25,31,36)	6	128	26.4	0.0476

REFERENCES

- [1] H. Do, S. Cho, J. Park, H.-J. Song, N. Lee, and A. Lozano, "Terahertz line-of-sight MIMO communication theory and practical challenges," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 59, no. 3, pp. 104-109, Mar. 2021.
- [2] R. Dilli, R. Chandra, and D. Jordhana, "Ultra-massive multiple input multiple output technologies for wireless networks," *Engineered Science*, vol. 16, pp. 308-318, 2021.
- [3] J. Jeon, G. Lee, A. A. I. Ibrahim, J. Yuan, G. Xu, J. Cho, E. Onggosanusi, Y. Kim, J. Lee, and J. (C.) Zhang, "MIMO evolution toward 6G: modular massive MIMO in low-frequency bands," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 59, no. 11, pp. 52-58, Nov. 2021.
- [4] C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. T. Su, "New signal designs for enhanced spatial modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 11, pp. 7766-7777, Nov. 2016.
- [5] J. Choi, Y. Nam, and N. Lee, "Spatial lattice modulation for MIMO systems," *IEEE Trans. Sign. Proc.*, vol. 66, no. 12, pp. 3185-3198, June 2018.
- [6] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56-103, Jan. 2014.
- [7] P. Yang, Y. Xiao, B. Zhang, S. Li, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Star-QAM signaling constellations for spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 8, pp. 3741-3749, Oct. 2014.
- [8] D. Rohweder, S. Stern, R. F. H. Fischer, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Low-complexity detection for multi-dimensional spatial modulation schemes," in *Proc. 24th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Hamburg, Germany, pp. 1-6, Feb. 2020.
- [9] N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Generalized multistream spatial modulation based on frequency-phase modulated signals," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 786-790, Apr. 2022.
- [10] J. A. Cal-Braz and R. Sampaio-Neto, "Low-complexity sphere decoding detector for generalized spatial modulation systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 949-952, June 2014.
- [11] C.-T. Lin, W.-R. Wu, and C.-Y. Liu, "Low-complexity ML detectors for generalized spatial modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 4214-4230, Nov. 2015.
- [12] D. A. Guimarães, "Two-radii 8 APSK and two-radii 16APSK modulations as alternatives to 8PSK and 16QAM," *Journal of Commun. and Inform. Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 303-307, 2018.
- [13] N. Ugrelidze and N. Damselia, "Two-dimensional amplitude-shift keying signals," *Works of Georgian Technical University*, no. 1(515), pp. 52-57, 2020.
- [14] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., New York: McGraw Inc., 2008.
- [15] C. M. Thomas, M. Y. Weidner, and S. H. Durrani, "Digital amplitude-phase keying with M -ary alphabet," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 22, no. 2, pp. 166-180, Feb. 1974.
- [16] X. Dong, "Coherent signalling and receiver diversity for fading channels," A thesis the Ph.D. degree. Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, 196 p., Dec. 2000.
- [17] S.-J. Park, "Triangular quadrature amplitude modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 292-294, Apr. 2007.
- [18] F. Cogen and E. Aydin, "Performance analysis of hexagonal QAM constellations on quadrature spatial modulation with perfect and imperfect channel estimation," *Physical Commun.*, vol. 47, 101379, pp. 1-30, Aug. 2021.
- [19] S. Gayan, R. Senanayake, H. Inaltekin, and J. Evans, "Reliability characterization for SIMO communication systems with low-resolution phase quantization under Rayleigh fading," *IEEE Open Journal of the ComSoc*, vol. 2, pp. 2660-2679, 2021.
- [20] M. Mobini, G. Kaddoum, and M. Herceg, "Design of a SIMO deep learning-based chaos shift keying (DLCSK) communication systems," *Sensors*, vol. 22, 333, pp. 2-21, 2022.

International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET 2023)
16-17 November 2023, Cape Town-South Africa

III. International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET 2023)
16-17 November 2023, Cape Town-South Africa

Four-Dimensional Hybrid Signals with Spatial Modulation Systems

Nodar Ugrelidze
ICT Institute
University of Georgia
Tbilisi, Georgia
toban555@gmail.com

Sergo Shavgulidze
Faculty of Informatics and Control Systems
Georgian Technical University
Tbilisi, Georgia
s.shavgulidze@gtu.ge

Besiki Sakhiashvili
ICT Institute
University of Georgia
Tbilisi, Georgia
tato.sakhiashvili@gmail.com

Abstract—We consider the way to constructing spatial modulation (SM) scheme, which uses the combination of binary frequency-shift keying and M -ary phase shift-keying signals. In order to better evaluate the antenna index, for each active antenna, we use different types of constellations of the same size obtained from the known system of signals. On the receiving side, we use the maximum-likelihood (ML) detection, according to which the values of the index of the active antenna and the index of the signal transmitted from it are simultaneously estimated. Examples of SM system are shown, and computer simulation results are given over Nakagami- m (Rayleigh) flat-fading channels. The presented results, for spectral efficiency 3-6, indicate the improved characteristics compared to the known systems with the same parameters.

Keywords—Spatial modulation (SM), signal constellations, channel fading, maximum-likelihood (ML) detection

I. INTRODUCTION

Multiple-input multiple-output (MIMO) technologies will be widely used in 5G and 6G networks due to the high potential of interest in them. However, the complexity of such systems creates certain problems in the direction of their implementation in practice. Spatial modulation (SM) schemes [1]-[3] are distinguished from the presented systems by their exceptional simplicity and efficiency, although the task of further increasing their efficiency (improvement of signal-to-noise ratio (SNR) or spectral efficiency (SE)) is also relevant here. Today there are multistream (generalized multistream) SM systems, which ensure better performance compared to conventional SM [4]-[8], however, the complexity factor is still dominant when using such technology, and there are attempts to achieve system simplification by using low-complexity signal detectors [9]-[11]. Based on the above, the problem of using SM systems and improving their efficiency still remains to be an actual task, and we will deal with these issues in this paper, in which our efforts will be mainly focused on increasing the efficiency of SM systems by using four-dimensional (4D) hybrid signals.

As we know, up to now, two-dimensional (2D) M -ary phase-shift keying (2D MPSK) modulation or M -ary quadrature amplitude modulation (2D MQAM) are mainly used in SM (MIMO) systems [1]-[3], [12]-[14]. It must be mentioned that the efficiency of these systems cannot be high enough and it is desirable to further increase it, which we will be achieved by

constructing 4D hybrid signals, more precisely the signals obtained by combining binary frequency-shift keying (BFSK) and MPSK modulations in a certain manner. We refer to this as 4D BFSK/MPSK or BFSK/MPSK for short. It should be noted that these signals have been the subject of study for a long time and they have good distance and bandwidth characteristics [15]-[17].

Specifically, for signals of a low modulation index ($h \leq 1$), the bandwidth of BFSK/MPSK signals is practically the same to the bandwidth of 2D MPSK and 2D MQAM signals, and if the value of h (which determines the bandwidth of the signal) increases from 0.1 to 1, the deterioration of the bandwidth, for interesting cases in practice, can be only a negligible amount [15]-[17]. And as for the distance characteristics, they are better compared to the similar MPSK and MQAM signals [15], [16]. These last indicators, in the first approximation, can be estimated by the value of the minimum squared Euclidean distance (MSED) of the signal system (d_{\min}^2). The specific distance analysis of BFSK/MPSK signals will be presented in Section II.

On the receiving side, we will use the principle of maximum-likelihood (ML) detection [2], [18], according to which the values of the active antenna index and the signal index transmitted from it (we define it as a Tx symbol [13]) are simultaneously estimated. The need for such a solution is due to the fact that in the case of the SM, it is the antenna index and the Tx symbol that determine the value of the transmitted Q bits ($Q = 2^{\text{SE}}$) of information symbol (the so-called SM symbol [13]). This shows that in order to correctly determine the value of the SM symbol on the receiving side, the probability of erroneous reception of the antenna index and the Tx symbol should be minimal. In this article, we will focus on the improvement of these two parameters.

Unlike all other known systems our approach is based on the following: (a) to increase the probability of correctly determining the antenna index, for each individual antenna we will use constellations of the same size, but different types, located as far apart as possible. So, for example: let's say we

Funded by the Shota Rustaveli National Science Foundation (SRNSF FR-22-4050).

have a system with two transmitting antennas, i.e. $N_t = 2$, and a binary PSK (BPSK) signal is used for each antenna. Then, in order to make the correct selection of antenna indices with a high probability, it is desirable for each antenna to use two constellations of the same size, but of different types, spaced as far as possible by the Euclidean distance. For example, for one antenna, we can use a BPSK constellation with phases $[0 \ \pi]$, and for the second antenna a BPSK, but with $[\pi/2 \ 3\pi/2]$ phases; (b) to improve the probabilistic characteristics of Tx symbol reception, we will use hybrid BFSK/MPSK signals specially selected or constructed by us for the new SM system. These are the new contributions on which this article is based.

The reception accuracy of an SM symbol can be estimated from its error rate, and if each SM symbol is represented by the corresponding number of SE bits, then we will use the bit error rate (BER). Here, the antenna indices will be coded with a binary code, and Gray code [18] is used when mapping symbols of the various modulation constellations.

In the SM system, the number of simultaneously active antennas N_t on the transmitting side is equal to one, and the spectral efficiency $SE = \log_2 N_t + \log_2 M_a$ bit per channel use (bpcu), where M_a is the number of elementary signals (constellation size) in the signal constellation that is used for a specific active antenna. We consider the case where the receiving side knows the exact channel state information (CSI).

II. FOUR DIMENSIONAL BFSK/MPSK SIGNALS

Analytically, the BFSK-MPSK signal can be defined as [16]:

$$s_\tau(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[\left(\omega_c \pm \frac{\pi h}{T_s} \right) t + \varphi_\tau \right], \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (1)$$

Here E_s is the energy of the basic signal that has duration T_s , ω_c is the carrier frequency, h is modulation index and φ_τ shows the initial phase. The phase with given $\omega_c + \pi h/T_s$ and $\omega_c - \pi h/T_s$ rad/s transmits the information for s_τ signal with $\tau \in \{1, 2, \dots, M\}$, M is signal constellation size and h defines the deviation size.. We assume that $E_s = 1$.

For example, when $M = 8$, the physical interpretation of the modulation process, based on the phasor diagram of the signal, is shown in Fig. 1, where the BFSK/8PSK signal (constellation C) is represented by the union of sub-constellations $C1$ and $C2$ ($C = C1 \cup C2$). In this case, the size of the $C1$ sub-constellation alphabet is $M1 = 4$ and the modulation can be performed at the frequency $\omega_c + \pi h/T_s$. The alphabet size of the $C2$ sub-constellation is also $M2 = 4$, and here the modulation is performed at the frequency $\omega_c - \pi h/T_s$. Accordingly, at each frequency of BFSK/8PSK, we have two dimensions of the signal, and finally we will have

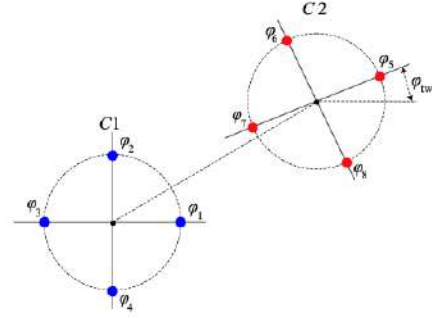


Fig. 1. BFSK/8PSK signal (constellation C) interpretation.

a 4D signal. φ_w is the so-called twisted phase of $C2$ system with respect to $C1$ [15], the best value of which is determined according to h [16]. For example, if $h = 0.5$, $\varphi_w = 45^\circ$. Signal phases are represented in degrees, and specifically, for signal phases, we have: $[0 \ 90 \ 180 \ 270 \ 45 \ 135 \ 225 \ 315]$. Here and later, the phase values are arranged in accordance with the designations given in Fig. 1. In general the alphabet size of signal is $M = M1 + M2$. Later on we will consider only the case when $M1 = M2$.

With the help of Gram-Schmidt orthonormalization procedure, (see [15], [16]), we can construct basic vectors of 4D space and for our situation (see formula (1)) we obtain:

$$\begin{aligned} \psi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos \left(\omega_c t + \frac{\pi h t}{T_s} \right), \\ \psi_2(t) &= -\sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \left(\omega_c t + \frac{\pi h t}{T_s} \right), \\ \psi_3(t) &= \frac{1}{\sqrt{D}} \left[\sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos \left(\omega_c t - \frac{\pi h t}{T_s} \right) - a \right], \\ \psi_4(t) &= -\frac{1}{\sqrt{D}} \left[\sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \left(\omega_c t - \frac{\pi h t}{T_s} \right) - b \right], \end{aligned} \quad (2)$$

where $D = 1 - K_1^2 - K_2^2$, $K_1 = \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h}$, $K_2 = \frac{1 - \cos 2\pi h}{2\pi h}$, $a = K_1 \psi_1(t) - K_2 \psi_2(t)$, and $b = K_2 \psi_1(t) + K_1 \psi_2(t)$.

Then it is possible to represent any M -ary signal s_τ ($\tau \in \{1, 2, \dots, M\}$) from BFSK-MPSK constellation based on its coordinates in 4D Euclidean space:

$$s_\tau = \begin{cases} (\cos \varphi_\tau, \sin \varphi_\tau, 0, 0), & \tau \in \{1, 2, \dots, M1\} \text{ for } C1, \\ (K_1 \cos \varphi_\tau + K_2 \sin \varphi_\tau, \\ K_1 \sin \varphi_\tau - K_2 \cos \varphi_\tau, \sqrt{D} \cos \varphi_\tau, \sqrt{D} \sin \varphi_\tau), & \\ \tau \in \{M1+1, M1+2, \dots, M\} \text{ for } C2. \end{cases} \quad (3)$$

The results of (2) and (3) will be used during selection or construction and simulation of constellations presented in Section IV.

Analytically, the value of the squared Euclidean distance (SED) between $C1$ or $C2$ sub-constellation signals can be calculated in the same way as conventional 2D MPSK signals:

$$d^2(\cdot) = 2[1 - \cos(\Delta\varphi)], \quad (4)$$

where $\Delta\varphi$ is the phase difference between the given signals.

For the value of the SED between the $C1$ and $C2$ sub-constellation signals s_i and s_j ($s_i \in C1$, $s_j \in C2$) we have the following expression [16]:

$$d^2(s_i, s_j) = 2 \left[1 - \text{sinc}(\pi h) \cdot \cos(\varphi_i - (\varphi_j - \pi h)) \right], \quad (5)$$

where $\text{sinc}(\pi h) = \frac{\sin(\pi h)}{\pi h}$, φ_i is the initial phase of s_i signal, and φ_j is the initial phase of s_j signal.

Formulas (4) and (5) are quite sufficient to calculate the distance parameters of the signal. The value of the MSED of a single constellation defined for each antenna will be denoted by d_{\min}^2 , and the value of the MSED between different types of constellations defined for antennas will be denoted by $d_{a/\min}^2$. In the case of a given SE, we will build and select constellations for antennas first under the condition of $\max(d_{\min}^2)$ and then possible $\max(d_{a/\min}^2)$ (for the example given in the Introduction, $d_{\min}^2 = 4$, $d_{a/\min}^2 = 2$). This can be achieved by constructing or selecting different types of constellations for different antennas, which are either BFSK/MPSK constellations or obtained by partitioning them. In the last case, we will use the simplest heuristic approaches and procedures (see, for example, [15], p. 448 and [18], p. 573).

III. SYSTEM MODEL AND RECEIVER

We have an SM system with N_t transmit and N_r receive antennas, and as has already been mentioned, only one of the given transmit antennas can be active at any given time. We dwell the case of quasi-static uncorrelated Nakagami- m flat-fading channel with additive white Gaussian noise (AWGN), where the transmitted and received signals are connected with the help of equation:

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

where $\mathbf{z} = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{N_r}(t)]^T$ is a matrix of received signals; \mathbf{s} and \mathbf{n} are matrixes of transmitted signals and AWGN respectively; $\mathbf{s} = [0, 0, \dots, s_a(t), \dots, 0]^T$ is a matrix of

size $N_t \times 1$, in which $s_a(t)$ is the signal on the active transmitting antenna - a (in our case it has the form given by (1) form).

For AWGN, $\mathbf{n} = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N_r}(t)]^T$, in which each $n_c(t)$ ($c \in \{1, 2, \dots, N_r\}$) is a 4D random process with Gaussian distribution, zero mean value and variance equal to 1. \mathbf{H} is given as follows:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \xi_{1,1} & \xi_{1,2} & \dots & \xi_{1,N_t} \\ \xi_{2,1} & \xi_{2,2} & \dots & \xi_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_{N_r,1} & \xi_{N_r,2} & \dots & \xi_{N_r,N_t} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

where each $\xi_{i,j}$ is a real random number and it gives the fading amplitude for the signal propagated from transmitter j to receiver i . The density of its probability distribution is generally expressed as [18]:

$$f(\xi) = \frac{2}{\Gamma(m)} \cdot \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \cdot \xi^{2m-1} \cdot e^{-m\xi^2/\Omega}, \quad \xi \geq 0, \quad m \geq 0.5, \quad (8)$$

where m defines the fading depth of signal envelope. If $m = 1$ then we have a Rayleigh process. Ω is the average power of Nakagami- m process and in our case $\Omega = 1$.

For a given channel model, when we say that the CSI is exactly known, we mean that the matrix (7) at the receiving end is known. On the receiving side with perfect CSI, the ML detector makes a simultaneous evaluation of the values of the active antenna index (j) and the signal index (k) (Tx symbol) with the help of the following expression:

$$(\hat{j}, \hat{k}) = \arg \min_{\substack{j \in \{1, \dots, N_t\} \\ k \in \{1, \dots, M_s\}}} \left[\sum_t^{N_r} [z_i(t) - \xi_{i,j} s_{j,k}(t)]^2 \right]. \quad (9)$$

Using this estimation of the given indices, we make a decision about the transmitted SM symbol or the corresponding block of information bits with length that equals SE (the so-called codeword [4]).

IV. SIMULATION RESULTS AND COMPARISONS

All BFSK/MPSK signals used in this section are constructed by applying the method presented in [16]. The entry SM $j \times i$ indicates that $j = N_t$, and $i = N_r$. In the simulation, the transmission of $SE \cdot 10^8$ information bits was always considered. In order to show how efficient our systems are, we compared them with identical systems presented in articles [2], [19]-[21]. To highlight the advantages of the new systems more clearly, we chose different values of h for the corresponding signals ($h \leq 1$). We consider identical those SM systems that have: the

same N_r , N_t and the same size (M_a) of the constellation on the active antenna, that is, the same value of SE.

A. $N_t = 2$, $N_r = 2,3,4$, $m = 1$, SE = 3 bpcu

Simulation results are shown in Fig. 2. Here the BFSK/8PSK Constellation with modulation index $h=0.5$ and phases [0 90 180 270 45 135 225 315] is used as the signaling system. Then, its C1 sub-constellation (4D QPSK), with phases [0 90 180 270] is assigned to one antenna, and for the second antenna the C2 sub-constellation (also 4D QPSK), with phases [45 135 225 315] is used. It means, that two different types of 4D QPSK sub-constellations of BFSK/8PSK is defined for each antenna (see Fig. 1). Here $d_{\min}^2 = 2$, $d_{a/\min}^2 = 1.0997$. For comparison, Fig. 2 also shows a result for identical SM using a conventional 2D QPSK constellation [19]. While $\text{BER} = 10^{-5}$, the SNR gain of the new system is around 3.7 dB.

B. $N_t = 2$, $N_r = 4$, $m = 1$, SE = 4 bpcu

Simulation results are shown in Fig. 3. In our case, for one antenna we use BFSK/8PSK signal with phases [0 90 180 270 45 135 225 315] and for another one we use BFSK/8PSK signal with phases [45 135 225 315 0 90 180 270], for cases when $h=0.5$ and $h=1$. And if $h=0.7$, then we again use two BFSK/8PSK signals but with phases [0 90 180 270 81 171 261 351] and [45 135 225 315 36 126 216 306]. When $h=0.5$, $d_{\min}^2 = 1.0997$ and $d_{a/\min}^2 = 0.5858$; when $h=0.7$, $d_{\min}^2 = 1.4797$ and $d_{a/\min}^2 = 0.5858$; when $h=1$, $d_{\min}^2 = 2$ and $d_{a/\min}^2 = 0.5858$.

The known results for identical SM from [20] (using 2D 8QAM) are given for comparison. From the results shown in Fig. 3, it can be seen that for the case of $\text{BER} = 10^{-5}$, the SNR gain of the new system is at least 1.65 dB.

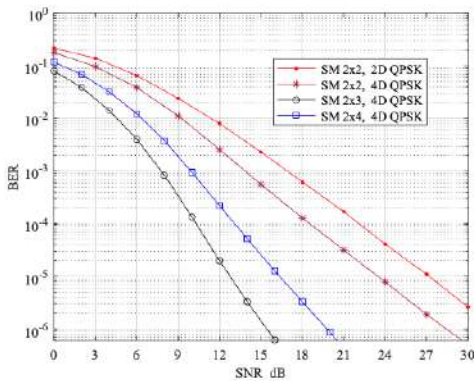


Fig. 2. BER Performance of SM systems with SE = 3 bpcu.

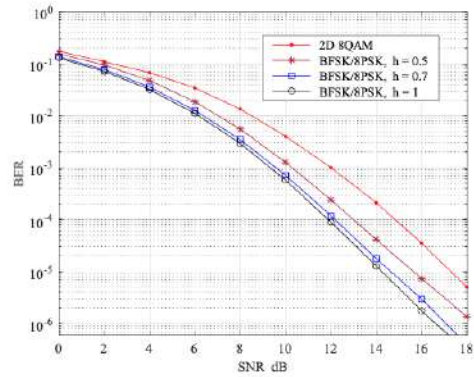


Fig. 3. BER Performance of SM 2x4 systems with SE = 4 bpcu.

C. $N_t = 4$, $N_r = 4$, $m = 1$, SE = 3 bpcu

Simulation results are shown in Fig. 4. In our version, one pair of antipodal signals from BFSK/8PSK is assigned to each antenna. The signal phases are: [0 90 180 270 27 117 207 297], when $h=0.4$; [0 90 180 270 63 153 243 333], when $h=0.6$ and [0 90 180 270 45 135 225 315], when $h=1$. The diagram for these cases is shown in Fig. 5, where each pair of antenna signals is given with different colors. Here, when $h=0.4$, $d_{\min}^2 = 4$ and $d_{a/\min}^2 = 0.9297$; when $h=0.6$, $d_{\min}^2 = 4$ and $d_{a/\min}^2 = 1.2865$; when $h=1$, $d_{\min}^2 = 4$ and $d_{a/\min}^2 = 2$. For comparison, the known results for the system with identical SM from [2] (using 2D BPSK) are given. It can be seen from Fig. 4 that the SNR gain for the case of $\text{BER} = 10^{-5}$, ranges from 2 dB to 3.6 dB when h varies from 0.4 to 1.

D. $N_t = 4$, $N_r = 4$, $m = 1$, SE = 4 bpcu

Cases when the spectral efficiency of SM systems SE = 4

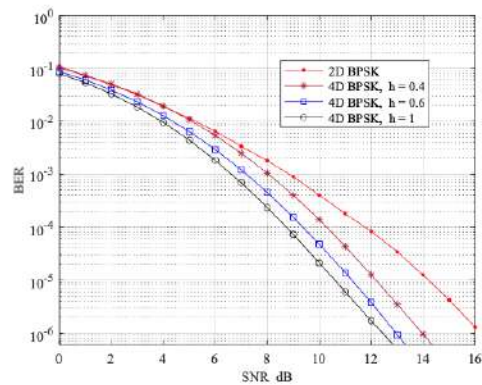


Fig. 4. BER Performance of SM 4x4 systems with SE = 3 bpcu.

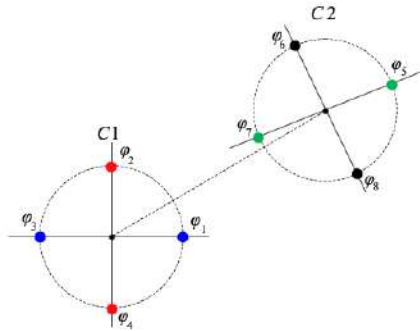


Fig. 5. Phasor diagram of BFSK/8PSK constellation with four 4D antipodal (as 4D BPSK) partitioned signals for each antenna.

bpcu are shown in Fig. 6. For comparison, well-known results for identical N_t , N_r and SE from [21] are given. In our version, four 4D QPSK signals are attached to each antenna from BFSK/16PSK with phases: [0 90 180 270], [45 135 225 315], [4.5 94.5 184.5 274.5] and [49.5 139.5 229.5 319.5], when $h = 0.4$; [0 90 180 270], [45 135 225 315], [22.5 112.5 202.5 292.5] and [67.5 157.5 247.5 337.5], when $h = 0.5$ and $h = 1$. A variant of the constellation phasor diagram similar to the previous case is shown in Fig. 7. In this case, when $h = 0.4, 0.5$, $d_{\min}^2 = 2$ and $d_{a/\min}^2 = 0.5858$. It can be seen from Fig. 6 that the energy gain, for the case of BER = 10^{-5} , compared to the system in [21] is from 1.2 dB to 1.77 dB when h varies from 0.4 to 1.

E. $N_t = 4$, $N_r = 4$, $m = 1$, SE = 5 bpcu

Simulation results are shown in Fig. 8. In this case, we use two BFSK/16PSK signals with phases: [0 45 90 135 180 225 270 315 31.5 76.5 121.5 166.5 211.5 256.5 301.5 346.5] and [22.5 67.5 112.5 157.5 202.5 247.5 292.5 337.5 9 54 99 144 189 234 279 324], when $h = 0.3$. The four 4D 8PSK signals that make up these constellations on each antenna are distributed with the following phases: [0 45 90 135 180 225 270 315], [31.5

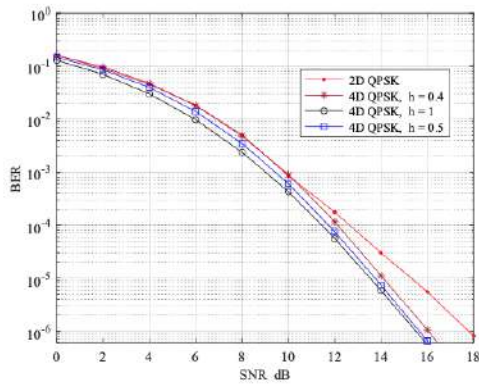


Fig. 6. BER performance of SM 4x4 systems with SE = 4 bpcu.

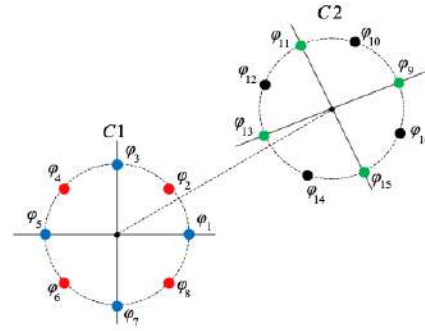


Fig. 7. Phasor diagram of a BFSK/16PSK constellation with four 4D QPSK signals.

76.5 121.5 166.5 211.5 256.5 301.5 346.5], [22.5 67.5 112.5 157.5 202.5 247.5 292.5 337.5] and [9 54 99 144 189 234 279 324]. Then, $d_{\min}^2 = 0.5858$ and $d_{a/\min}^2 = 0.1522$. Identical SM from [22] (using 2D 8PSK) are given for comparison. The SNR gain of our system is around 5.9 dB in the case of SM 4x2 and 3.5 dB in the case of SM 4x3, with BER = 10^{-5} .

F. $N_t = 4$, $N_r = 2$, $m = 0.5, 1, 1.5$, SE = 6 bpcu

Simulation results are shown in Fig. 9. In this case, we use the first BFSK/32PSK constellation with phases: [0 22.5 45 67.5 90 112.5 135 157.5 180 202.5 225 247.5 270 292.5 315 337.5 2 24.5 47 69.5 92 114.5 137 159.5 182 204.5 227 249.5 272 294.5 317 339.5]. Furthermore, the second constellation is rotated by 33.75 degree with respect to the first one. In both cases, $h = 0.2$. Here $d_{\min}^2 = 0.1522$, and $d_{a/\min}^2 = 0.0384$. It can be seen from Fig. 9 that compared to identical SM from [22] (using 2D 32QAM) with BER = 10^{-4} , our systems provide an SNR gain of approximately 1.36 dB when $m = 0.5$; 2.97 dB when $m = 1$ and 4.78 dB when $m = 1.5$.

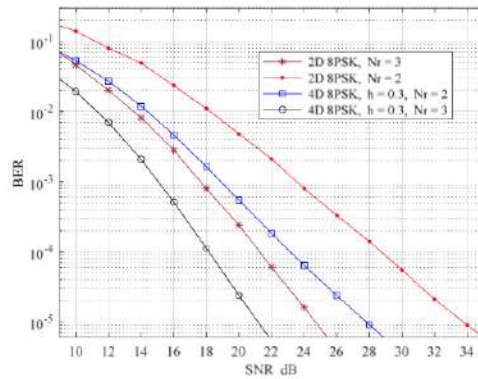


Fig. 8. BER Performance of SM 4x2 and SM 4x3 systems with SE = 5 bpcu.

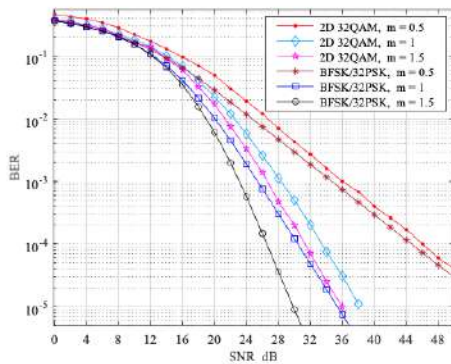


Fig. 9. BER Performance of SM 2x2 systems with SE = 6 bpcu for Nakagami- m channel.

Here we note that, in addition to the above, the systems presented by us provide certain improvements compared to the systems with similar parameters (N_t, N_r, SE) given in [23] (see, for example, Fig. 8 in our case and Fig. 6 from [23]), although we believe that the comparison may not be correct due to the lack of knowledge of the bandwidth characteristics of the systems presented in [23].

The specific results obtained testify the superiority of the new SM systems presented in the article in comparison with the conventional SM systems known from the literature. Since for a given SE in both cases the constellation size determined for the active antenna is the same, the computational complexity of detection will be the same in both cases and can be estimated with the help of formula: $O(N_t \cdot N_r \cdot M_a)$ [24].

V. CONCLUSION

The article presents a method that makes it possible to increase the efficiency of conventional SM systems in comparison with other, similar, identical systems. The obtained results are mainly achieved by using different types of constellations of the same size obtained from the known system of signals for each active antenna in order to better estimate the antenna index. This fact is confirmed by computer simulations for various SM parameters, being presented in the article in sufficient quantity. In addition, it should be noted that the obtained results objectively give grounds to expect improvement of some technical parameters in other well-known SM systems (for example, differential spatial modulation [14], quadrature spatial modulation [21], spatial modulation based on Gaussian integer codes [25] etc.) if the approaches discussed in this article are used.

REFERENCES

[1] R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanović, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, July 2008.
 [2] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: optimal detection and performance analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 8, pp. 545–547, Aug. 2008.

[3] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, Jan. 2014.
 [4] C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. T. Su, "New signal designs for enhanced spatial modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 11, pp. 7766–7777, Nov. 2016.
 [5] J. Freudenberger, D. Rohweder, and S. Shavgulidze, "Generalized multi-stream spatial modulation with signal constellations based on Hurwitz integers and low-complexity detection," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 412–415, Jun. 2018.
 [6] L. Singla and L. P. Natarajan, "Improving generalized spatial modulation using translation patterns," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 12, pp. 2814–2818, Dec. 2020.
 [7] N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Generalized multi-stream spatial modulation based frequency-phase modulated signals," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 786–790, Apr. 2022.
 [8] J. Wang, S. Jia, and J. Song, "Generalized spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 4, pp. 1605–1615, Apr. 2012.
 [9] J. A. Cal-Braz and R. Sampaio-Neto, "Low-complexity sphere decoding detector for generalized spatial modulation systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 949–952, June 2014.
 [10] C.-T. Lin, W.-R. Wu, and C.-Y. Liu, "Low-complexity ML detectors for generalized spatial modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 4214–4230, Nov. 2015.
 [11] D. Rohweder, S. Stern, R. F. H. Fischer, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Low-complexity detection for multi-dimensional spatial modulation schemes," in *Proc. 24th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Hamburg, Germany, pp. 1–6, Feb. 2020.
 [12] P. Yang, Y. Xiao, B. Zhang, S. Li, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Star-QAM signaling constellations for spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 8, pp. 3741–3749, Oct. 2014.
 [13] R. Rajashekar, K. V. S. Hari, and L. Hanzo, "Antenna selection in spatial modulation systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 521–524, Mar. 2013.
 [14] Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H. V. Poor, and B. Jiao, "Differential spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 7, pp. 3262–3268, July 2015.
 [15] R. Padovani and J. K. Wolf, "Coded phase/frequency modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 446–453, May 1986.
 [16] N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and M. Sordia, "New four-dimensional signal constellations construction," *IET Commun.*, vol. 14, no. 10, pp. 1554–1559, May 2020.
 [17] N. K. Kundu, R. K. Mallik, and M. R. McKay, "Signal design for frequency-phase keying," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 4067–4079, June 2020.
 [18] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., New York: McGraw Inc., 2008.
 [19] P. Yang, Y. Xiao, Y. L. Guan, S. Li, and L. Hanzo, "Transmit antenna selection for multiple-input multiple-output spatial modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 5, pp. 2035–2048, May 2016.
 [20] P. Yang, M. Di Renzo, Y. Xiao, S. Li, and L. Hanzo, "Design guidelines for spatial modulation," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 1, pp. 6–26, First Quarter, 2015.
 [21] R. Mesleh, S. S. Ikki, and H. M. Aggoune, "Quadrature spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2738–2742, June 2015.
 [22] M. Di Renzo and H. Haas, "Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 3, pp. 1124–1144, March 2012.
 [23] Y. Wang, W. Liu, M. Jin, S. Jang, and J. M. Kim, "FQAM/FPSK modulation for spatial modulation systems," in *Proc. 2016 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju, South Korea, pp. 511–515, 19–21 Oct. 2016.
 [24] C. Li, Y. Huang, M. Di Renzo, J. Wang, and Y. Cheng, "Low-complexity ML detection for spatial modulation MIMO with APSK constellation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 9, pp. 4315–4321, Sept. 2015, no. 8, pp. 545–547, Aug. 2008.
 [25] D. Rohweder, S. Shavgulidze, J. Freudenberger, "Codes over Gaussian integers for spatial modulation," in *Proc. 24th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Hamburg, Germany, pp. 1–6, Feb. 2020.

**3rd International Conference on Electrical,
Computer and Energy Technologies (ICECET 2023)**
16-17 Nov 2023, Cape Town-South Africa

CERTIFICATE OF PARTICIPATION

This certificate is awarded to

Besiki Sakhiashvili

for an oral presentation in the conference with paper title:

ID5t: Four-Dimensional Hybrid Signals with Spatial Modulation Systems



SIMON WINBERG
CONFERENCE CHAIR



გამოყენებული ლიტერატურა

I თავში გამოყენებული ლიტერატურა:

1. R.W. Lucky and J.C. Hancock, "On the optimum performance of N-ary systems having two degrees of freedom," IRE Trans. Commun. Syst., vol, CS-10, June 1962, pp. 185-192.
2. C.N. Campopiano and B.G Glazer, "A coherent digital amplitude and phase modulation scheme," IRE Trans. Commun. Syst., vol. CS-10, Mar. 1962, pp 90-95.
3. C.R. Cahn, "Combined digital phase and amplitude modulation communication systems," IRE Trans. Commun. Syst., Vol. CS-8, Sept. 1960, pp. 150-155.
4. C.M. Thomas, "Final report on amplitude-phase keying techniques" prepared by TRW Systems for COMSAT Laboratories as Manager of INTELSAT under Contract CSC-SS-292, Aug. 1971.
5. M.Y. Weidner, "Degraded error probability for multiples digital signaling with linear distortion and Gaussian noise," Proc. INTELSAT/Inst/ Elec. Eng. Int. Conf. Digital Satellite Communication, London, Nov. 1969, pp. 202-2012.
6. B. Dunbridge, "Asymmetric signal design for the coherent Gaussian channel," IEEE Trans. Inform. Theory, vol IT-13, July 1967, pp. 422-431.
7. C. Weber, "New solutions to the signal design problem for coherent channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-12, Apr. 1966, pp. 161-167.
8. A.V. Balakrishnan, "A contribution to the sphere packing problem of communication theory," J Math. Anal. Appl., vol 3, Dec. 1961, pp. 485-506.
9. J.Salz et al. "Data transmission by combinet AM and PM," Bell Syst. Tech. J., vol. 50, Sept. 1971, pp. 2399-2419.
10. K.Kawai et al., "Optimum combinations of amplitude and phase modulation scheme and its application to data transmission modem," Proc. Int. Communication Conf., 1972, pp. 29-6-29-11.
11. C.E.Shannon, "A mathematical theory of communication," Bell Syst. Tech. J. vol. 27, July and Oct. 1948, pp. 379-423, 623-656.
12. N. M. Blachman, "A comparison of the informational capacities of amplitude and phase modulation communication systems," Proc. IRE, vol. 41, June 1953, pp. 748-759.
13. C. L. Weber, "Elements of Detection and Signal Design," New York: McGraw-Hill, 1968, pp. 182-183.
14. A. L. Berman and C. E. Mahle, "Nonlinear phase shift in traveling-wave tubes as applied to multiple access communications satellites," IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-18, Feb. 1970, pp. 37-48.

15. J. C. Hancock and R. W. Lucky, "Performance of combined amplitude and phase-modulated communication systems," IRE Trans. Commun. Syst. Vol. CS-8, Dec. 1960, pp. 232-237.
16. L. N. Ma, M. S. Stone, and D. P. Sullivan, "Synthesis of high data rate coherent telemetry systems," in Int. Telemetry Conf. Los Angeles Calif. Vol. IV, 1968, pp. 440-454.

II თავში გამოყენებული ლიტერატურა:

1. H. Do, S. Cho, J. Park, H.-J. Song, N. Lee, and A. Lozano, "Terahertz line-of-sight MIMO communication theory and practical challenges," IEEE Commun. Mag., vol. 59, no. 3, Mar. 2021, pp. 104- 109.
2. R. Dilli, R. Chandra, and D. Jordhana, "Ultra-massive multiple input multiple output technologies for wireless networks," Engineered Science, vol. 16, 2021, pp. 308-318.
3. J. Jeon, G. Lee, A. A. I. Ibrahim, J. Yuan, G. Xu, J. Cho, E. Onggosanusi, Y. Kim, J. Lee, and J.(C.) Zhang, "MIMO evolution toward 6G: modular massive MIMO in low-frequency bands," IEEE Commun. Mag., vol. 59, no. 11, Nov. 2021, pp. 52-58.
4. C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. T. Su, "New signal designs for enhanced spatial modulation," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 15, no. 11, Nov. 2016, pp. 7766–7777.
5. J. Choi, Y. Nam, and N. Lee, "Spatial lattice modulation for MIMO systems," IEEE Trans. Sign. Proc., vol. 66, no. 12, June 2018, pp. 3185-3198.
6. M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghryeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation," Proc. IEEE, vol. 102, no 1, Jan. 2014, pp. 56-103.
7. P. Yang, Y. Xiao, B. Zhang, S. Li, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Star-QAM signaling constellations for spatial modulation," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 63, no. 8, Oct. 2014, pp. 3741-3749.
8. D. Rohweder, S. Stern, R.F.H. Fischer, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Low-complexity detection for multi-dimensional spatial modulation schemes," in Proc. 24th International ITG Workshop on Smart antennas. Hamburg, Germany. Feb. 2020, pp. 1-6.
9. N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, "Generalized multistream spatial modulation based on frequency-phase modulated signals," IEEE Wireless Commun. Lett., vol. 11, no.4, Apr. 2022, pp. 786–790.
10. J. A. Cal-Braz and R. Sampaio-Neto, "Low-complexity sphere decoding detector for generalized spatial modulation systems," IEEE Commun. Lett., vol. 18, no. 6, June 2014, pp. 949-952.

11. C.-T. Lin, W.-R. Wu, and C.-Y. Liu, “Low-complexity ML detectors for generalized spatial modulation systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, Nov. 2015, pp. 4214-4230.
12. D. A. Guimarães, “Two-radii 8 APSK and two-radii 16APSK modulations as alternatives to 8PSK and 16QAM,” *Journal of Commun. and Inform. Systems*, vol. 33, no. 1, 2018, pp. 303-307.
13. N. Ugrelidze and N. Daraselia, “Two-dimensional amplitude-shift keying signals,” *Works of Georgian Technical University*, no. 1(515), 2020, pp. 52-57.
14. J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., New York: McGraw Inc., 2008.
15. X. Dong, “Coherent signalling and receiver diversity for fading channels,” A thesis the Ph.D. degree. Queen’s University, Kingston, Ontario, Canada, Dec. 2000, p 196.
16. S.-J. Park, “Triangular quadrature amplitude modulation,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, Apr. 2007, pp. 292-294.
17. F. Cogen and E. Aydin, “Performance analysis of hexagonal QAM constellations on quadrature spatial modulation with perfect and imperfect channel estimation,” *Physical Commun.*, vol. 47, 101379, Aug. 2021, pp. 1-30.
18. S. Gayan, R. Senanayake, H. Inaltekin, and J. Evans, “Reliability characterization for SIMO communication systems with low-resolution phase quantization under Rayleigh fading,” *IEEE Open Journal of the ComSoc*, vol. 2, 2021, pp. 2660-2679.
19. M. Mobini, G. Kaddoum, and M. Herceg, “Design of a SIMO deep learning-based chaos shift keying (DLCSK) communication systems,” *Sensors*, 22, 333, 2022, pp. 2-21.
20. M. Nakagami, “The m-distribution – A general formula of intensity distribution of rapid fading,” in *Statistical Methods of Radio Wave Propagation*, W. C. Hoffman (ed.), Pergamon press, New York, 1960, pp. 3-36.
21. N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, I. Noselidze, B. Sakhiashvili, “Two-dimensional circular systems,” in *Proc. 8th International conference on Frontiers of Signal Processing (ISFSP 2020)*. Corfu, Greece, Oct. 23-25, 2023, pp. 5-11

III თავში გამოყენებული ლიტერატურა:

1. Sklar B.: “Digital communications,” Prentice Hall PTR, New Jersey, 2nd edn. 2001.
2. Proakis J. G., Salehi M.: “Digital communications,” McGraw Inc., New York, 5th edn. 2008.
3. Welti G. R., Lee J.S.: “Digital transmission with coherent four-dimensional modulation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1974, 20, (4), pp. 497-502

4. Calderbank R., Sloane N.J.A.: “Four-dimensional modulation with an eight with state trellis code,” AT&T Techn. Journ., 1985, 64, (5), pp. 1005-1018
5. Padovani R., Wolf J.K.: “Coded phase/frequency modulation,” IEEE Trans. Commun., 1986, 34, (5), pp. 446-453
6. Biglieri E., Elia M.: “Multidimensional modulation and coding for band-limited digital channels,” IEEE Trans. Inform. The-ory, 1988, 34, (4), pp. 803-809
7. Forney G.D., Jr., Wei L.-F.: “Multidimensional constellations—part I: introduction, figures of merit, and generalized cross constellations,” IEEE Journ. Select. Areas Commun., 1989, 7, (6), pp. 877-892
8. Luna-Rivera J.M., Campos-Delgado D.U., Gonzalez-Perez M.G.: “Constellation Design for spatial modulation,” The 2013 Iberoamerican Conference on Electronics Engineering and Computer Science. Procedia Technology 7, 2013, pp. 71-78
9. Renzo M. Di, Haas H., Ghrayeb A., Sugiura E., Hanzo L.: “Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation,” Proc. of the IEEE, 2014, 102, (1), pp. 56-103
10. Mesleh R., Ikki S.S., Aggoune H.M.: “Quadrature spatial modulation,” IEEE Trans. Veh. Techn., 2015, 64, (6), pp. 2738-2742
11. Cheng C.-C., Sari H., Sezginer S., Su Y.T.: “New signal designs for enhanced spatial modulation,” IEEE Trans. Wireless Commun., 2016, 15, (11), pp. 7766-7777
12. Freudenberger J., Shavgulidze S.: “Signal constellations based on Eisenstein integers for generalized spatial modulation,” IEEE Commun. Lett., 2017, 21, (3), pp. 556-559
13. Freudenberger J., Rohweder D., Shavgulidze S.: “Generalized multistream spatial modulation with signal constellations based Hurwitz integers and low-complexity detection,” IEEE Wireless Commun. Lett., 2018, 7, (3), pp. 412-415
14. Choi J., Nam Y., Lee N.: “Spatial lattice modulation for MIMO systems,” IEEE Trans. Sign. Proces., 2018, 66, (12), pp. 3185-3198
15. Ugrelidze N., Shavgulidze S., Sordia M.: “New generalized multistream spatial modulation for wireless communications,” Proc. the 11th Wireless Days Conference, 2019 Wireless Days (WD), Manchester, UK, April 24-26, 2019, pp. 1-7
16. Khalid A., Sasase I., Yashima H., Mori S.: “Coded nonuniform phase/frequency modulation,” Proc. IEEE Int. Conf. Commun., Philadelphia, USA, 2, June 12-15, 1988, pp. 23.3.1-23.3.5
17. Periyalwar S. S., Fleisher S.M.: “Multiple trellis coded frequency and phase modulation,” IEEE Trans. Commun., 1992, 40, (6), pp. 1038-1046

18. Periyalwar S. S., Fleisher S.M.: “Trellis coding of quadrature frequency/phase modulated signals,” IEEE Journ. Select. Areas Commun., 1992, 10, (8), pp. 1254 -1263
19. De A., Sasase I., Kabal P.: “Trellis-coded phase/frequency modulation with equal usage of signal dimensions,” Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), Orlando, USA, Dec., 1992, pp. 1769-1773
20. Anderson J. B., Aulin T., Sundberg C.-E.: “Digital phase modulation,” (Plenum Press, New York, 1986)
21. Bossert M., Hautle A., Shavgulidze S., Ugrelidze N.: “Simplified method for the construction of an orthonormal base for CPFSK signals,” IEE Electr. Lett., 1996, 32, (24), pp. 2211-2213

IV თავში გამოყენებული ლიტერატურა:

1. H. Do, S. Cho, J. Park, H.-J. Song, N. Lee, and A. Lozano, “Terahertz line-of-sight MIMO communication: theory and practical challenges,” IEEE Commun. Mag., vol. 59, no. 3, Mar. 2021, pp. 104-109.
2. R. Dilli, R. Chandra, and D. Jordhana, “Ultra-massive multiple input multiple output technologies for 6G wireless networks,” Engineered Science, vol. 16, 2021, pp. 308-318.
3. J. Jeon, G. Lee, A. A. I. Ibrahim, J. Yuan, G. Xu, J. Cho, E. Onggosanusi, Y. Kim, J. Lee, and J.(C.) Zhang, “MIMO evolution toward 6G: modular massive MIMO in low-frequency bands,” IEEE Commun. Mag., vol. 59, no. 11, Nov. 2021, pp. 52-58.
4. Y. A. Chau and S.-H. Yu, “Space modulation on wireless fading channels,” in Proc. IEEE 54th Vehicular Technology Conference, VTC Fall, Atlantic City, NJ, USA, pp. 1668-1671, Oct. 2001.
5. J. Jeganathan, A. Ghayeb, and L. Szczecinski, “Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis,” IEEE Commun. Lett., vol. 12, no. 8, Aug. 2008, pp. 545–547.
6. M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, “Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation,” Proc. IEEE, vol. 102, no 1, Jan. 2014, pp. 56–103.
7. K. Ntontin, M. Di Renzo, A. Perez-Neira, and C. Verikoukis, “Performance analysis of multistream spatial modulation with maximum-likelihood detection,” in Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), Atlanta, USA, Dec. 2013, pp. 1590-1594.
8. C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. T. Su, “New signal designs for enhanced spatial modulation,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 15, no. 11, Nov. 2016, pp. 7766–7777.

9. J. Freudenberger, D. Rohweder, and S. Shavgulidze, “Generalized multistream spatial modulation with signal constellations based on Hurwitz integers and low-complexity detection,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, Jun. 2018, pp. 412–415.
10. L. Singla and L. P. Natarajan, “Improving generalized spatial modulation using translation patterns,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 12, Dec. 2020, pp. 2814-2818.
11. N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, “Generalized multistream spatial modulation based on frequency-phase modulated signals,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, Apr. 2022, pp. 786–790.
12. J. Wang, S. Jia, and J. Song, “Generalized spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme,” *IEEE Trans. Wireless Commun.* vol. 11, no. 4, Apr. 2012, pp. 1605-1615.
13. J. A. Cal-Braz and R. Sampaio-Neto, “Low-complexity sphere decoding detector for generalized spatial modulation systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 6, June 2014, pp. 949-952.
14. C.-T. Lin, W.-R. Wu, and C.-Y. Liu, “Low-complexity ML detectors for generalized spatial modulation systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, Nov. 2015, pp. 4214-4230.
15. D. Rohweder, S. Stern, R.F.H. Fischer, S. Shavgulidze, and J. Freudenberger, “Low-complexity detection for multi-dimensional spatial modulation schemes,” in *Proc. 24th International ITG Workshop on Smart antennas*. Hamburg, Germany, Feb. 2020, pp. 1-6.
16. R.Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanović, C.W. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 4, July 2008, pp. 2228- 241.
17. R. Rajashekar, K.V. S. Hari, and L. Hanzo, “Antenna selection in spatial modulation systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 3, Mar. 2013, pp. 521-524.
18. P. Yang, Y. Xiao, B. Zhang, S. Li, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, “Star-QAM signaling constellations for spatial modulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol 63, no. 8, Oct. 2014, pp. 3741-3749.
19. Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H.V. Poor, and B. Jiao, “Differential spatial modulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 7, July 2015, pp. 3262-3268.
20. R. Padovani and J.K. Wolf, “Coded phase/frequency modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, May 1986, pp. 446-453.
21. S.S. Periyalwar and S. Fleisher, “Trellis coding of quadrature frequency/phase modulated signals,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 8, Oct. 1992, pp. 1254-1263.
22. R.A. Khalona, G. E. Atkin, and J. L. LoCicero, “On the performance of a hybrid frequency and phase shift keying modulation technique,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 5, May 1993, pp. 655-659.

23. I. Ghareeb, "Bit error rate performance and power spectral density of a noncoherent hybrid frequency-phase modulation system," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 13, no. 2, Sept. 1995, pp. 276-284.
24. N. Ugrelidze, S. Shavgulidze, and M. Sordia, "New four-dimensional signal constellations construction," IET Commun., vol. 14, no. 10, May 2020, pp. 1554-1559.
25. N.K. Kundu, R.K. Mallik, and M.R. McKay, "Signal design for frequency-phase keying," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 19, no. 6, June 2020, pp. 4067-4079.
26. J. G. Proakis and M. Salehi, Digital communications, 5th ed., New York: McGraw Inc., 2008.
27. P. Yang, M. Di Renzo, Y. Xiao, S. Li, and L. Hanzo, "Design guidelines for spatial modulation," IEEE Commun. Surveys & Tutorials, vol. 17, no. 1, 1st Quart. 2015, pp. 6-26.
28. R. Mesleh, S.S. Ikki, and H.M. Aggoune, "Quadrature spatial modulation," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, no. 6, June 2015, pp. 2738-2742.
29. P. Yang, Y. Xiao, Y.L. Guan, S.Li, and L. Hanzo, "Transmit antenna selection for multiple-input multiple-output spatial modulation systems," IEEE Trans. Commun., vol. 64, no. 5, May 2016, pp. 2035-2048.
30. M. Di Renzo and H. Haas, "Bit error probability of spatial modulation (SM-) MIMO over generalized fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 61, no. 3, March 2012, pp.1124-1144.
31. C. Li, Y. Huang, M. Di Renzo, J. Wang, and Y. Cheng, "Low-complexity ML detection for spatial modulation MIMO with APSK constellation," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, no. 9, Sept. 2015, pp. 4315-4321.