

გიორგი თაბუაშვილი

კოდური კოოპერაციის სისტემების შემუშავება და
გამოკვლევა

წარმოდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის
მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
თბილისი, 0175, საქართველო
მაისი, 2013

საავტორო უფლება © თაბუაშვილი გიორგი, 2013 წელი

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის
ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი ვადასტურებთ, რომ გავაცანით თაბუაშვილი გიორგის მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით: "კოდური კოპერაციის სისტემების შემუშავება და გამოკვლევა" და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად.

მაისი, 2013

ხელმძღვანელი:

ტ.მ.დ., სრ. პროფ.

სერგო შავგულიძე

რეცენზენტი:

რეცენზენტი:

რეცენზენტი:

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

2013 წელი

ავტორი: თაბუაშვილი გიორგი

დასახელება: კოდური კოოპერაციის სისტემების შემუშავება და
გამოკვლევა

ფაკულტეტი : ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის

ხარისხი: დოქტორი

სხდომა ჩატარდა:

ინდივიდუალური პიროვნებების ან ინსტიტუტების მიერ შემომოყვანილი დასახელების დისერტაციის გაცნობის მიზნით მოთხოვნის შემთხვევაში მისი არაკომერციული მიზნებით კოპირებისა და გავრცელების უფლება მინიჭებული აქვს საქართველოს ტექნიკურ უნივერსიტეტს.

ავტორის ხელმოწერა

ავტორი ინარჩუნებს დანარჩენ საგამომცემლო უფლებებს და არც მთლიანი ნაშრომის და არც მისი ცალკეული კომპონენტების გადაბეჭდვა ან სხვა რაიმე მეთოდით რეპროდუქცია დაუშვებელია ავტორის წერილობითი ნებართვის გარეშე.

ავტორი ირწმუნება, რომ ნაშრომში გამოყენებული საავტორო უფლებებით დაცულ მასალებზე მიღებულია შესაბამისი ნებართვა (გარდა ის მცირე ზომის ციტატებისა, რომლებიც მოითხოვენ მხოლოდ სპეციფიურ მიმართებას ლიტერატურის ციტირებაში, როგორც ეს მიღებულია სამეცნიერო ნაშრომების შესრულებისას) და ყველა მათგანზე იღებს პასუხისმგებლობას.

რეზიუმე

ზოგადად გადაცემის განცალკევება გულისხმობს გადამცემის ერთი ანტენის ნაცვლად რამოდენიმეს გამოყენებას, მაგრამ მობილური ტერმინალის ზომებიდან გამომდინარე ფიზიკურად შეუძლებელია იგი აღიჭურვოს ერთ ანტენაზე მეტით. ბოლო დროს შემოთავაზებულია და მიმდინარეობს მუშაობა მეთოდების ახალ კლასზე, რომელსაც უწოდებენ კოოპერაციულ კომუნიკაციას. მრავალტერმინალიან გარემოში ეს უკანასკნელი საშუალებას იძლევა ერთანტენიანი მობილური ტერმინალის ანტენა გამოიყენოს სხვა ტერმინალმა, რითაც მიიღწევა ვირტუალური მრავალანტენიანი (MIMO) ეფექტი და გადაცემის სივრცითი განცალკევება.

შესავალი ნაწილი მოიცავს ამ მიმართულებით აღმავალი დარგის განვითარების მოკლე მიმოხილვას. მიმოხილულია შესაბამისი ლიტერატურა, სადაც განხილულია მობილური ტერმინალების კოოპერაციის სამი ძირითადი მეთოდი უსადენო ქსელებში, ნაჩვენებია მათი მუშაობის მაჩვენებლები და კოდური კოოპერაციის უპირატესობა. აქცენტი გაკეთებულია კოდურ კოოპერაციაზე და შედარებით დეტალურად განხილულია ლეინმანის და ვორნელის ნაშრომი, რომლის შედეგებსაც ვადარებთ მე-3 თავში წარმოდგენილ პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებულ კოდური კოოპერაციის შედეგებს.

შემოთავაზებულია და ჩატარებულია კოდური კოოპერაციის მოდერნიზებული მეთოდის კვლევა. ეს უკანასკნელი გულისხმობს პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებულ კოდურ კოოპერაციას. შემოთავაზებულ მეთოდში გამოყენებულია პერფორირებული ხვევადი კოდები და ფაზური მოდულაცია მინიმალური ძვრით (MSK). სქემა გულისხმობს კოოპერაციაში ორზე მეტი ტერმინალის ჩართულობას. შემოთავაზებული სქემის კვლევა შესრულებულია სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების მქონე არხისათვის. შედეგები ეყრდნობა კომპიუტერულ სიმულაციას და აჩვენებს, რომ კოდური კოოპერაციის ახალი სქემით მიიღწევა მნიშვნელოვანი მოგება არაკოოპერაციულ სქემებთან შედარებით და აქვს უკეთესი მაჩვენებლები ვიდრე ლიტერატურიდან ცნობილ ნაშრომს.

განხილულია განზოგადებულ კასკადურ ხვევად კოდებზე დაფუძნებული კოდური კოოპერაციის სქემა დანაწევრებული ქვეკოდების სისტემატური კოდირების გამოყენებით. ახალი სქემა უზრუნველყოფს ორ მომხმარებელზე მეტს და იყენებს იტერაციულ მრავალსაფეხურიან დეკოდირებას. ასევე შეფასებულია შემოთავაზებული სქემის მუშაობის შედეგები სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების მქონე არხისათვის. შეფასებები გაკეთებულია კომპიუტერული მოდელირების საშუალებით, საიდანაც ჩანს, რომ ჩვეულებრივ კასკადურ ხვევად სქემასთან შედარებით განზოგადებული კასკადური ხვევადი კოდირების სქემა იძლევა დამატებით მოგებას.

ასევე შემოთავაზებულია ახალი სიგნალ-კოდური კონსტრუქცია, რომელიც ეფუძნება გარე ხვევადი კოდების სერიულად კასკადირებას

შემუშავებული ინტერლივერისა და MSK-ს გამოყენებით. აღნიშნული სისტემა უზრუნველყოფს უკეთეს მაჩვენებლებს ვიდრე სისტემა შემთხვევითი ინტერლივერითა და MSK წნული კოდირებით. განხილული კოდური მოდულაციის სქემა შემოთავაზებულია კოდური კოოპერაციის სარელეო არხებისათვის. კომპიუტერული სიმულაციის შედეგები შედარებულია თეორიულ ზღვარს.

და ბოლოს, ჩვენ შევხებით კოდური კოოპერაციის სტრატეგიის უსადენო მობილურ ქსელებში პრაქტიკული განხორციელების გამოწვევას. მკვლევარების მიერ ბოლო წლებში შემოთავაზებულია სხვადასხვა კოოპერაციის მეთოდი, რომელსაც ეწოდება კოდური კოოპერაციული განცალკევება. ეს მეთოდები კოოპერაციის განსახორციელებლად გულისხმობს არხის კოდირების სხვადასხვა მეთოდებს. ამის განსახორციელებლად შეიძლება გამოყენებული იყოს რადიოშელწევადობის სხვადასხვა მეთოდი. კოდური კოოპერაციის შემთხვევისათვის ჩვენ დავითვალეთ ლინკის ბიუჯეტი და ფიჭის მოქმედების მანძილი WCDMA მეთოდისა და მობილურ ტერმინალებს შორის მინი-TDMA სცენარის გამოყენებით. გამოთვლები გაკეთებულია კომპიუტერული სიმულაციის საშუალებით ურბანიზირებული, საშუალოდ ურბანიზირებული და სოფლის ტოპის დასახლებებისათვის. ამისათვის გამოვიყენეთ სიგნალის გავრცელების ორი მოდელი: მოტოროლას “Xlos” და ერიქსონის სიგნალის შენობებში გავრცელების მოდელი. ლინკის ბიუჯეტის ანგარიშისა და სიმულაციის შედეგები აჩვენებს: კოდური კოოპერაციის აშკარა უპირატესობას ტრადიციულთან შედარებით, მნიშვნელოვნად გრძელდება ფიჭის მოქმედების მანძილი, უმჯობესდება საბაზო სადგურის მიმღების მგრძობიარობა.

Abstract

The conventional view of transmit diversity is that a single wireless terminal transmits using an array of antennas which are spatially located so that the paths from each antenna to the destination experience independent fading. Unfortunately, the conventional transmit diversity methods are not applicable to many wireless systems because size, complexity, or other constraints preclude the use of multiple transmit antennas. Recently, cooperative transmission, where users take advantage of each other's resources for better overall performance, has been of growing interest. User cooperation provides uplink transmission diversity even when mobile units cannot accommodate multiple antennas because of size constraints. Recently, a versatile user cooperation method was introduced by researchers. In a multi-user environment, the cooperative communication allows single wireless devices to share their antennas during the transmission and to form a spatial diversity environment and virtual MIMO system.

The introduction explains the basic idea of cooperative communication and gives a brief overview of the development in this emerging field. Then some relevant literature is reviewed, where three basic methods of mobile cooperation in wireless networks are explained. The performances of the different methods have been compared and an advantage of coded cooperation over others has been shown. We are focused on the coded cooperation method and the J. N. Laneman's and G. W. Wornell's work is being analyzed in greater detail, because its performance results are compared to the performance of the coded cooperation based on punctured convolutional codes introduced in chapter 3.

The new multiple partners coded cooperation scheme is investigated and proposed that achieves the full diversity order. The new scheme is based on punctured convolutional codes and Minimum Shift Keying (MSK) for wireless communications to obtain transmit diversity. The new scheme supports more than two cooperative users. We evaluated the performance of the proposed scheme in a frequency nonselective slow fading channel. Our performance evaluation is based on computer simulations. The results indicate that the new coded cooperation scheme can achieve a significant gain over the non-cooperative scheme and has an advantage over the existing work.

The coded cooperation scheme is considered based on generalized concatenated convolutional codes with systematic encoding of partitioned subcodes. The new scheme supports more than two cooperative users and utilizes iterative multistage decoding. We evaluated the performance of the proposed scheme in a frequency nonselective slow fading channel. Our performance evaluation is based on computer simulations. The results indicate that the new generalized concatenated coded cooperation scheme can achieve a gain over the ordinary serially concatenated coding scheme.

The serial concatenation of the outer convolutional code, designed interleaver and inner MSK is proposed as well. This system ensures better performance than the one with a random interleaver and woven coded MSK. The considered coded

modulation technique is proposed for the relay channels and the simulation results are compared with the theoretical bound.

And finally, we touch upon the practical implementation challenge of the coded cooperation strategy in wireless networks. Recently a versatile user cooperation method called the coded cooperation diversity was introduced by researchers. This method involves a variety of channel-coding methods to implement the cooperation. Different radio access methods could be used for this implementation. In this dissertation, we calculate the link budget and cell radius for cooperative communication by using the WCDMA access method and mini-TDMA scenario between mobiles. The computation was performed for urban, medium-urban and residential areas based on computer simulation. Two propagation models: the Motorola Xlos and Ericsson's indoor propagation model were used for this purpose. The link budget calculation and simulation results show the advantage of cooperative communication, which prolongs the cell radius and improves the receiver sensitivity.

შინაარსი

თავი 1. შესავალი	15
თავი 2. ლიტერატურის მიმოხილვა	19
2.1 გაძლიერება და გადამისამართება.....	20
2.2 დეტექტირება და გადამისამართება.....	20
2.3 კოდური კოორპერაცია.....	22
თავი 3. პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებული კოდური კოორპერაცია.....	38
3.1 სიხშირული მოდულაცია უწყვეტი ფაზით (საფუძვლები).....	40
3.2 სისტემის მოდელი.....	50
3.3 პროტოკოლის აღწერა.....	53
3.4 მოდელირების შედეგები.....	56
3.5 დასკვნა.....	58
თავი 4. კოორპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირება.....	60
4.1 კოორპერაციული კასკადირებული კოდირების არქიტექტურა.....	61
4.2 კოორპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირე- ბა.....	65
4.3 რიცხობრივი შედეგები და დასკვნები.....	68
თავი 5. სერიულად კასკადირებული MSK და მისი სარელეო არხებისათ- ვის კოდურ სქემებში გამოყენება.....	71
5.1 სისტემის აღწერა და სიმულაციის შედეგები.....	71
5.2 განაწილებული სერიულად კასკადირებული კოდური გან- ცალკევება სარელეო არხისათვის.....	77
5.3 დასკვნა.....	80
თავი 6. ლინკის გაუმჯობესებული ბიუჯეტი კოორპერაციულ კომუნიკა- ციაში WCDMA ტექნოლოგიის გამოყენებით.....	82
6.1 შემავალი პარამეტრები და სისტემის მოდელი.....	83
6.1.1 ტრადიციული ლინკის ბიუჯეტი.....	86
6.1.2 ტერმინალებს შორის ლინკის ბიუჯეტი.....	92
6.1.3 ლინკის ბიუჯეტი კოორპერაციული მეთოდისათვის.....	94
6.2 რიცხობრივი შედეგები და დასკვნები.....	97
თავი 7. დასკვნა.....	100
გამოყენებული ლიტერატურა.....	105

ცხრილების ნუსხა

3.2	CPFSK-ს დროს საინფორმაციო სიმბოლოებისა და ბიტების ასახვას შორის შესაბამისობა.....	47
6.1	MT-სა და BS-თვის გაკეთებული დაშვებები არაკოოპერაციული შემთხვევისათვის.....	87
6.2	DL-ის გადაცემის საშუალო სიმძლავრის ანგარიში საერთო არხებისათვის.....	88
6.3	UMTS-ის ლინკის ბიუჯეტი ტრადიციული მეთოდისათვის.....	92
6.4	MT-ებს შორის ლინკის ბიუჯეტი.....	95
6.5	კოოპერაციული მეთოდის ლინკის ბიუჯეტი.....	97
6.6	ფიჭის მომსახურების მანძილი ტრადიციული და კოოპერაციული მეთოდისათვის.....	98

ნახაზების ნუსხა

1.1	კოოპერაციული კომუნიკაცია.....	16
1.2	კოოპერაციულ კომუნიკაციაში ორივე MT არის როგორც წყარო ასევე რელე.....	17
2.1	კოოპერაციის სხვადასხვა მეთოდების გამარტივებული სქემები...	19
2.2	კოდური კოოპერაცია.....	24
2.3	კოოპერაციის სხვადასხვა მეთოდის მუშაობის მაჩვენებლები.....	26
2.4	გამეორებაზე დაფუძნებული და STC კოოპერაციული განცალკევების ორი ფაზის ილუსტრაცია.....	30
2.5	არაკოოპერაციული საშუალებათა შედწევის კონტროლი.....	30
2.6	გამეორებაზე დაფუძნებული საშუალებათა შედწევის კონტროლი.....	31
2.7	STC საშუალებათა შედწევის კონტროლი.....	31
2.8	ამოვარდნის ალბათობა გამეორებაზე დაფუძნებული კოოპერაციული განცალკევებისათვის.....	35
2.9	ამოვარდნის ალბათობა STC-ზე დაფუძნებული კოოპერაციული განცალკევებისათვის.....	36
3.1	სიხშირული და ფაზური იმპულსები CPFSK დროს.....	41
3.2	MSK-ს ფაზის ბადე.....	43
3.3	CPFSK-ს სიმძლავრის ცალმხრივი სპექტრალური სიმკვრივე.....	45
3.4	MSK-ს დროში უცვლელი წანაცვლებული ფაზის ბადე.....	48
3.5	CPFSK მოდულატორის დაშლა.....	48
3.6	DMSK მოდულატორის დაშლა.....	49
3.7	შემოთავაზებული პროტოკოლის საშუალებებთან შედწევის კონტროლი (MAC).....	51
3.8	(ა) პირველი MT-ის მიერ მეორე ფაზაში აგებული ბლოკი, (ბ) BS-ის მიერ მეორე ფაზაში აგებული ბლოკი (ა)-ს შესაბამისად.....	54
3.9	ბიტზე მოსული შეცდომები (BER) დამოკიდებულება UL-ის საშუალო SNR-ზე არაკოოპერაციული და კოოპერაციული ქსელებისათვის 2, 3 და 4 MT-თვის.....	57
3.10	MT-ებს შორის სხვადასხვა არხისათვის ფრეიმზე მოსული შეცდომების დამოკიდებულება UL-ის საშუალო სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობაზე.....	58
4.1	ორ ტერმინალიანი სისტემა [32]-ის კოდური კოოპერაციის სქემის მიხედვით.....	62
4.2	(ა) k MT-ის SCBC კოდერის ბლოკური დიაგრამა, (ბ) k MT-თვის ტერმინალთა გაერთიანებული კოოპერაციული კოდერი.....	63
4.3	კოოპერაციული SCBC-ის იტერაციული დეკოდერი.....	65
4.4	შემოთავაზებული GCCC სქემის (წყვეტილი ხაზი) და SCBC სქემის [32]-დან (უწყვეტი ხაზი) მუშაობის მაჩვენებლები 3 კოოპერაციული MT-თვის და 6 იტერაციით.....	70
5.1	სერიულად კასკადირებული MSK.....	72
5.2	სიმულაციის შედეგები: SCMSK შემუშავებული ინტერლივე-	

	რით (წერტილებიანი მრუდი), WCMSK (უწყვეტი მრუდი), SCMSK შემთხვევითი ინტერლივერით (წყვეტილი მრუდი).....	76
5.3	წყაროსა და რელეს მიერ გადაცემული მინიმალური SNR, რომ FER იყოს 10^{-2} , [8]-დან თეორიული ზღვარი უწყვეტი მრუდია, SCMSK-ს სიმულაციის შედეგები წყვეტილი მრუდია.....	80
6.1	WCDMA-ის ლინკის ბიუჯეტი.....	86

დისერტაციაში გამოყენებული აბრევიატურები

3GPP	მესამე თაობის პარტნიორობის პროექტი
AICH	დაკავების ინდიკატორული არხი
AWGN	ადიტიური თეთრი გაუსის ხმაური
BER	ბიტზე მოსული შეცდომის ალბათობა
BLER	ბლოკზე მოსული შეცდომის ალბათობა
BPSK	ორობითი ფაზური მოდულაცია
BS	საბაზო სადგური
CDMA	მრავლობითი შეღწევადობა კოდური დაყოფით
CPFSK	უწყვეტი ფაზის მქონე სიხშირული მოდულაცია
CPICH	საერთო პილოტური არხი
CRC	შემოწმება ციკლური სიჭარბით
dBi	ანტენის გამლიერება იზოტროპულ ანტენასთან მიმართებაში
DL	საბაზო სადგურიდან მობილური ტერმინალის მიმართულელებით ლინკი
DMSK	დიფერენციალური მოდულაცია მინიმალური ძვრით
EDC	ევკლიდური მანძილის მთვლეელი
EIRP	ექვივალენტური იზოტროპულად გასხივებული სიმძლავრე
FDD	დუპლექსირება სიხშირული დაყოფით
GCCC	განზოგადებული კასკადირებული ხვევადი კოდი
ITU	საერთაშორისო სატელეკომუნიკაციო კავშირი
LLR	ლოგარითმული დამაჯერებლობის ფარდობა
MAC	საშუალებათა შეღწევის კონტროლი
MIMO	მრავალ შესასვლელიანი და მრავალ გამოსასვლელიანი
MLSE	მომდევრობის მაქსიმალური დამაჯერებლობით შეფასება
MSK	მოდულაცია მინიმალური ძვრით
MT	მობილური ტერმინალი
NF	ხმაურის კოეფიციენტი
NSED	ნორმალიზებული კვადრატური ევკლიდური მანძილი
NSFED	ნორმალიზებული კვადრატური თავისუფალი ევკლიდური მანძილი
OFDMA	მრავლობითი შეღწევადობა ორთოგონალური სიხშირული დაყოფით
PC	სიმძლავრის მართვა
PICH	პეიჯინგის ინდიკატორული არხი
P-CCPCH	პირდაპირი საერთო მართვის ფიზიკური არხი
P-SCH	პირდაპირი სინქრონიზაციის არხი
QoS	მომსახურების ხარისხის
QPSK	ოთხობითი ფაზური მოდულაცია
RCPC	სიჩქარეთავსებადი პერფორირებული ხვევადი კოდი
RSC	რეკურსიული სისტემატური ხვევადი

SCMSK	სერიულად კასკადირებული MSK
SCCC	სერიულად კასკადირებული ხვევადი კოდი
SISO	რბილი შესასვლელი რბილი გამოსასვლელი
SNR	სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობა
STC	სივრცითი-დროითი კოდი
S-CCPCH	მეორადი საერთო მართვის ფიზიკური არხი
S-SCH	მეორადი სინქრონიზაციის არხი
TDMA	მრავლობითი შეღწევადობა დროითი დაყოფით
UL	მობილური ტერმინალიდან საბაზო სადგურის მიმართულეებით ლინკი
UMTS	ტელეკომუნიკაციების უნივერსალური მობილური სისტემა
WCDMA	ფართოზოლოვანი მრავლობითი შეღწევადობა კოდური დაყოფით
WCMSK	წნული კოდური MSK

მადლიერება

პირველ რიგში მინდა ბ-ნი სერგო შავგულიძის მიმართ გამოვხატო ჩემი მადლიერება. მე მას ვიცნობ 80-იანი წლების ბოლოდან და ამ დროიდან დაწყებული მქონდა ბედნიერება მემუშავა მასთან. ბ-ნ სერგო იყო ჩემი როგორც უშუალო ხელმძღვანელი ტექნიკურ უნივერსიტეტში ასევე სამეცნიერო თემის ხელმძღვანელი. განვლილი წლების მანძილზე, მისგან შევიძინე პროფესიული უნარჩვევები, მისგან ასევე ვსწავლობდი, როგორც ადამიანი, მაღალ-ზნეობრივ პრინციპებს. მან ჩემში ჩამოაყალიბა მეცნიერული მიდგომები და წინამდებარე სადისერტაციო კვლევების დროს გამიწია მაღალი ხარისხის სამეცნიერო ხელმძღვანელობა. ამ ყველაფრისთვის მე ბ-ნ სერგო შავგულიძეს უხდი ძალიან დიდ მადლობას.

ასევე მე მადლიერი ვარ ბ-ნ თემური მთვრალაშვილის, იგი ჯერ კიდევ ჩემი სტუდენტობის დროს მასწავლიდა ერთერთ საგანს, შემდგომ იყო ჩემი კოლეგა და მეგობარი, რომელმაც წლების განმავლობაში და ასევე ამ სადისერტაციო თემაზე მუშაობისას გამიწია საჭირო კონსულტაციები და დახმარება.

მე მინდა ასევე ჩემი დიდი მადლიერება გამოვხატო ჩემი ოჯახის მიმართ: დედის, აწგარდაცვლილი მამის, მეუღლის და ორი ვაჟის მიმართ, რომლებიც ასევე მამხნევებდნენ და სტიმულს მამლევდნენ სამეცნიერო სამუშაოებისას, სახლის პირობებში მიქმნიდნენ სამუშაო გარემოს და ყველანაირად ხელს მიწყობდნენ მუშაობაში.

თავი 1

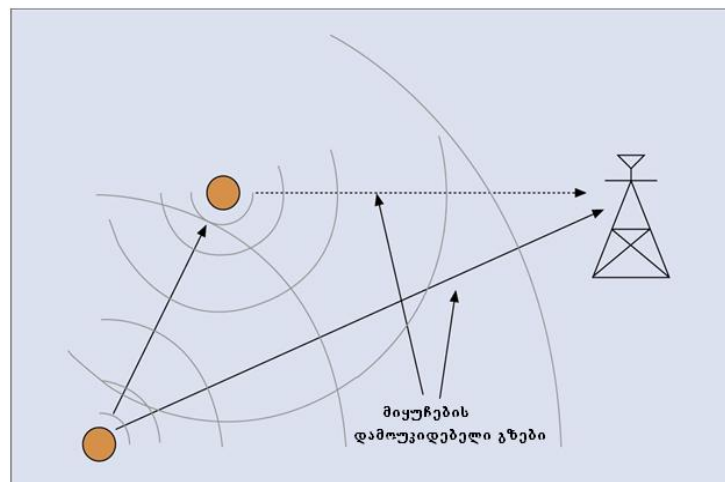
შესავალი

მობილური უსადენო არხი განიცდის მრავალგზიან მიყუჩებას, რომელიც იწვევს სიგნალის მნიშვნელოვან შესუსტებას. მიყუჩების საზიანო ეფექტის შერბილების კონცეფცია, რომელიც მდგომარეობს განცალკევებაში, მიმღებს უზრუნველყოფს ინფორმაციის გადამტანი სიგნალის მრავალი ვერსიის მიღებით. ყოველივე ამას მიყვავართ სიგნალის მიყუჩების დამოუკიდებელ რეალიზაციისაკენ. სტატისტიკურად დამოუკიდებელი მიყუჩების არხების გამოყენების იდეას საფუძველი ჩაეყარა 1927 წელს და დღესაც რჩება უსადენო არხებისათვის მძლავრი კოდების მქონე დიზაინის მთავარ ელემენტად. პრაქტიკულად გადაცემის განცალკევება წარმოადგენს მრავალი ანტენით სხვადასხვა ადგილიდან სიგნალის სხვადასხვა ვერსიით გადაცემას. სიგნალის მრავალი დამოუკიდებელი გზით გადაცემა მნიშვნელოვნად აუმჯობესებს მიმღების მიერ მიღებული სიგნალის დონესა და ხარისხს. გადაცემის სივრცითი განცალკევების ტრადიციული მეთოდი მდგომარეობს იმაში, რომ ცალკეული უსადენო ტერმინალი იყენებს რამდენიმე გადამცემ ანტენას, რომლებიც სივრცეში არიან განაწილებულნი. ამ შემთხვევაში თითოეული ასეთი ანტენიდან მიმღებისაკენ გადაცემული ვერსია განიცდის სტატისტიკურად დამოუკიდებელ მიყუჩებას. გადაცემის განცალკევება ცალსახად მომგებიანია და გამოიყენება სხვადასხვა სისტემებში, მაგალითად ფიჭური ქსელების საბაზო სადგურებში (BS), მაგრამ ზოგიერთ შემთხვევაში მისი პრაქტიკული გამოყენება არის შეუძლებელი. მაგალითად, შეუძლებელია მობილური ტერმინალები (MT) აღიჭურვოს ერთზე მეტი ანტენით მისი ზომიდან და აპარატურული შეზღუდვებიდან გამომდინარე.

კოოპერაციული კომუნიკაცია საშუალებას აძლევს ერთანტენიან MT-ს მიიღოს მრავალშესასვლელიანი და მრავალ გამოსასვლელიანი (MIMO) სისტემის ეფექტის უპირატესობა. ძირითადი იდეა იმაში მდგომარეობს,

რომ მრავალმომხმარებლიან გარემოში ერთანტენიანი MT-ს ანტენა იყოს გამოყენებული სხვა MT-ს მიერ, რითაც მიიღწევა ვირტუალური მრავალანტენიანი ეფექტი, შესაბამისად მიიღწევა გადაცემის სივრცითი განცალკევება. არადა, ტერმინალების უდიდესი ნაწილი ასეთია. წინააღმდეგ შემთხვევაში მრავალანტენიანი ტერმინალი კარგავს კომფორტისა და მობილურობის თვისებებს.

იმისათვის, რომ კოოპერაციული კომუნიკაციის იდეა უფრო გასაგები იყოს, იგი წარმოდგენილია გამარტივებული სახით ნახ. 1.1-ზე. მასზე ნაჩვენებია ორი MT, რომლებიც ურთიერთობენ ერთსა და იმავე BS-თან. თითოეულ MT-ს აქვს ერთი ანტენა და ინდივიდუალურად არ შეუძლია გადაცემის სივრცითი განცალკევების მეთოდები გამოიყენოს. მაგრამ შესაძლებელია, რომ ერთმა MT მიიღოს მეორე MT-ს სიგნალი, დაამუშაოს იგი და საკუთარ ინფორმაციასთან ერთად გადასცეს BS-ს. რადგანაც სხვადასხვა MT-დან BS-მდე სიგნალის მიყუჩება სტატისტიკურად დამოუკიდებელია, ამგვარად მიიღწევა გადაცემის განცალკევება.



ნახ. 1.1 კოოპერაციული კომუნიკაცია.

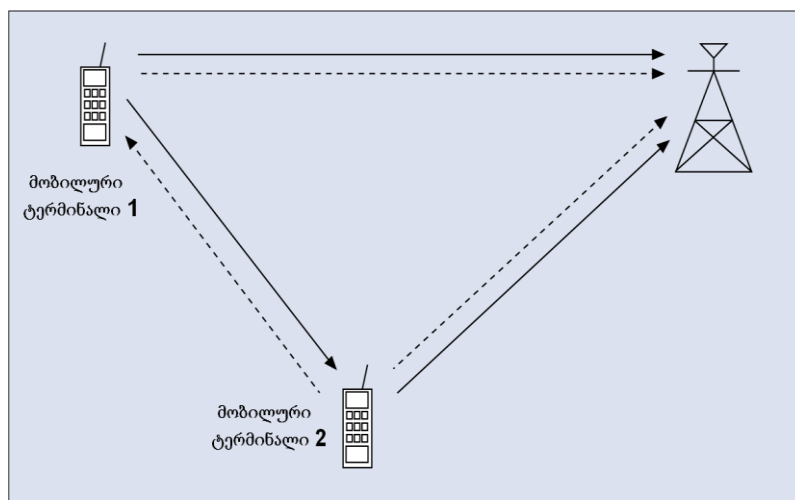
კოოპერაციული კომუნიკაციის იდეის განვითარებისას გასათვალისწინებელია ასევე შემდეგი: კოოპერაციაში ჩართული MT-ის ციფრული ნაკადის სიჩქარის შემცირება, ქსელში საერთო ინტერფერენციის

მატება, კოოპერაციულ ჯგუფში MT-ბის შერჩევა და მათი მართვა (ჯგუფიდან ჯგუფში გადასვლა, ჯგუფიდან გასვლა) და მოთხოვნები ფიზიკურ დონეზე გადაცემასა და მიღებაზე. ამ საკითხებიდან ზოგიერთის მოძიება შეიძლება თანდართულ და ასევე სხვა ლიტერატურაში, ზოგიერთზე კი არის ჩასატარებელი სამომავლოდ კვლევითი სამუშაოები.

მიუხედავად იმისა, რომ კოოპერაციის იდეა არის ზოგადი, MT-ბის სიმკვრივის ზრდიდან გამომდინარე უფრო მიზანშეწონილია მისი შემოტანა ფიჭური კომუნიკაციის სტრუქტურაში.

სწორედ კოოპერაციის გამოყენებით ხერხდება MT-ბის მომსახურების ხარისხის (QoS) გაუმჯობესება კოოპერაციული კომუნიკაციის უსადენო ქსელებში: ფიზიკურ დონეზე გაზომილი ბიტზე მოსული შეცდომის ალბათობა (BER), ბლოკზე მოსული შეცდომის ალბათობა (BLER), მწყობრიდან გამოსვლის ალბათობა. ამ შემთხვევაში, როგორც უკვე იყო ნათქვამი თითოეული MT მუშაობს, როგორც საკუთარი ინფორმაციის წყარო, ასევე როგორც კოოპერაციაში ჩართული სხვა MT-დან მიღებული ინფორმაციის BS-კენ გადამგზავნი (სარელეო) მოწყობილობა, იხილეთ ნახ.

1.2.



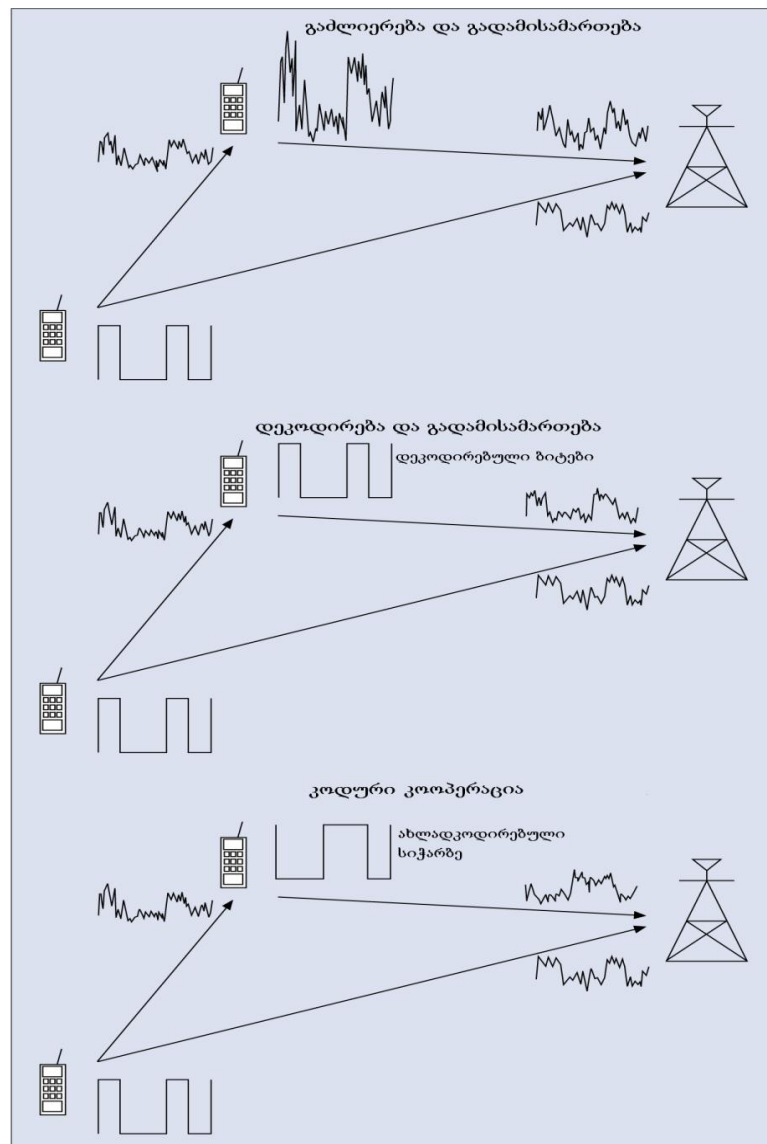
ნახ. 1.2 კოოპერაციულ კომუნიკაციაში ორივე MT არის როგორც წყარო ასევე რელე.

კოოპერაციას მივყევართ ორი საინტერესო კომპრომისისკენ: კოდური სიჩქარე და გადამცემის სიმძლავრე. სიმძლავრესთან მიმართებაში ერთი შეხედვით შეიძლება ჩანდეს, რომ რადგანაც კოოპერაციის დროს MT გადასცემს როგორც თავის, ისე სხვა MT-ის ინფორმაციას, ამიტომ საჭიროა მეტი სიმძლავრე, მაგრამ მეორე მხრივ კოოპერაციაში ჩართული MT-ბის საშუალო სიმძლავრე კლებულობს გადაცემის განცალკევების ხარჯზე.

ანალოგიური სიტუაცია იქმნება სისტემაში სიჩქარესთან მიმართებაში. ერთი შეხედვით ჩანს, რომ თუ კი MT-ები გადასცემენ როგორც საკუთარ, ასევე სხვა MT-ბის მონაცემებს, ეს იწვევს სისტემაში სიჩქარის დაქვეითებას. მაგრამ კოოპერაციით გამოწვეული გადაცემის განცალკევების ხარჯზე მატულობს სპექტრალური ეფექტურობა. პასუხი მთავარ კითხვაზე - მიუხედავად თანმხლები სირთულეებისა და მოსალოდნელი საფასურისა არის თუ არა კოოპერაცია მთლიანობაში დადებითი შედეგების მომტანი - კვლევების შედეგად იგი არის დადებითი, და შეიძლება იხილოთ გრაფიკების სახით ნახ. 2.3-ზე.

თავი 2 ლიტერატურის მიმოხილვა

ეხლა ჩვენ გავაკეთოთ კოპერაციის რამდენიმე მეთოდის მიმოხილვა. ამ მეთოდების გამარტივებული წარმოდგენა და ერთმანეთთან შედარებები მოცემულია ნახ. 2.1-ზე



ნახ. 2.1 კოპერაციის სხვადასხვა მეთოდების გამარტივებული სქემები.

2.1 გაძლიერება და გადამისამართება

გაძლიერება და გადამისამართება კონცეფციულურად წარმოადგენს კოოპერაციის მარტივ მეთოდს. ამ მეთოდში ყოველი MT იღებს პარტნიორის მიერ გადაცემული სიგნალის ხმაურიან ვერსიას, აძლიერებს მას და შემდეგ გადასცემს BS-ს, იხილეთ ნახ. 2.1. ეს უკანასკნელი იღებს სიგნალს, როგორც MT-დან, ასევე მისი პარტნიორიდან და იღებს გადაწყვეტილებას გადაცემული სიმბოლოს შესახებ. ამ მეთოდში ერთ-ერთი სიგნალი აუცილებლად შეიცავს პარტნიორის მიერ მიღებულ და გაძლიერებულ ხმაურიან სიგნალს, მაგრამ BS-ს მაინც ეწოდება ორი სტატისტიკურად განსხვავებული მიყუჩებადი სიგნალის ვერსია და ამგვარად გადაცემული სიმბოლოს შესახებ იღებს უკეთეს გადაწყვეტილებას. პოტენციური გამოწვევა ამ სქემის განხორციელებისას ტექნოლოგიურად არ არის ტრივიალური, მიუხედავად ამისა გაძლიერება და გადამისამართება არის მარტივი მეთოდი და არ იკავებს მნიშვნელოვან გამოთვლით დროს.

გაძლიერება და გადამისამართება, როგორც კოოპერაციის მეთოდი, პირველად ლეინმანმა და ვორნელმა შეიმუშავეს [1]. მათ ამ ნამუშევარში სიმბოლოების გაძლიერებისა და გადაცემის შემთხვევისათვის (დეკოდირება-კოდირების გარეშე) დათვალეს (BER) და აჩვენეს, რომ შედეგები არის გაცილებით უკეთესი ვიდრე არაკოოპერაციის შემთხვევისათვის. მათ ასევე ამ მეთოდისათვის დათვალეს მწყობრიდან გამოსვლის ალბათობა კვაზი-სტატისტიკურ რეილის მიყუჩების არხისათვის. ლეინმანმა და ვორნელმა აჩვენეს, რომ ამ მეთოდით მიიღწევა მეორე რიგის განცალკევება ორი ტერმინალისათვის.

2.2 დეტექტირება და გადამისამართება

ამ მეთოდის შემთხვევაში MT ცდილობს მოახდინოს პარტნიორის ბიტების დეტექტირება და შემდეგ გადაამისამართოს BS-კენ (ნახ. 2.1). პარტნიორები შეიძლება იყვნენ შერჩეულები BS-ის მიერ. სიმარტივისათვის ჩვენ განვიხილავთ ორი პარტნიორის შემთხვევას, რაც უზრუნველყოფს

გადაცემის განცალკევებას. პარტნიორის შერჩევა არის ცალკე თემა და საკმაოდ დიდი, ამიტომ ჩვენ აქ ამ თემას არ განვიხილავთ.

დეტექტირებისა და გადამისამართების მეთოდის ერთ-ერთი კარგი მაგალითი არის სენდონარისის ნაშრომები [2,3,4], რომლებიც გამოირჩევა ამ მიმართულებით. ეს ნაშრომები წარმოადგენენ დეტექტირებისა და გადამისამართების მეთოდის ანალიზს, რომელიც იყენებს მრავალჯერად შეღწევადობას კოდური დაყოფით (CDMA). ამ მეთოდში ორი MT არის დაწყვილებული და კოოპერირებენ ერთმანეთთან. თითოეულ MT-ს შეესაბამება საკუთარი განვრცობის კოდი $c_1(t)$ და $c_2(t)$. ორივე MT-ის მონაცემთა ბიტები ავლნიშნოთ $b_i^{(m)}$, სადაც $i=1, 2$ წარმოადგენს MT-ს, ხოლო n კი საინფორმაციო ბიტების დროით ინტერვალს. a_{ij} -ით აღვნიშნოთ სიგნალის ამპლიტუდა, რომლის სხვადასხვა მნიშვნელობა შეიძლება მიენიჭოს მიმდევრობის სხვადასხვა ნაწილს. სიგნალის თითოეული პერიოდი შედგება სამბიტიანი ინტერვალისაგან. თუ ჩვენ ავლნიშნავთ პირველი MT-ის სიგნალს $X_1(t)$ -ით, ხოლო მეორე MT-ის სიგნალს $X_2(t)$ -ით, მაშინ

$$X_1(t) = [a_{11} b_1^{(1)} c_1(t), a_{12} b_1^{(2)} c_1(t), a_{13} b_1^{(2)} c_1(t) + a_{14} b_2^{(2)} c_2(t)]$$

$$X_2(t) = [a_{21} b_2^{(1)} c_2(t), a_{22} b_2^{(2)} c_2(t), a_{23} b_2^{(2)} c_2(t) + a_{24} b_1^{(2)} c_1(t)]$$

სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, პირველი და მეორე ინტერვალის დროს თითოეული MT გადასცემს საკუთარ ინფორმაციას. შემდეგ თითოეული მათგანი აკეთებს პარტნიორი MT-ის მეორე ბიტის დეტექტირებას (პარტნიორი MT-დან მიღებული და დეტექტირებული ბიტის შეფასება ავლნიშნოთ \hat{b}_i სიმბოლოთი). მესამე ინტერვალის დროს ორივე MT გადასცემს საკუთარი მეორე ბიტისა და პარტნიორის მეორე ბიტის წრფივ კომბინაციას, რომლებიც მრავლდებიან შესაბამის განვრცობის კოდზე. სამივე ინტერვალისათვის გადაცემის სიმძლავრე შეიძლება იცვლებოდეს. ამგვარად ამ მეთოდს აქვს არხის (მობილური ტერმინალიდან საბაზო სადგურის მიმართულებით და სატერმინალთაშორისო) პირობებთან

მიმართებაში ადაპტაციის უნარი, რაც მიიღწევა შესაბამისი გადაცემის სიმძლავრის ოპტიმიზაციის საშუალებით. სიმძლავრე მიენიჭება a_{ij} ფაქტორის საშუალებით ისე, რომ შეზღუდული სიმძლავრის საშუალო მნიშვნელობა იყოს შენარჩუნებული. უხეშად რომ ვთქვათ კოოპერაციის მიზნისათვის სატერმინალთაშორისო არხს მეტი ან ნაკლები სიმძლავრე შეიძლება მიენიჭოს.

სიგნალის გადაცემის ამ მეთოდს აქვს სიმარტივისა და არხის პირობებისადმი ადაპტაციის უნარის უპირატესობა. მაგრამ ასევე უნდა აღინიშნოს რამდენიმე ნაკლი. პირველი: იმ შემთხვევაში თუ პარტნიორის ბიტები არ იყო დეტექტირებული სწორად, ამან შეიძლება BS-ში ინფორმაციული ბიტების დეტექტირებისას უარესი შედეგი გამოიღოს. მეორე: BS-ს ესაჭიროება ტერმინალებს შორის არხის შეცდომის ალბათობის შესახებ ინფორმაცია.

შეცდომების გავრცელების არიდების მიზნით, ლეინმანმა შემოგვთავაზა ჰიბრიდული დეკოდირებისა და გადამისამართების მეთოდი [5]. იგი მდგომარეობს შემდეგში: როდესაც არხი არის კარგი, ანუ აქვს მაღალი მყისიერი სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობა (SNR), MT-ები ერთმანეთის სიგნალს იღებენ, ახდენენ დეტექტირებას და გადასცემენ პარტნიორს, ხოლო თუ არხი ცუდია, (დაბალი SNR შემთხვევაში), მაშინ MT-ები გადადიან ტრადიციული არაკოოპერაციული მეთოდის რეჟიმში, რამაც გამოიღო კარგი შედეგი.

2.3 კოდური კოოპერაცია

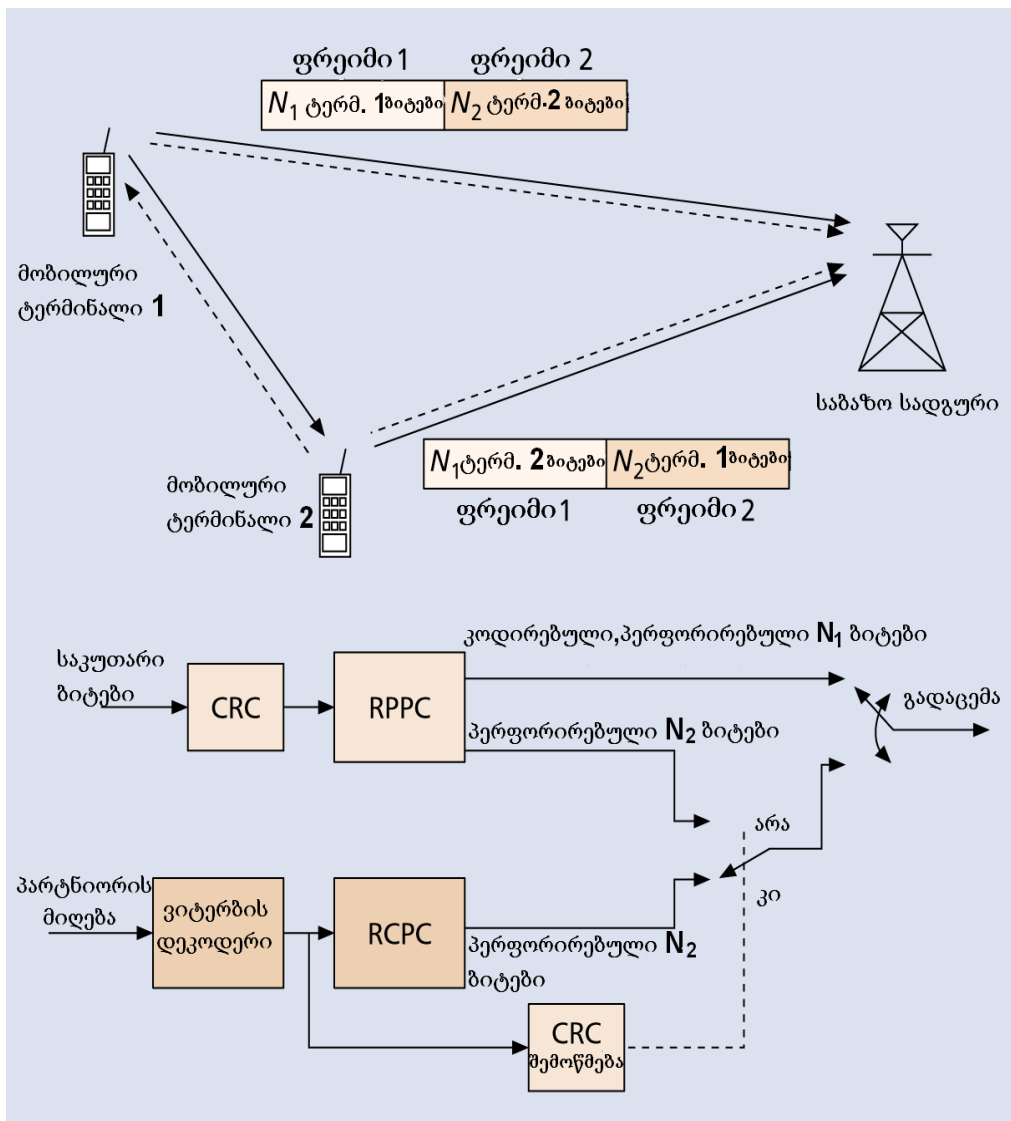
კოდური კოოპერაცია [6, 7] არის მეთოდი, რომელშიც გამოიყენება არხის კოდირება. ამ მეთოდში თითოეული MT-ის კოდური სიტყვის სხვადასხვა ნაწილი მიყუჩების სხვადასხვა გზით გადაიცემა. იდეის არსი მდგომარეობს იმაში, რომ თითოეულმა MT-მა პარტნიორს გადასცეს ჭარბი ინფორმაცია.

როდესაც ეს შეუძლებელია, მაშინ პარტნიორები ავტომატურად გადადიან არაკოოპერაციულ რეჟიმში. ამ მეთოდში მთავარი ის არის, რომ

კოდური კოოპერაცია არის ეფექტური, რადგანაც კოდური დიზაინი თავად უზრუნველყოფს ავტომატურ მართვას. მას არ სჭირდება სატერმინალთაშორისო არხის შესახებ ინფორმაცია (უკუკავშირი).

MT-ები ანაწევრებენ საკუთარ ინფორმაციას ბლოკებად, რომლებსაც ემატება ციკლური სიჭარბით შემოწმების (CRC) კოდი. კოდური კოოპერაციის დროს ხდება თითოეული MT-ის ინფორმაციის კოდურ სიტყვად გარდაქმნა, რომელიც ნაწილდება ორ სეგმენტად. თითოეული მათგანის სიგრძე არის N_1 და N_2 ბიტი შესაბამისად. განვიხილოთ მაგალითი. დაუშვათ, რომ საწყისი კოდური სიტყვის სიგრძეა N_1+N_2 ბიტი. თუკი ამ კოდურ სიტყვას პერფორაციის საშუალებით დავიყვანთ N_1 ზომამდე, მაშინ საშუალება გვქვია აქედან მივიღოთ პირველი ნაწილი, რომელიც თავად უკვე სუსტ კოდს წარმოადგენს. დარჩენილი N_2 ბიტი კი წარმოადგენს ამოგდებულ ბიტებს. უნდა აღინიშნოს, რომ კოდური სიტყვის დანაწევრება სხვა საშუალებითაც შეიძლება და ეს არის მხოლოდ მაგალითი.

ასევე, თითოეული MT-ის მონაცემთა გადაცემის დრო იყოფა ორ დროით სეგმენტად: N_1 და N_2 ბიტების ინტერვალის შესაბამისად. ამ დროის ინტერვალს ჩვენ უწოდებთ ფრეიმებს. პირველი ფრეიმის დროს თითოეული MT გადასცემს კოდურ სიტყვას, რომელიც წარმოადგენს N_1 ბიტის კოდურ ნაწილს. შემდეგ თითოეული MT ცდილობს პარტნიორის მიერ გადაცემული სიგნალის დეკოდირებას. იმ შემთხვევაში, თუ დეკოდირება წარმატებულია (რაც მოწმდება CRC კოდით), მაშინ მეორე კადრში MT გამოითვლის და გადასცემს პარტნიორის კოდის მეორე ნაწილს, რომელიც შედგება N_2 ბიტისაგან. წარუმატებლობის შემთხვევაში MT გადასცემს საკუთარი კოდის მეორე ნაწილს, ისევე N_2 ბიტის რაოდენობით. ამგვარად, თითოეული MT ორივე ფრეიმის დროს ყოველთვის გადასცემს $N = N_1 + N_2$ ბიტს. განვსაზღვროთ კოოპერაციის დონე როგორც N_2/N , ანუ ჯამური ბიტების რაოდენობიდან რამდენი პროცენტი მიეწოდება BS-ს პარტნიორის გავლით. ნახ. 2.2-ზე ნაჩვენებია კოდური კოოპერაციის პრინციპი.



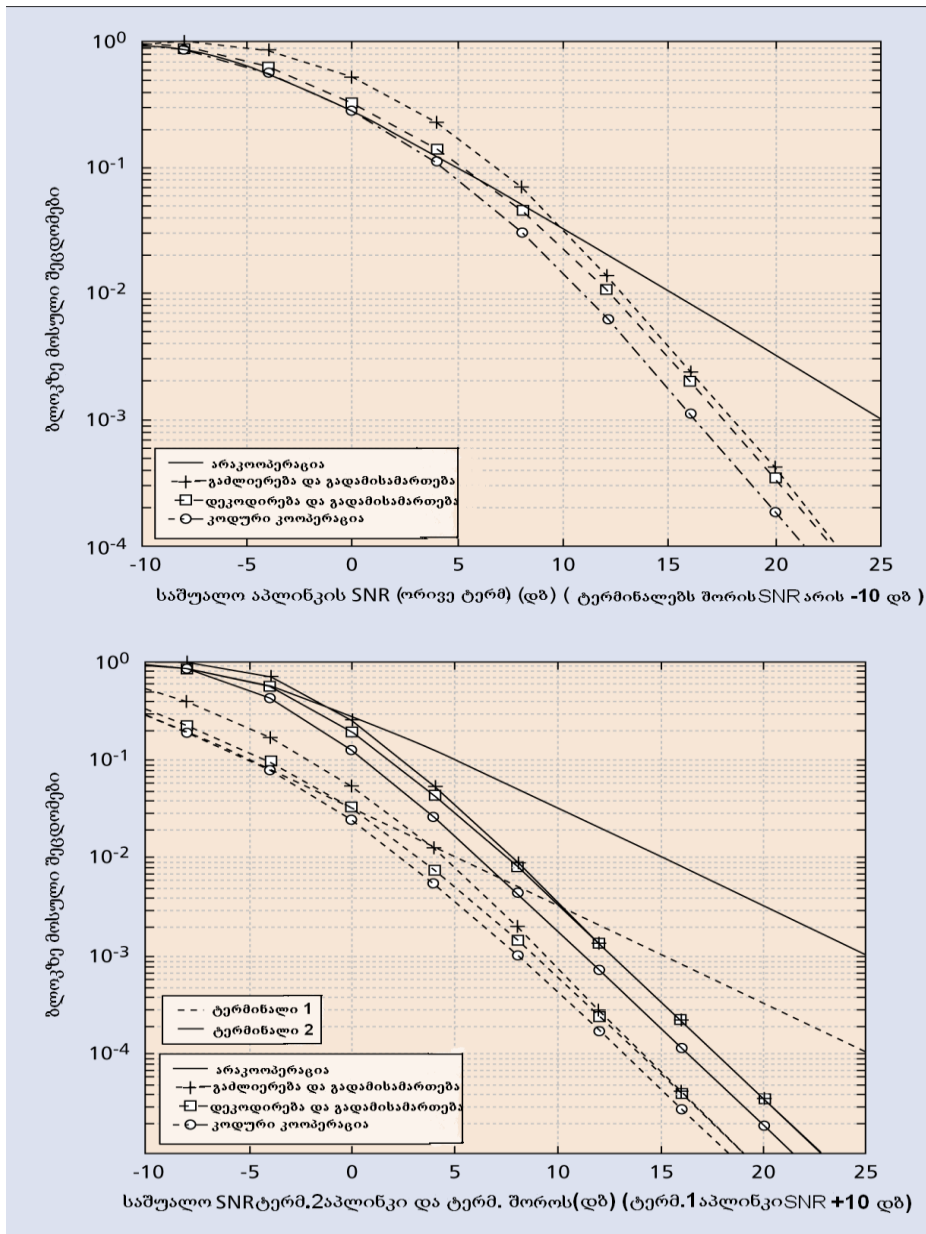
ნახ. 2.2 კოდური კოოპერაცია.

ზოგადად, კოდური კოოპერაციის დროს შეიძლება იყოს გამოყენებული არხის კოდირების სხვადასხვა მეთოდი, მაგალითად ბლოკური ან ხვევადი კოდები, ან მათი კონბინაცია. კოდური ბიტები ორივე ფრეიმისათვის შეიძლება იყოს შერჩეული პერფორაციის ან გადამრავლებული კოდების საშუალებით. კოდური კოოპერაციის მუშაობის შედეგებში, რომელიც ნაჩვენებია ქვემოთ ნახ. 2.3-ზე, გამოყენებულია სიჩქარეთავსებადი პერფორირებული ხვევადი კოდი (RCPC). ამ კოდის გამოყენებისას, პირველი ფრეიმის შესაბამის კოდს (N_1) ვღებულობთ N სიგრძის კოდური

სიტყვის პერფორირებით. ჭარბი კოდური ბიტები, რომლებიც გადაიცემა მეორე კადრში, წარმოადგენს N სიგრძის კოდური სიტყვიდან ამოგდებულ ბიტებს. მეორე ფრეიმის დროს MT-ბი მოქმედებენ დამოუკიდებლად. მათ არ იციან იმის შესახებ, იყო თუ არა პარტნიორის მიერ მათი პირველი კადრი სწორად დეკოდირებული. აქედან გამომდინარე არის კოოპერაციის ოთხი შესაძლო ვარიანტი: ორივე MT კოოპერირებს; არცერთი MT არ კოოპერირებს; პირველი MT კოოპერირებს, ხოლო მეორე არა და მეოთხე ვარიანტში - პირიქით. ეს ყველა შესაძლო ვარიანტი არის გათვალისწინებული ქვემოთ მოყვანილ შედეგების ამსახველ მრუდებში.

ნახ. 2.3-ზე მრუდების სახით ნაჩვენებია კოოპერაციული კომუნიკაციის სიგნალების გადაცემის სამი მეთოდის ზოგიერთი შედეგი. ჰიბრიდული დეტექტირებისა და გადამისამართების მეთოდი იძლევა უკეთეს შედეგს ვიდრე არაჰიბრიდული და ამიტომ სწორედ ეს ვერსია მონაწილეობს ნახაზებზე მოცემულ შედარებებში [1, 5, 6, 7]. ექსპერიმენტებში გამოყენებულია ორობითი ფაზური მოდულაცია (BPSK) და მიმღები კოპერენტული დეტექტირებით. საყურადღებოა ის, რომ გაძლიერებისა და გადამისამართებისაგან და ასევე დეკოდირებისა და გადამისამართებისაგან განსხვავებით კოდური კოოპერაციის მეთოდში ინტეგრირებულია არხის კოდირება. იმისათვის, რომ იმიტაციური მოდელირების შედეგები იყოს ობიექტური, კოოპერაციისა და არაკოოპერაციის ყველა მეთოდის შემთხვევისათვის მთლიანი კოდის სიჩქარე არის აღებული ერთნაირი $1/4$.

ორივე მეთოდში: ჰიბრიდული დეკოდირებისა და გადამისამართების, გაძლიერებისა და გადამისამართების შემთხვევისათვის MT-ები თავიდან იყენებენ $1/2$ სიჩქარის მქონე პერფორირებულ RCPC კოდს. ეს კოდური სიტყვა შემდეგ მეორდება რელეს (პარტნიორის) მიერ, რაც ჯამში იძლევა $1/4$ სიჩქარის კოდს.



ნახ 2.3 კოოპერაციის სხვადასხვა მეთოდის მუშაობის მაჩვენებლები.

კოდური კოოპერაციის შემთხვევაში კოოპერაციის დონე არის აღებული 25%. პირველ კადრში ორივე MT გადასცემს $1/3$ სიჩქარის მქონე პერფორირებულ კოდს. მეორე კადრში რელე (პარტნიორი) გადასცემს ბიტებს, რომლებიც პირველი კადრიდან არის პერფორირებული ისე, რომ თითოეული MT-დან BS-ის მიერ მიღებული ყველა ბიტი (რომლებიც ეკუთვნიან ერთი და იმავე MT-ს), წარმოადგენენ $1/4$ სიჩქარის მქონე კოდურ სიტყვას.

ნახ. 2.3-ზე პირველი გრაფიკი შეესაბამება ექსპერიმენტს, როდესაც მობილური ტერმინალიდან BS-ის მიმართულებით არხებს (UL) აქვთ ერთი და იგივე საშუალო სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობა SNR, და ამავდროულად სატერმინალთაშორისო არხის საშუალო SNR არის 10 დბ-ით ნაკლები UL-ზე. აქედან ჩანს, რომ განცალკევება იძლევა უკეთეს შედეგებს, ვიდრე არაკოოპერაციული მუშაობა. ამ ექსპერიმენტიდან შეიძლება რამდენიმე დასკვნის გაკეთება: პირველი, ის რომ, კოოპერაციის განხილული სამი მეთოდიდან უკეთეს შედეგს იძლევა კოდური კოოპერაციის მეთოდი; მეორე, ექსპერიმენტის ამ პირობებში, რაც უფრო უკეთესია UL-ის არხი SNR, მით უფრო მეტია კოოპერაციის უპირატესობა არაკოოპერაციულთან შედარებით; მესამე, კოოპერაციული კომუნიკაცია იძლევა უკეთეს შედეგებს იმ შემთხვევაშიც კი, როდესაც ტერმინალებს შორის არხის ხარისხი უარესია ვიდრე ტერმინალსა და საბაზო სადგურს შორის.

ნახ. 2.3-ზე მეორე გრაფიკი ასახავს შემთხვევას, როდესაც პირველი MT-ის UL-ის SNR 10 დბ-ით მეტია, ვიდრე მეორე MT-ის UL-ის SNR და ასევე 10 დბ-ით მეტია, ვიდრე MT-ებს შორის არხის SNR. იკვეთება კოოპერაციის ორი მნიშვნელოვანი შედეგი. პირველი, როგორც იყო მოსალოდნელი, მეორე MT (რომელიც იმყოფება უარეს პირობებში) კოოპერაციის საშუალებით მნიშვნელოვნად აუმჯობესებს UL-ის ხარისხს პირველი MT-ის გამოყენებით. უფრო საინტერესო ის არის, რომ პირველი MT-იც კოოპერაციის საშუალებით აუმჯობესებს საკუთარი UL-ის ხარისხს მიუხედავად იმისა, რომ იგი კოოპერირებს უარეს პირობებში მყოფ MT-თან. ეს შედეგები მიუთითებენ იმაზე, რომ უკეთეს პირობებში მყოფ MT-საც აქვს ძლიერი მოტივაცია იმისა, რომ კოოპერირებდეს UL-ის უარესი ხარისხის მქონე MT-თან. მეორე, უნდა აღინიშნოს, რომ სხვაობა მუშაობის ხარისხში პირველსა და მეორე MT-ს შორის კოოპერაციით არის საგრძნობლად შემცირებული.

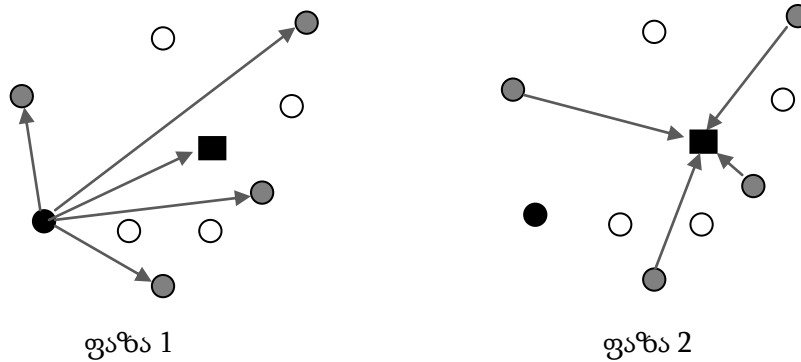
თუ კი ჩვენ გავაკეთებთ კოოპერაციის სამივე მეთოდის შედარებას, შევნიშნავთ, რომ ორი მეთოდი: გაძლიერება და გადამისამართება, და

დეკოდირება და გადამისამართება ცუდი არხისათვის (დაბალი SNR არხისათვის) არ არის ეფექტური. ეს არის იმის გამო, რომ ამ ორ მეთოდში სიგნალის გადაცემისას კოდირება მეორდება, რაც შედარებით არაეფექტურია დაბალი SNR დროს. ხოლო ამ დროს კოდური კოოპერაცია განიცდის უფრო ნაკლებ დეგრადაციას ვიდრე დანარჩენი ორი. კოდური კოოპერაციის მუშაობის მაჩვენებლები უკეთესია ან უარეს შემთხვევაში ტოლია არაკოოპერაციული სისტემის მაჩვენებლებისა ნებისმიერი SNR-თვის.

უსადენო ქსელებში კოოპერაციული განცალკევებისათვის გამოსაყენებელი განაწილებული სივრცითი-დროითი-კოდური პროტოკოლები. ზემოთ მოყვანილი ნაშრომები გარკვეული თვალსაზრისით შეიძლება ჩაითვალოს ტერმინალთა კოოპერაციის მიმართულებაში მნიშვნელოვნად და გამორჩეულად, თუმცა ასევე არის სხვა ნამუშევრები, რომლებიც იპყრობენ ყურადღებას. მათ შორის ერთერთი ასეთი არის [8], რომლის შედეგებსაც შევადარეთ მესამე თავში შემოთავაზებული პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებული კოდური კოოპერაციის შედეგები. [9, 10]-ში ლეინმანმა, ვორნელმა და ცემ განავითარეს MT-თა წყვილთათვის კოოპერაციული განცალკევების სხვადასხვა ალგორითმები, რომლებიც გულისხმობს პარტნიორის მიერ მიღებული სიგნალის ან გაძლიერებას და გადაცემას ან დეკოდირებას და ინფორმაციის გამეორებას. [8]-ში ლეინმანმა და ვორნელმა განავრცეს ზემოთ ხსენებული ალგორითმები (გაურკვეველობა რომ არ გამოიწვიოს ქრონოლოგიაში, [8]-ში არის გამოყენებული [10] იმიტომ, რომ ეს უკანასკნელი იყო რედაქციაში წარდგენილი 2002 წლის ოქტომბერში და შემდეგ განხილულ იქნა 2003 წლის ივნისში) ორზე მეტი MT-თვის და ასევე განავითარეს და გააანალიზეს სივრცითი-დროითი-კოდური (STC) კოოპერაციის განცალკევების პროტოკოლი მრავალგზიანი მიყუჩების შესასუსტებლად უსადენო ქსელებში. პროტოკოლი გამოიყენებს განაწილებული MT-ბის სივრცით განცალკევებას ისე, რომ MT-ები ინფორმაციას გადასცემენ BS-ს (ამ

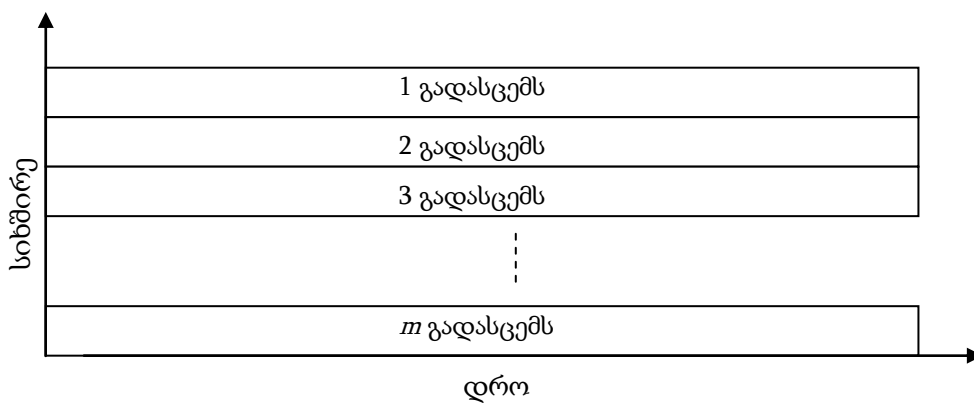
ნაშრომში ავტორების მიერ გამოყენებული ტერმინი - “destination terminal” - პირობითად ავლნიშნეთ BS-ით) პირდაპირ და ერთმანეთის გავლით და შემდეგ BS ახდენს მიყუჩების გასაშუალოებას იმ შემთხვევაშიც კი, როდესაც წინასწარ არ არის ცნობილი რომელი MT არის ჩართული კოოპერაციაში. ნაშრომში გაანალიზებულია კოოპერაციული ქსელი, სადაც $1, 2, \dots, m$ MT დებულობს მონაწილეობას. თითოეული MT როგორც წყარო $s \in M = \{1, 2, \dots, m\}$ გადასცემს ინფორმაციას BS-ს, რომელიც აღინიშნა როგორც $d(s) \notin M$, რომელიც იყენებს MT-ბს $M - \{s\}$, როგორც სარელეოს. ასევე აქ განსაზღვრულია MT-ის ჯგუფი $D(s)$, რომელიც ახდენს s -ური MT-ის სრულ დეკოდირებას. ანალიზი გაკეთებულია სამი მეთოდისათვის: გამლიერება და გადამისამართება, დეკოდირება და გადამისამართება და STC კოოპერაციისათვის. პირველი ორი მეთოდი ზოგადად მიეკუთვნება გამეორებაზე დაფუძნებულ კოოპერაციას, რადგან ორივეში ხდება მიღებული ინფორმაციის გამეორება პერტნიორის მიერ. ამ ორიდან ფოკუსირება გაკეთებულია დეკოდირებასა და გადამისამართებაზე და შედარებულია STC კოოპერაციის მეთოდის შედეგებს. MT-ბის მიერ გადაცემა ხორციელდება ორ ფაზად. პირველ ფაზაში MT მაუწყებლობს როგორც ყველა პოტენციურ სარელეო MT-ებს, ასევე BS-ს, მეორე ფაზაში გამეორებაზე დაფუძნებულ კოოპერაციისათვის და STC კოოპერაციისათვის ალგორითმები განსხვავდებიან. სარელეო MT გადაამისამართებს ინფორმაციას BS-ს პირველ შემთხვევაში ორთოგონალური არხების მეშვეობით, ან მეორე შემთხვევაში ერთდროულად ერთი და იგივე არხით. ნახ. 2.4-ზე ილუსტრირებულია პროტოკოლის ორი ფაზა.

სისტემურ მოდელში გამოყენებულია [9, 10]-ში გამოყენებული გამეორებაზე დაფუძნებული ალგორითმების გაფართოებები (მეტი MT-თვის) და ასევე STC კოოპერაციული განცალკევების ალგორითმები. ავტორებმა განიხილეს სცენარი, სადაც მიმღები ზუსტად ზომავს მიღებული სიგნალის რეალიზებულ მიყუჩების კოეფიციენტებს, მაგრამ გადამცემი ან არ ფლობს ან არ იყენებს ინფორმაციას არხში რეალიზებული მიყუჩების



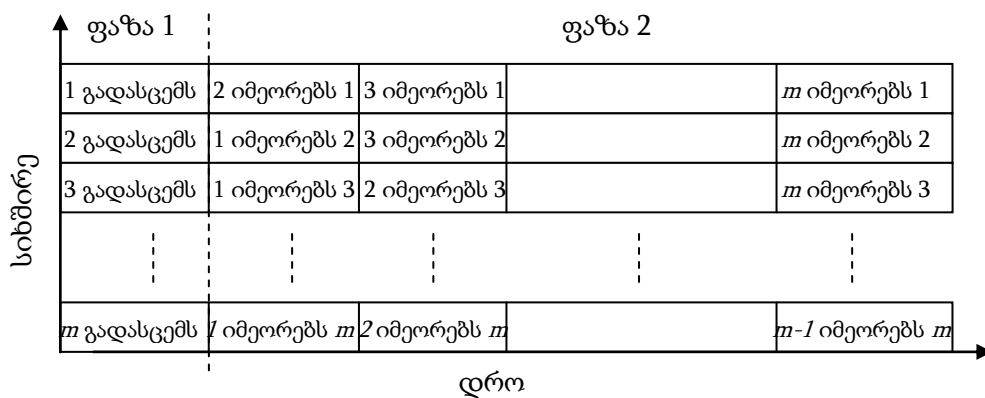
ნახ. 2.4 გამეორებაზე დაფუძნებული და STC კოოპერაციული განცალკევების ორი ფაზის ილუსტრაცია.

კოეფიციენტების შესახებ. ასევე ფოკუსირება ხდება ნელი მიყუჩების შემთხვევაზე და იმისათვის, რომ გამოვარჩიოთ სივრცითი განცალკევების უპირატესობა, მუშაობის ხარისხის შეფასება გაკეთებულია მწყობრიდან გამოსვლის ალბათობის მეშვეობით. ქვემოთ ნაჩვენებია საშუალებათა შეღწევის კონტროლი (MAC) სამი შემთხვევისათვის. ნახ. 2.5-ზე ნაჩვენებია არხის გამოყენების მაგალითი არაკოოპერაციის შემთხვევაში, სადაც თითოეული გადამცემი MT იყენებს არხების თავისუფალი რესურსის $1/m$ ნაწილს.

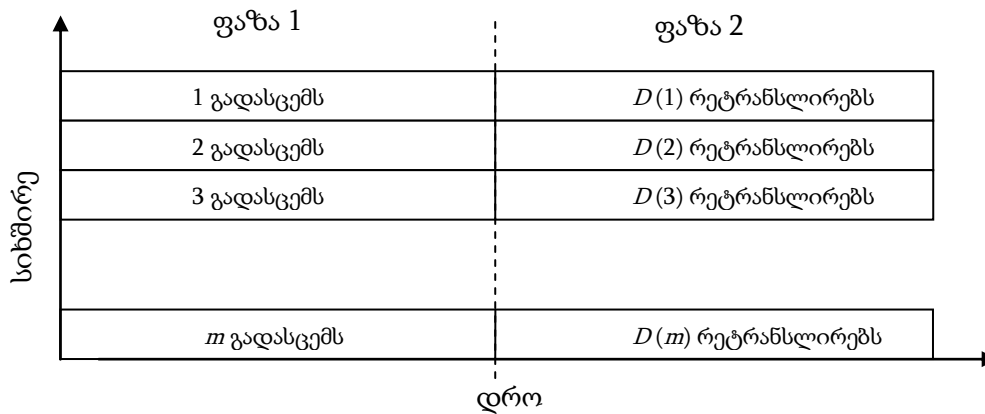


ნახ. 2.5 არაკოოპერაციული საშუალებათა შეღწევის კონტროლი.

ნახ. 2.6-ზე ნაჩვენებია გამეორებაზე დაფუძნებული კოოპერაციული განცალკევების შემთხვევისათვის არხების გამოყენების მაგალითი, სადაც სარელეო MT-ები აძლიერებენ იმას რასაც იღებენ ან სრულად ახდენენ დეკოდირებას და იმეორებენ წყაროს სიგნალს, ისე როგორც არის [9, 10]-ში. ამ შემთხვევაშიც, MT-ს და BS-ს შორის გადაცემა ხორციელდება არხების თავისუფალი რესურსის $1/m$ ნაწილში.



ნახ. 2.6 გამეორებაზე დაფუძნებული საშუალებათა შეღწევის კონტროლი.



ნახ. 2.7 STC საშუალებათა შეღწევის კონტროლი.

ნახ. 2.7-ზე ნაჩვენებია არხების გამოყენება STC კოოპერაციის განცალკევების შემთხვევისათვის, როდესაც სარელეო MT-ები მეორე ფაზაში იყენებენ შესაფერის სივრცით-დროით კოდს და შეუძლიათ ერთდროულად გადასცენ ერთი და იგივე არხით. ამ შემთხვევაშიც MT-ს და

BS-ს შორის გადაცემა ხორციელდება არხების თავისუფალი რესურსის $1/m$ ნაწილში. მაგრამ, წინა ორი შემთხვევისაგან განსხვავებით, ამ შემთხვევაში თითოეული MT STC-ს გამოყენებისას იკავებს არხების თავისუფალი რესურსის $1/2$ ნაწილს, რაც მიღებულია მხედველობაში სიმპლავრისა და სიხშირული ზოლის ნორმალიზაციის დროს. პირველი ფაზის დროს, თითოეული პოტენციური სარელეო MT $r \in M - \{s\}$ შესაბამისი არხით იღებს

$$Y_r[n] = a_{s,r}x_s[n] + z_r[n] \quad (2.1)$$

სადაც $x_s[n]$ არის s -ური MT-ის მიერ გადაცემული სიგნალი, ხოლო $Y_r[n]$ კი სარელეო MT-ის მიერ მიღებული სიგნალი. დეკოდირებისა და გადამისამართების მეთოდის შემთხვევისათვის, თუ SNR არის საკმარისად მაღალი r -თვის, მაშინ იგი აკეთებს დეკოდირებას და $r \in D(s)$. გაძლიერებისა და გადამისამართების შემთხვევაში კი $D(s)$ -ს მიეკუთვნება ყველა დანარჩენი MT $D(s) = M - \{s\}$. BS-მიერ შესაბამისი არხით მიღებული სიგნალი აღიწერება შემდეგნაირად:

$$Y_{d(s)}[n] = a_{s,d(s)}x_s[n] + z_{d(s)}[n] \quad (2.2)$$

მეორე ფაზის დროს კი, გამეორებაზე დაფუძნებული და STC კოოპერაციული განცალკევების არხების მოდელები განსხვავდებიან ერთმანეთისაგან. პირველ შემთხვევაში BS იღებს შესაბამისი არხით სიგნალს ცალ-ცალკე თითოეული სარელეო MT-გან და მოდელი გამოიყურება შემდეგნაირად:

$$Y_{d(s)}[n] = a_{r,d(s)}x_r[n] + z_{d(s)}[n] \quad (2.3)$$

სადაც $x_r[n]$ არის r სარელეო MT-ის მიერ გადაცემული სიგნალი. ხოლო, STC კოოპერაციული განცალკევების შემთხვევაში ყველა სარელეო MT გადასცემს ერთი და იგივე არხით და მოდელი გამოიყურება ასე:

$$Y_{d(s)}[n] = \sum_{r \in D(s)} a_{r,d(s)}x_r[n] + z_{d(s)} \quad (2.4)$$

ზემოთ მოყვანილ არხის მოდელებში (2.1)-(2.4) $a_{i,j}$ ასახავს გავრცელების გზაზე სიგნალის მიღევას, ჩრდილოვან ეფექტს და სიხშირეთა არაარჩევითობის მიყუჩებას, ხოლო $z_j[n]$ კი, სისტემის ხმაურს და

ინტერფერენციას. ნახაზებზე მოცემულ დროში და სიხშირეთა ზოლში მიყუჩების ყველა კოეფიციენტი არის მუდმივი. სტატისტიკურად $a_{i,j}$ კოეფიციენტები არის მოდელირებული როგორც საშუალოდ ნულოვანი, დამოუკიდებელი, სიმეტრიული კომპლექსური გაუსის შემთხვევითი ცვლადი $1/\lambda_{i,j}$ ცვალებადობით, ისე რომ $|a_{i,j}|$ -ს მნიშვნელობას აქვს რეილის განაწილება. $z_j[n]$ -ის მოდელირება კი ავტორებმა გააკეთეს ისე, რომ იგი წარმოადგენს საშუალოდ ნულოვან, ურთიერთდამოუკიდებელ, სიმეტრიულ, კომპლექსურ გაუსის შემთხვევით მიმდევრობას N ცვალებადობით. ასევე ორი მნიშვნელოვანი სისტემის პარამეტრი არის გამოყენებული ნაშრომში: SNR და სპექტრალური ეფექტურობა R . ეს პარამეტრები ავტორებმა განსაზღვრეს ჯერ სტანდარტული ვარიანტისთვის არაკოორპერაციული მეთოდისათვის. თუ საშუალოდ MT-ის სიმძლავრე უწყვეტი-დროითი არხისათვის არის P_c , დისკრეტულ-დროითი სიმძლავრე არაკოორპერაციული და გამეორებაზე დაფუძნებული კოორპერაციული განცალკევებისათვის იქნება $P = mP_c/W$, სადაც W არის სრული სიხშირული ზოლი. STC კოორპერაციული განცალკევებისათვის დისკრეტულ-დროითი სიმძლავრე არის $2P/m$ (ნახ 2.7). შესაბამისად არხის მოდელი მოცემულია პარამეტრით SNR-ის შემთხვევითი ცვლადით $\text{SNR}|a_{i,j}|^2$, სადაც

$$\text{SNR} = \frac{mP_c}{N_0W} = \frac{P}{N_0} \quad (2.5)$$

არის მიყუჩების გარეშე. მეორე პარამეტრი არის სპექტრალური ეფექტურობა R ბიტი წამში ჰერცზე. ჩვეულებრივად სისტემის პარამეტრებია (SNR, R), მაგრამ ავტორებმა ამჯობინეს, რომ შედეგები ეყრდნობოდეს (SNR, R_{norm}), სადაც

$$R_{\text{norm}} = \frac{R}{\log(1 + \text{SNR}\sigma_{s,d(s)}^2)} \quad (2.6)$$

ადიტიური თეთრი გაუსის ხმაურის (AWGN) მქონე არხისათვის W/m სიხშირული ზოლით და SNR-ით, რომელიც მოცემულია როგორც $\text{SNR}\sigma_{s,d(s)}^2$, $R_{\text{norm}} < 1$ არის სპექტრალური ეფექტურობა, რომელიც ნორმალიზებულია მაქსიმალური შესაძლო სპექტრალური ეფექტურობით, ანუ არხის გამტარუნარიანობა. (SNR, R) პარამეტრების გამოყენებით შედეგები

წარმოაჩენს ნორმალიზებულ SNR-ის მოგებასა და პროტოკოლის სპექტრალურ ეფექტურობას შორის კომპრომისს, როდესაც, (SNR, R_{norm})-ის შემთხვევაში შედეგები აჩვენებს განცალკევების რიგისა და პროტოკოლის ნორმალიზებული სპექტრალური ეფექტურობის შორის კომპრომისს. ასეთი სახით შედეგების წარმოჩენა თავდაპირველად შემუშავებული იქნა [11, 12]-ში.

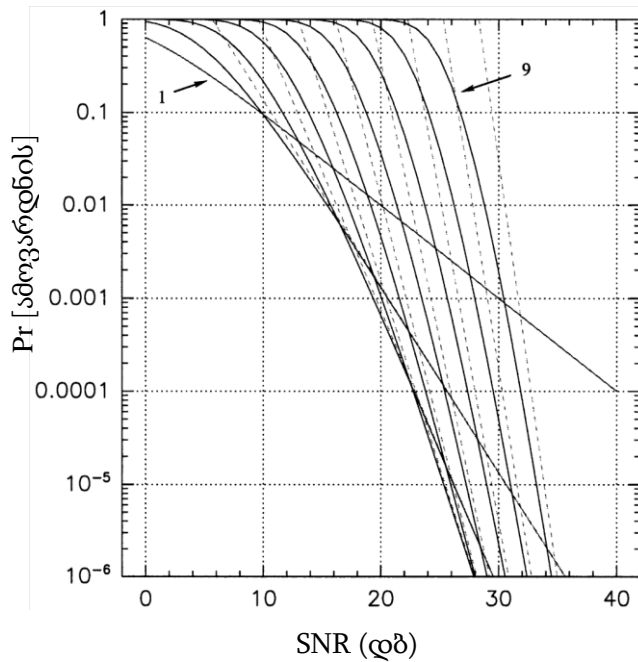
ლეინმანმა და ვორნელმა, როგორც ავლნიშნეთ ზემოთ, აჩვენეს შედეგები ორი ნახაზის სახით. პირველი არის გამეორებაზე დაფუძნებული კოოპერაციული მეთოდისათვის, იხილეთ ნახ. 2.8, სადაც ნაჩვენებია ამოვარდნის ალბათობის დამოკიდებულება SNR-ზე. ეს უკანასკნელი გულისხმობს ერთნაირ SNR-ს ყველა MT-თვის. ამ მეთოდში I_{rep} წარმოადგენს არხში გამავალ საშუალო ინფორმაციას, არის შემთხვევითი ცვლადი და არის რამდენიმე ფაქტორის ფუნქცია: კოდური სქემის, $D(s)$ -ში პოტენციური სარელეო MT-ბის ჩართულობის წესის და არხის მიყუჩების კოეფიციენტის. ამოვარდნის ალბათობა არის განსაზღვრული როგორც შემთხვევის ალბათობა, როდესაც I_{rep} ჩამოდის გარკვეულ ფიქსირებულ სპექტრალურ ეფექტურობის ზღვარზე დაბლა $\Pr [I_{\text{rep}} < R]$.

$$\Pr[I_{\text{rep}} < R] = \sum_{D(s)} \Pr[D(s)] \Pr[I_{\text{rep}} < R|D(s)] \quad (2.7)$$

გარკვეული გარდაქმნების შედეგად ავტორებმა ამოვარდნის ალბათობის მიახლოებული მნიშვნელობა გამოიყვანეს როგორც

$$\Pr[I_{\text{rep}} < R] \sim \frac{1}{(|D(s)|+1)!} \left[\frac{2^{mR}-1}{\text{SNR}} \right]^m \times \sum_{D(s)} \lambda_{s,d(s)} \times \prod_{r \in D(s)} \lambda_{r,d(s)} \times \prod_{r \notin D(s)} \lambda_{s,r} \times \quad (2.8)$$

ნახ. 2.8-ზე ნაჩვენებია ორი მრუდი თითო MT-თა რიცხვისათვის. უწყვეტ მრუდს შეესაბამება ამოვარდნის ალბათობის ნამდვილი მოდელირებული მნიშვნელობები, ხოლო წყვეტილ მრუდს კი 2.8-ის მიხედვით დათვლილი მიახლოებული მნიშვნელობები, სადაც $\lambda_{i,j} = 1$. ნახაზიდან ჩანს, რომ დეკოდირებისა და გადამისამართების მეთოდით მიღწევა m რიგის სრული განცალკევება მაღალი SNR დროს.



ნახ. 2.8 ამოვარდნის ალბათობა გამეორებაზე დაფუძნებული კოოპერაციული განცალკევებისათვის.

ნახ. 2.9-ზე ნაჩვენებია ამოვარდნის ალბათობის დამოკიდებულება SNR-ზე STC-ზე დაფუძნებული კოოპერაციული მეთოდისათვის, სადაც გამოყენებულია შესაბამისი სივრცითი-დროითი კოდები. ისევე როგორც წინა შემთხვევაში, გამოყენებულია შემდეგი ამოვარდნის ალბათობა

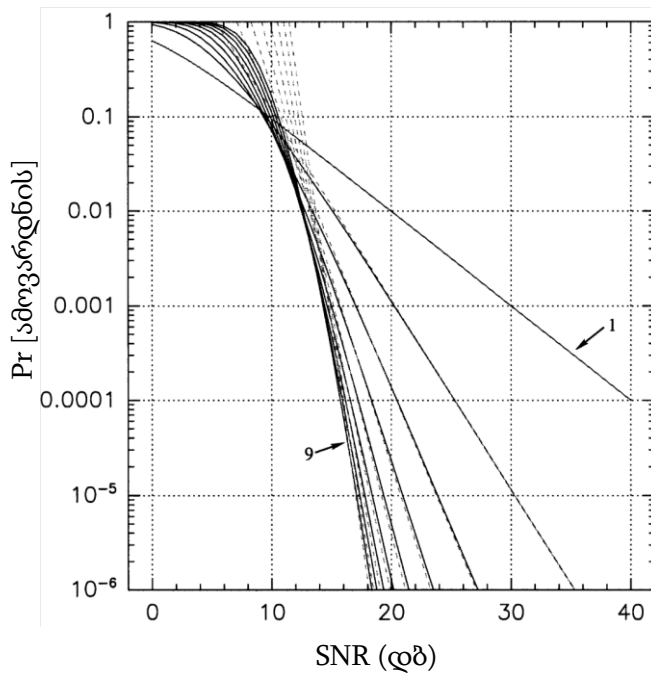
$$\Pr[I_{\text{stc}} < R] = \sum_{D(s)} \Pr[D(s)] \Pr[I_{\text{stc}} < R|D(s)] \quad (2.9)$$

შესაბამისი გარდაქმნების შედეგად ავტორებმა მიიღეს ალბათობის მიახლოებული მნიშვნელობა

$$\Pr[I_{\text{stc}} < R] \sim \left[\frac{2^{2R}-1}{2^{\text{SNR}/m}} \right]^m \times \sum_{D(s)} \lambda_{s,d(s)} \times \prod_{r \in D(s)} \lambda_{r,d(s)} \times \prod_{r \notin D(s)} \lambda_{s,r} \times A_{|D(s)|}(2^{2R} - 1) \quad (2.10)$$

ნახ. 2.9-ზე ნაჩვენებია ორი მრუდი თითო MT-თა რიცხვისათვის. უწყვეტ მრუდს შეესაბამება ამოვარდნის ალბათობის ნამდვილი მოდელირებული მნიშვნელობები, ხოლო წყვეტილ მრუდს კი 2.10-ის მიხედვით დათვლილი მიახლოებული მნიშვნელობები, სადაც $\lambda_{i,j} = 1$. ნახაზიდან ჩანს, რომ STC კოოპერაციული განცალკევების მეთოდით მიღწევა m რიგის სრული განცალკევება მაღალი SNR დროს, მაგრამ წინა

მეთოდისაგან განსხვავებით SNR კლებულობს წრფივად m -თან მიმართებაში.



ნახ. 2.9 ამოვარდნის ალბათობა STC-ზე დაფუძნებული კოოპერაციული განცალკევებისათვის.

კითხვა ისმის: თუ ჩვენ გავაკეთებთ STC-ის დიზაინს მაქსიმუმ N ანტენისათვის, მაგრამ რეალურად მხოლოდ n ქვეჯგუფი გადასცემს, შეუძლია თუ არა STC-ს კოდს უზრუნველყოს n რიგის განცალკევება. ორთოგონალური დიზაინის მქონე სივრცითი-დროითი ბლოკური კოდების კლასს [13, 14] გააჩნია ეს თვისება [15]. მნიშვნელოვანია ის, რომ ამ კოდებს აქვთ ორთოგონალური ტალღები, რომლებიც სხივებიან თითოეული ანტენის მიერ კოდური მატრიცის სვეტების შესაბამისად. რომელიმე ანტენის არ არსებობა შეესაბამება კოდური მატრიცის შესაბამისი სვეტის არ არსებობას, რაც იგივეა, რომ ეს ანტენა განიცდიდეს ღრმა მიყუჩებას. ქსელს უნდა ჰქონდეს საშუალება გაანაწილოს კოდური მატრიცის სვეტები ტერმინალების მიხედვით და კოორდინაცია გაუწიოს MAC-ს. ისე რომ, STC

კოოპერაციული განცალკევების პროტოკოლი ასეთი კოდებით შეიძლება იყოს გამოყენებული პრაქტიკაში.

STC კოოპერაციულ განცალკევების მეთოდს გააჩნია ის ნაკლი, რომ ზოგადად მხოლოდ ორ ანტენიანი მატრიცა არის სრულყოფილი, ანუ როდესაც კოდური სიჩქარე ტოლია ერთის. ასევე ის, რომ ამ პროტოკოლის განხორციელებისათვის საჭიროა MT-ბის ბლოკური და სიმბოლური სინქრონიზაცია, რაც წარმოადგენს პრაქტიკული თვალსაზრისით სირთულეს.

და ბოლოს, მოკლედ შევაჯამოთ ნაშრომ [8]-ში STC კოოპერაციული განცალკევების მეთოდის შედეგები. STC კოოპერაციულ გადაცემას მიყვევართ სქემამდე, რომლის ამოვარდნის ალბათობა მცირდება ასიმპტოტურად როგორც $1/\text{SNR}^{m(1-2R_{\text{norm}})}$, სადაც SNR წარმოადგენს საშუალო მნიშვნელობას MT-ბს შორის და $0 < R_{\text{norm}} < 1/m$ არის პროტოკოლის შესაბამისად ნორმალიზებული სპექტრალური ეფექტურობა. ამ კონტექსტში, სრული განცალკევება ეყრდნობა იმ ფაქტს, რომ როდესაც $R_{\text{norm}} \rightarrow 0$ ამოვარდნის ალბათობა მცირდება $1/\text{SNR}^m$ -ის პროპორციულად. არაკოოპერაციული გადაცემის დროს ამოვარდნის ალბათობა მცირდება $1/\text{SNR}^{(1-R_{\text{norm}})}$ -ის პროპორციულად. ისე რომ, მხოლოდ პატარა R_{norm} -ის დროს კოოპერაციული განცალკევების ამოვარდნის ალბათობა მცირდება სწრაფად, უფრო ზუსტად როდესაც $R_{\text{norm}} < 1/(m + 1)$, შესაბამისად მიიღწევა m რიგის სრული განცალკევება.

თავი 3

პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებული კოდური კოოპერაცია

კოოპერაციულ სქემებში [6-7, 16-20], წოდებული 'კოდური კოოპერაცია', თითოეული მომხმარებლის კოდური სიტყვის სხვადასხვა ნაწილი გადაიცემა დამოუკიდებელი მიყუჩების გზებით [6-7, 16-18]. ჰანტერს და სხვებს აღწერილი აქვთ კოდური სიტყვის დანაწევრება [6-7]. იგი მდგომარეობს შემდეგში, კოდური სიტყვა იყოფა ორ ნაწილად. პირველი ნაწილი წარმოადგენს საინფორმაციო და ჭარბ ბიტებს, ხოლო მეორე კი მხოლოდ ჭარბ ბიტებს, რომლებიც წარმოიშვებიან პირველი ნაწილისაგან. შემდეგ ორი კოოპერირებული MT იწყებს თავისი კოდური სიტყვის პირველი ნაწილის გადაცემას და პარტნიორი ცდილობს მის დეკოდირებას. თუ დეკოდირება წარმატებულია, მაშინ დარჩენილი ჭარბი ბიტები (მეორე ნაწილი) გამოითვლება და გადაიცემა BS-ის მიმართულებით. წინააღმდეგ შემთხვევაში პარტნიორი გადასცემს საკუთარ ჭარბ ბიტებს. [18-19]-ში ავტორებს შემოთავაზებული აქვთ კოდური კოოპერაციის სქემა, რომელსაც ეწოდება 'განაწილებული ტურბო კოდირება'. ფაქტობრივად, ამ სქემის კონცეფცია [6-7]-ს მსგავსია. ამ შემთხვევაში გამოყენებულია 1/2 რეკურსიული სისტემატური ხვევადი კოდი, რომლის საშუალებითაც ხდება მონაცემთა კოდირება და გადაცემა. შემდეგ პარტნიორი ჯერ აკეთებს მიღებული მონაცემების დეკოდირებას, შემდეგ დეკოდირებულ მონაცემებს ატარებს ინტერლივერში და შემდეგ ხელახლა აკეთებს მის კოდირებას იგივე ხვევადი კოდის გამოყენებით და გადასცემს BS-ს. და ბოლოს, BS დეკოდირებისას იყენებს სტანდარტულ ტურბო დეკოდერს. ამ სქემით მიიღწევა მაღალი კოდური მოგება გაზრდილი სირთულის ფასად. [17]-ში ავტორებმა აჩვენეს, რომ ნელი მიყუჩების გარემოში, სადაც არხი შეიძლება იყოს მოდელირებული როგორც ბლოკური მიყუჩების არხი [21], სადაც გამოიყენება არხის კოდები, რომლებიც შექმნილია ბლოკური მიყუჩების

არხებისათვის და ასევე ხდება კოდური დანაწევრება, შეიძლება შემუშავდეს კოოპერაციულ კომუნიკაციაზე მორგებული ახალი კოდები, რომლებსაც აქვთ უკეთესი მაჩვენებლები, ვიდრე გაძლიერებისა და გადამისამართების კოოპერაციის სტრატეგიას.

ყველა ზემოთ ხსენებული სქემები განკუთვნილია ორი მომხმარებლისათვის გარდა [8, 20]-ისა, სადაც ავტორებს წარმოდგენილი აქვთ საწყისი შედეგები ორზე მეტი მომხმარებლისათვის. შალვიმ [20]-ში შემოგვთავაზა კოოპერაციული განცალკევების სქემების კლასი, რომელიც ეფუძნება კოოპერაციული MT-ის მონაცემთა გაერთიანებულ კოდირებას. მან აჩვენა, რომ რვა კოოპერაციული MT-ის შემთხვევაში, მიიღწევა მე-3 და მე-4 რიგის განცალკევება კოდური სიჩქარით 1.47/2 და 1.25/2 შესაბამისად.

ამ თავში ჩვენ მიერ შემოთავაზებულია ახალი მრავალპარტნიორიანი კოდური კოოპერაციის სქემა, რომლის საშუალებითაც მიღწეულია გადაცემის სრული განცალკევება. ამ პროტოკოლში ადგილი აქვს ორ ფაზას. პირველ ფაზაში თითოეული ტერმინალი გადასცემს ფრეიმს პარტნიორებს და BS-ს. თუ კი ეს უკანასკნელი შეცდომით გააკეთებს ყველა პარტნიორის მონაცემების დეკოდირებას, მაშინ ადგილი ექნება მეორე ფაზას, რომლის დროსაც თითოეული პარტნიორი მიყუჩების დამოუკიდებელი არხებით გადასცემს მხოლოდ ზოგიერთ ჭარბ ბიტს, რომლებიც დაკავშირებულები არიან წინა ფაზის მონაცემებთან. ამგვარად მიიღწევა გადაცემის განცალკევება. უნდა აღინიშნოს, რომ [6-7]-ის კოდური კოოპერაციისგან განსხვავებით, ჩვენ მიერ შემოთავაზებულ სქემაში კოდური სიტყვის დანაწევრება არ გამოიყენება და შესაბამისად მოსალოდნელია კოდური სიჩქარის გაუმჯობესდება.

ეს თავი ორგანიზებულია შემდეგნაირად, 3.1 ქვეთავში მოკლედ არის განხილული ფუნდამენტალური მასალა უწყვეტი ფაზის მქონე სიხშირული მოდულაციის შესახებ (CPFSK), რაც გამოყენებულია სისტემურ მოდელში. 3.2 ქვეთავში ჩვენ აღწერთ სისტემურ მოდელს. 3.3 ქვეთავში ჩვენ შემოგვაქვს კოდური კოოპერაციის ახალი სქემა და ვაკეთებთ

პროტოკოლის აღწერას. 3.4 ქვეთავში კომპიუტერული მოდელირების საფუძველზე ვაკეთებთ ჩვენ მიერ შემოთავაზებული სქემის მუშაობის ხარისხის ანალიზს და განვიხილავთ შედეგებს. და ბოლოს, 3.5 ქვეთავში ვაკეთებულისა ზოგიერთი დასკვნა.

3.1 სიხშირული მოდულაცია უწყვეტი ფაზით (საფუძვლები)

რადგან, შემდგომში სისტემურ მოდელში გამოყენებულია მოდულაცია მინიმალური ძვრით (MSK) [22], ამ ქვეთავში მოყვანილია CPFSK-ს საფუძვლები, რომლის კერძო შემთხვევაც არის MSK. განვიხილავთ კომპრომისს სირთულეს, სიმძლავრის ეფექტურობასა და სიხშირულ ზოლს შორის. ასევე განხილულია წანაცვლებული ფაზის წარმოდგენა. დიფერენციალური მოდულაცია მინიმალური ძვრით (DMSK) არის CPFSK-ის კერძო, არარეკურსიული შემთხვევა, რომელიც ასევე წარმოდგენილია.

CPFSK-ის დროს ჩვენ გვაქვს საინფორმაციო $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots)$ მიმდევრობა საინფორმაციო $a_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M - 1)\}$ სიმბოლოებითა და $n = 0, 1, \dots$ სიმბოლოს ინტერვალის ნომრებით. ალფავიტის ზომა M ჩვეულებრივად არის $M = 2^q$ რომელიმე მთელი q -თვის. საინფორმაციო მიმდევრობა მოდულირებას უკეთებს გადამტანი სიხშირის ფაზას f . მოდულირებული სიგნალი არის:

$$s(t, \mathbf{a}) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \varphi(t, \mathbf{a}) + \varphi_0), \quad (3.1)$$

სადაც E_s არის საინფორმაციო სიმბოლოზე მოსული ენერგია, T_s - სიმბოლოს ინტერვალის ხანგრძლივობა, ხოლო φ_0 კი არის ფაზის საწყისი ნებისმიერი, მუდმივი მნიშვნელობა, რომელიც შეიძლება ჩაითვალოს ნულის ტოლი.

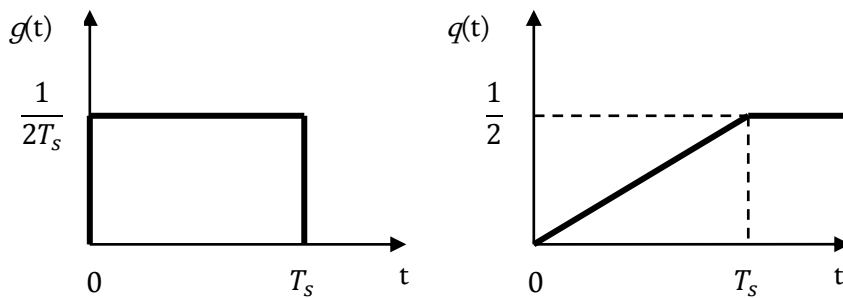
$$\varphi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \int_0^t \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot g(\tau - nT_s) d\tau, \quad (3.2)$$

სადაც h -ით აღნიშნულია მოდულაციის ინდექსი. რადგანაც t დროის ფაზა დამოკიდებულია წინა საინფორმაციო სიმბოლოებზე, მოდულაციას აქვს მეხსიერება. CPFSK-ში სიხშირული იმპულსი $g(t)$ არის მართკუთხა

$$g(t) = \begin{cases} 1/(2T_s) & \text{for } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.3)$$

იხილეთ ნახ. 3.1. სიხშირული იმპულსი არის T_s ხანგრძლივობის და შესაბამისად CPFSK არის სრული გამოხმაურების მქონე სისტემა. ფაზური იმპულსი (ნახ. 3.1) არის მოცემული როგორც

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{for } t < 0 \\ t/2T_s & \text{for } 0 \leq t \leq T_s \\ 1/2 & \text{for } t > T_s \end{cases} \quad (3.4)$$



ნახ. 3.1 სიხშირული და ფაზური იმპულსები CPFSK დროს.

(3.2) ინტეგრირების შედეგად და ასევე სიხშირული იმპულსის ფორმის გამო ფაზას აქვს გლუვი მახასიათებლები, რაც ნიშნავს იმას, რომ ფაზა არ ხტუნაობს სიმბოლური ინტერვალის კიდეებში. MSK არის CPFSK-ის კერძო შემთხვევა, როდესაც $M = 2$ და მოდულაციის ინდექსი $h = 1/2$. ციფრული მოდულაციის სქემების შეფასებისას სამი მნიშვნელოვანი ასპექტი უნდა იყოს მიღებული მხედველობაში: სიმძლავრის ეფექტურობა, სიხშირული ზოლი და სირთულე.

ფაზის ბადე. სირთულის შესაფასებლად შეიძლება იყოს გამოყენებული ფაზის ბადის მდგომარეობათა რაოდენობა. განვიხილოთ ფაზა $\varphi(t, \mathbf{a})$. $t \in [nT_s, (n+1)T_s)$ ინტერვალის დროს ფაზა შეიძლება იყოს გამოსახული ფაზური იმპულსის მეშვეობით (3.4) შემდეგნაირად:

$$\varphi(t, \mathbf{a}) = \pi h \sum_{l=0}^{n-1} a_l + 2\pi h a_n \cdot q(t - nT_s) \quad (3.5)$$

$t = nT_s$ დროს (სიმბოლური ინტერვალის კიდეში), ფაზა ცალსახად განისაზღვრება როგორც ჯამი $\pi h \sum_{l=0}^{n-1} a_l$. უფრო მეტიც ფაზები, რომლებიც განსხვავდებიან 2π -ის მთელ რიცხვზე ნამრავლით, ფიზიკურად

განუსხვავებლები არიან. შესაბამისად, ფაზა $t = nT_s$ დროს ცალსახად განისაზღვრება ფაზის მდგომარეობით [23]

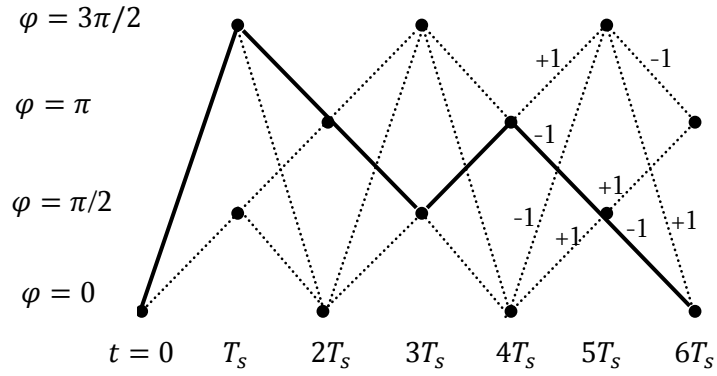
$$\varphi_n = [\pi h \sum_{l=0}^{n-1} a_l] \bmod 2\pi \quad (3.6)$$

პირობითად ვიღებთ რომ $\varphi = 0$. შემდეგში ჩვენ განვიხილავთ მხოლოდ მოდულაციის ინდექსებს ფორმით

$$h = K/P \quad (3.7)$$

სადაც ორი მთელი K -ს და P -ს უდიდესი საერთო გამყოფი ერთის ტოლია. ამ პირობების შედეგად ფაზის მდგომარეობა ღებულობს სხვადასხვა მნიშვნელობების სასრულ რაოდენობას და იგი უდრის P -ს როდესაც K არის ლუწი და ტოლია $2P$, როდესაც K კენტია. ყველა შესაძლო საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots)$ და მათი შესაბამისი ფაზის მდგომარეობათა მიმდევრობა $(\varphi_0, \varphi_1, \dots)$ შეიძლება წარმოდგენილი იქნას როგორც ტრაექტორიები ფაზის ბადეზე [22, 23]. არარაციონალური h -თვის ფაზის მდგომარეობა ღებულობს უსასრულოდ ბევრ სხვადასხვა მნიშვნელობებს და ბადის წარმოდგენა ხდება შეუძლებელი.

მაგალითი 1. MSK-ს შემთხვევაში ფაზის მდგომარეობა ღებულობს შემდეგ მნიშვნელობებს $\varphi_n \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$. ფაზის ბადის ყოველი კვანძი (ნახ. 3.2) წარმოადგენს ფაზის შესაძლო მდგომარეობას nT_s დროს. ფაზის შესაძლო მდგომარეობათა კრებული განსხვავდება ინტერვალიდან ინტერვალამდე. თითოეული შტო წარმოადგენს შესაძლო გადასვლას ფაზის ორ მდგომარეობას შორის და აღნიშნულია შესაბამისი საინფორმაციო სიმბოლოთი. წარმოვიდგინოთ, რომ გვაქვს საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{a} = (-1, -1, -1, +1, -1, -1, \dots)$. ეს შეესაბამება ფაზის მდგომარეობათა მიმდევრობას $(0, 3\pi/2, \pi, \pi/2, \pi, \pi/2, 0, \dots)$, რომელიც წარმოდგენილია როგორც ერთიანი ტრაექტორია ნახ. 3.2 -ზე. CPFSK-თვის ოპტიმალური მიმღები გულისხმობს მიმდევრობის მაქსიმალური დამაჯერებლობით შეფასებას (MLSE).



ნახ. 3.2 MSK-ს ფაზის ბადე.

რაციონალური h -თვის, ფაზის ბადეზე MLSE შეიძლება განხორციელდეს ეფექტურად ვიტერბის ალგორითმის გამოყენებით [24]. აქედან გამომდინარე, მდგომარეობათა რიცხვი ფაზის ბადეზე განაპირობებს ოპტიმალური მიმღების სირთულეს.

თავისუფალი მანძილი. ორ მოდულირებულ სიგნალს შორის მანძილის გასაზომად ჩვენ ვიყენებთ ნორმალიზებულ კვადრატურ ევკლიდურ მანძილს (NSED). დაუშვათ გვაქვს N სიმბოლოთა ინტერვალის სიგრძის ორი სიგნალი $s(t, \mathbf{a})$ და $s(t, \hat{\mathbf{a}})$. ამ ორ სიგნალს შორის NSED განისაზღვრება როგორც [22]

$$D = \frac{\Delta E}{2E_b} = \frac{\log_2 M}{2E_s} \int_0^{NT} (s(t, \hat{\mathbf{a}}) - s(t, \mathbf{a}))^2 dt \quad (3.8)$$

სადაც ΔE არის სიგნალებს შორის სხვაობის ენერჯია და $E_b = E_s / \log_2 M$ არის M -ური სიმბოლოს მიერ გადაცემული ორობითი სიმბოლოს ენერჯია. ნებისმიერ ორ განსხვავებულ სიგნალს შორის უმცირეს NSED-ს ეწოდება ნორმალიზებული კვადრატური თავისუფალი ევკლიდური მანძილი (NSFED) და ამ ნამუშევარში ავღნიშნავთ როგორც D_{free} . NSFED განსაზღვრავს ბიტზე მოსულ შეცდომების მაჩვენებელს მაღალი SNR დროს [22]. მოდულაციის რაციონალური h ინდექსებისათვის CPFSK-ს NSFED შეიძლება განისაზღვროს ანალიტიკურად. როდესაც $h = K/P \leq 1/2$ NSFED დათვლილია [25]-ში და არის

$$D_{free} = \begin{cases} \min\{\log_2 M, 2 \cdot \log_2(M)(1 - si(2\pi h))\} & \text{for } M > P \\ 2 \cdot \log_2(M)(1 - si(2\pi h)) & \text{else} \end{cases} \quad (3.9)$$

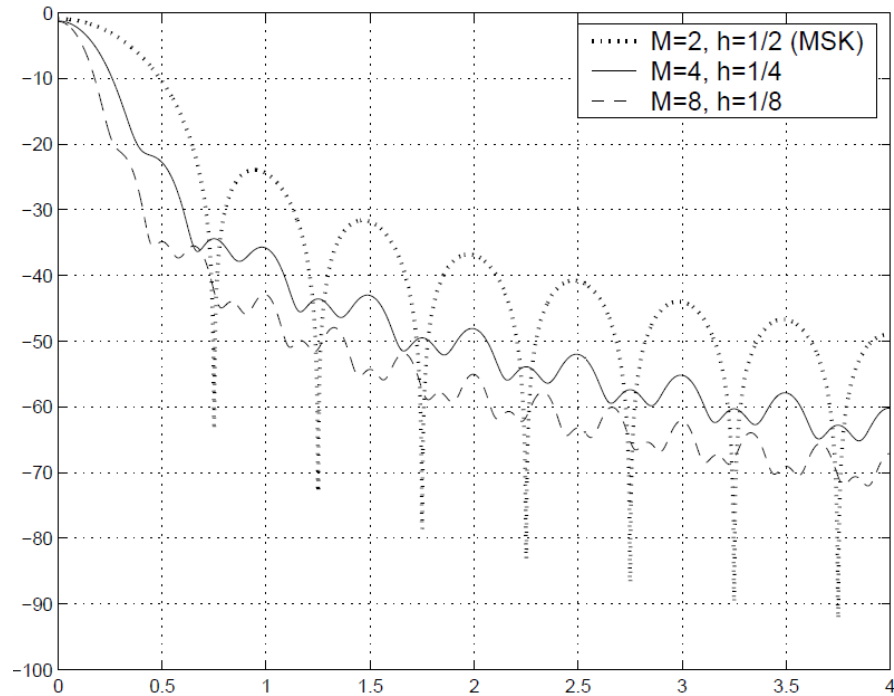
სადაც $si(x) = \sin(x)/x$. [26]-ში ნაპოვნია გამოსახულება ნებისმიერი რაციონალური h -თვის. არარაციონალური h -თვის NSFED-ის ზედა ზღვარი მოცემულია [27]-ში.

სიხშირული ზოლი. CPFSK-ს სპექტრალურ თვისებებს განსაზღვრავს სიმძლავრის სპექტრალური სიმკვრივე $\Phi(f)$. მიახლოებული გადაწყვეტა მოცემულია [28]-ში. ნახ. 3.3-ზე მოცემულია სიმძლავრის ცალმხრივი სპექტრალური სიმკვრივის სამი მაგალითი, რომელიც ნორმალიზებულია $\Phi(0) = 1$ (დბ) და ნორმალიზებული $(f - f_c) \cdot T_b$ სიხშირით, სადაც $T_b = T_s / \log_2 M$. MSK-ს აქვს შედარებით განიერი სპექტრის გვერდითი ფურცლები. CPFSK-ს, რომლის $M = 4$ და $h = 1/4$, აქვს უფრო დამრეცი სპექტრის გვერდები, ხოლო CPFSK-ს, რომლის $M = 8$ და $h = 1/8$, აქვს უფრო მეტად დამრეცი სპექტრის გვერდები. მეორეს მხრივ, სპექტრის სუსტი გვერდების მქონე CPFSK-ს უპირატესობა ჯდება მეტი სირთულისა და ნაკლები NSFED-ის ფასად. მაგალითად, MSK-ს მდგომარეობათა რიცხვი ფაზის ბადეზე არის 4, CPFSK-ს ($M = 4$ და $h = 1/4$) არის 8 და CPFSK-ს ($M = 8$ და $h = 1/8$) არის 16. ამ სისტემების NSFED მოცემულია 3.1 ცხრილში. მოდულაციის სიხშირული ზოლი, როგორც წესი განისაზღვრება როგორც სიხშირე B_{99} , რომლისთვისაც $[(f_c - B_{99})T_b, (f_c + B_{99})T_b]$ ინტერვალი მოიცავს სიგნალის სიმძლავრის 99%. B_{99} აკმაყოფილებს შემდეგს:

$$0.99 = \frac{\int_{(f_c - B_{99})T_b}^{(f_c + B_{99})T_b} \Phi(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(f) df} \quad (3.10)$$

ანალოგიურად, შეიძლება იყოს განსაზღვრული ასევე B_{90} და $B_{99.9}$. 3.1 ცხრილში მოყვანილია სიხშირული ზოლისა და (3.9)-ს შესაბამისად NSFED-ის ზოგიერთი მაგალითი. CPFSK-ს ($M = 4$ და $h = 1/3$) აქვს MSK-ს მსგავსი NSFED, მაგრამ უფრო ვიწრო სიხშირული ზოლი და მეტი სირთულე. სხვა სისტემებისათვის, ტიპიურია ის რომ, სიხშირული ზოლის ეფექტურობა

ხერხდება ნაკლები NSFED-ის ხარჯზე, ანუ ნაკლები სიმბლავრის ეფექტურობის ხარჯზე.



ნახ. 3.3 CPFSK-ს სიმბლავრის ცალმხრივი სპექტრალური სიმკვრივე.

მაგრამ, როდესაც მოდულაციის ინდექსი არის $h > 1/2$, სიხშირული ზოლი იზრდება მონოტონურად, და ამ დროს NSFED მეტად ვეღარ გაიზრდება მნიშვნელოვნად.

	$2B_{90}T_b$	$2B_{99}T_b$	$2B_{99.9}T_b$	D_{free}
$M=2, h=1/2$ (MSK)	0.78	1.18	2.74	2.00
$M=4, h=1/3$	0.55	0.97	1.84	2.00
$M=4, h=1/4$	0.43	0.77	1.38	1.45
$M=8, h=1/8$	0.29	0.54	0.93	0.60

ცხრილი 3.1 CPFSK-ს მიერ დაკავებული სიხშირული ზოლი და NSFED.

დასკვნის სახით შეიძლება ითქვას, რომ ალფავიტის M ზომისა და მოდულაციის ინდექსის h შერჩევით შეიძლება კომპრომისის მიღწევა სიხშირულ ზოლსა და სიმძლავრის ეფექტურობას შორის.

წანაცვლებული ფაზა. ჩვენ ვთვლით, რომ h არის რაციონალური (3.7). წანაცვლებული ფაზა [29] განისაზღვრება შემდეგნაირად

$$\psi(t, \mathbf{a}) = \varphi(t, \mathbf{a}) + \pi h(M - 1) \cdot t/T_s \quad (3.11)$$

ეს ნიშნავს იმას, რომ $\varphi(t, \mathbf{a})$ და წანაცვლებულ $\psi(t, \mathbf{a})$ ფაზებს შორის არსებობს რაღაც ძვრა. ამ ძვრის კომპენსაციისათვის შემოღებულია მოდიფიცირებული სიხშირე

$$f_1 = f_c - h(M - 1)/(2T_s) \quad (3.12)$$

(3.11) და (3.12) მეშვეობით მოდულირებული სიგნალი (3.1) გახდება შემდეგი

$$s(t, \mathbf{a}) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_1 t + \psi(t, \mathbf{a}) + \Psi_0) \quad (3.13)$$

სადაც Ψ_0 არის ნებისმიერი ფაზური ძვრა და ჩვენ მას ვთვლით, რომ არის 0. ამგვარად, წანაცვლებული ფაზა $\psi(t, \mathbf{a})$ იზომება f_1 მოდიფიცირებულ სიხშირესთან მიმართებაში, ხოლო ფაზა $\varphi(t, \mathbf{a})$ იზომება f_c გადამტან სიხშირესთან მიმართებაში. უფრო მოხერხებულია შემოვიტანოთ მოდიფიცირებული საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots)$ [29]. სიმბოლოები $u_n \in \{0, \dots, (M - 1)\}$ უერთდება a_n სიმბოლოებს შემდეგნაირად

$$a_n = 2u_n - M + 1 \quad (3.14)$$

მოდულირებული სიგნალი $s(t, \mathbf{a})$ ეხლა შეიძლება გამოვსახოთ როგორც \mathbf{u} -ზე დამოკიდებული. (3.2), (3.4), (3.11) და (3.14) გამოყენებით $t \in [nT_s, (n + 1)T_s)$ ინტერვალისთვის გვაქვს შემდეგი

$$s(t, \mathbf{u}) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_1 t + 2\pi h \sum_{l=0}^{n-1} u_l + 4\pi h u_n \cdot q(t - nT_s) + \psi_0) \quad (3.15)$$

სადაც $s(t, \mathbf{a})$ -ს ნაცვლად ჩავწერთ $s(t, \mathbf{u})$. თითოეულ მოდიფიცირებულ საინფორმაციო სიმბოლოს u_n ჩვენ ავსახეთ ბიტების მარკირება, რომელიც შედგება ორობითი q -თანრიგიან (b_1, \dots, b_{q_i}) სიტყვისაგან, იხილეთ ცხრილი

3.2. ჩვენ განვიხილეთ ნატურალური ორობითი და "გრეი" ასახვა. ნატურალური ორობითი ასახვისას b_1 არის ყველაზე ნაკლებად მნიშვნელოვანი ბიტი.

	$M=2$		$M=4$		$M=8$	
სიმბოლო u	ნატურალური ორობითი b_1	გრეი	ნატურალური ორობითი $b_2 b_1$	გრეი $b_2 b_1$	ნატურალური ორობითი $b_3 b_2 b_1$	გრეი $b_3 b_2 b_1$
0	0	/	0 0	0 0	0 0 0	0 0 0
1	1	/	0 1	0 1	0 0 1	0 0 1
2			1 0	1 1	0 1 0	0 1 1
3			1 1	1 0	0 1 1	0 1 0
4					1 0 0	1 1 0
5					1 0 1	1 1 1
6					1 1 0	1 0 1
7					1 1 1	1 0 0

ცხრილი 3.2 CPFSK-ს დროს საინფორმაციო სიმბოლოებისა და ბიტების ასახვას შორის შესაბამისობა.

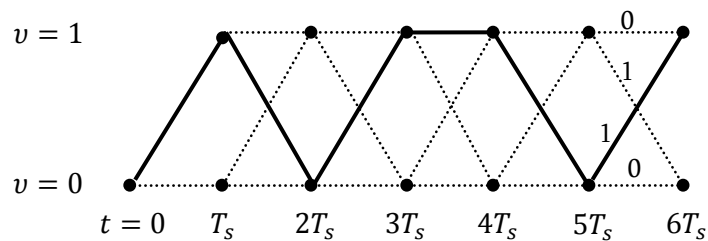
დაუშვათ P -ს ჯერად მთელ რიცხვს ვამატებთ (3.15)-ში მოცემულ ჯამს $\sum_{i=0}^{n-1} u_i$. რადგანაც $h = K/P$, ეს ექვივალენტურია იმისა, რომ კოსინუსის ფუნქციის არგუმენტს დავამატოთ 2π -ის ჯერადი მთელი რიცხვი, აქედან გამომდინარე $s(t, \mathbf{u})$ არ შეიცვლება. შესაბამისად ჯამი (3.15)-ში შეიძლება დათვლილი იქნას P -ს მოდულით ($\text{mod } P$) და იგი შეიძლება ჩანაცვლდეს კრებითი ფაზით [29]

$$v_n = [\sum_{i=0}^{n-1} u_i] \text{mod } P \quad (3.16)$$

სადაც გარდაქმნის შედეგად ვღებულობთ $v_0 = 0$. კრებითი ფაზა ნებისმიერი რაციონალური h -სთვის ღებულობს P სხვადასხვა მნიშვნელობებს. რადგანაც ეს რიცხვი არის სასრული, ყველა შესაძლო მოდიფიცირებული საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots)$ და მათი კრებითი ფაზების

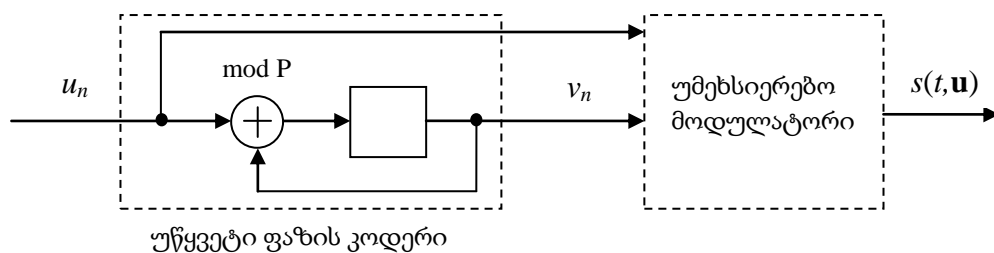
შესაბამისი მიმდევრობები (s_0, s_1, \dots) შეიძლება წარმოდგენილი იყოს როგორც ტრაექტორიების ბადე, რომელსაც ეწოდება წანაცვლებული ფაზის ბადე [29].

მაგალითი 2. MSK-ს შემთხვევაში კრებითი ფაზა ღებულობს შემდეგ მნიშვნელობებს $s_n \in \{0,1\}$. თითოეული კვანძი დახრის-ფაზის ბადეზე (ნახ. 3.4) წარმოადგენს შესაძლო კრებით ფაზის nT_s დროს. შესაძლო კრებითი ფაზების ნაკრები არის იდენტური ყველა სიმბოლოს ინტერვალისათვის. თითოეული შტო წარმოადგენს ორ კრებით ფაზას შორის შესაძლო გადასვლას და აღნიშნულია შესაბამისი მოდიფიცირებული საინფორმაციო სიმბოლოთი. დაუშვათ, რომ მოდიფიცირებული საინფორმაციო მიმდევრობა არის $\mathbf{u} = (1,1,1,0,1,1, \dots)$. ეს შეესაბამება კრებითი ფაზების მიმდევრობას $(0,1,0,1,1,0,1, \dots)$, რაც წარმოდგენილია ნახ. 3.4-ზე.



ნახ. 3.4 MSK-ს დროში უცვლელი წანაცვლებული ფაზის ბადე.

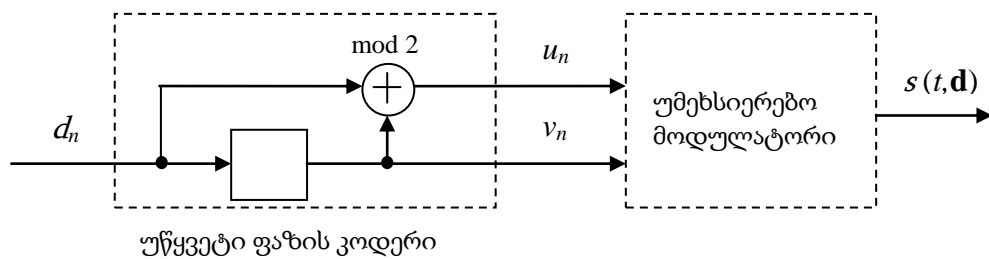
(3.15) და (3.16)-დან ჩანს, რომ მოდულირებული სიგნალი n სიმბოლოს ინტერვალში დამოკიდებულია u_n სიმბოლოზე და s_n კრებით ფაზაზე. შესაბამისად, CPFSK მოდულატორი შეიძლება დაიშალოს უწყვეტი ფაზის კოდერად და უმეხსიერებო მოდულატორად, ნახ. 3.5.



ნახ. 3.5 CPFSK მოდულატორის დაშლა.

(3.16)-ის შესაბამისად, n სიმბოლოს ინტერვალში უწყვეტი ფაზის კოდერი განაახლებს u_n კრებით ფაზას და u_n სიმბოლოსთან ერთად აწვდის უმეხსიერებო მოდულატორს. (3.15)-ის თანახმად, $t \in [nT_s, (n+1)T_s)$ დროის ინტერვალში უმეხსიერებო მოდულატორი ითვლის $s(t, \mathbf{u})$ სიგნალს. CPFSK-ს უწყვეტი ფაზის კოდერი შეიცავს უკუკავშირს, და შესაბამისად არის რეკურსიული. ეს არის ჭეშმარიტი ნებისმიერი არჩეული M და h -თვის და შესაბამისად MSK-ც არის რეკურსიული.

დიფერენციალური მოდულაცია მინიმალური ძვრით (DMSK). DMSK მოდულატორი [30] იქმნება წინასწარი კოდერით, რომლის შემდგომ მოდის MSK მოდულატორი. წინასწარი კოდერი ცვლის შესაბამისობას საინფორმაციო სიმბოლოებსა და მოდულირებულ სიგნალებს შორის. მაგრამ, გამოყენებული სიგნალთა ნაკრები რჩება უცვლელი და შესაბამისად DMSK-ს აქვს იგივე NSFED და იგივე სიხშირული ზოლი რაც MSK-ს. მიზეზი, რატომაც განვიხილავთ DMSK-ს არის ის, რომ ის არ არის რეკურსიული, იხილეთ ნახ. 3.6.



ნახ. 3.6 DMSK მოდულატორის დაშლა.

არარეკურსიულობის გამო DMSK ხასიათდება ბიტზე მოსული ნაკლები შეცდომის ალბათობით ვიდრე MSK. DMSK შეიძლება აღიწეროს წანაცვლებული ფაზის წარმოდგენით. განვსაზღვროთ მოდიფიცირებული საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{d} = (d_0, d_1, \dots)$ საინფორმაციო სიმბოლოებით $d_n \in \{0, 1\}$. d_n სიმბოლოები წინასწარ არის კოდირებული შემდეგნაირად

$$u_n = (d_n + d_{n-1}) \bmod 2, \quad (3.17)$$

სადაც, შეთანხმების საფუძველზე ვთვლით, რომ $d_{-1} = 0$. (3.15)-ის თანახმად, მოდიფიცირებული საინფორმაციო მიმდევრობა $\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots)$ არის MSK-ით მოდულირებული. თვალსაჩინოებისთვის, DMSK-ით მოდულირებული სიგნალისთვის გამოვიყენოთ ჩანაწერი $s(t, \mathbf{d})$. DMSK-ს წანაცვლებული ფაზის ბადე არის იგივე, რაც MSK-ს შემთხვევისთვის. ერთადერთი განსხვავება ის არის, რომ გადასვლები არის აღნიშნული სხვა მოდიფიცირებული საინფორმაციო სიმბოლოებით.

DMSK-ს შემთხვევაში $P = 2$. ამდენად, კრებითი ფაზა (3.16) არის დათვლილი ორის მოდულით. (3.17)-ის გამოყენებით კრებითი ფაზა მარტივდება და გამოიყურება შემდეგნაირად

$$u_n = [\sum_{l=0}^{n-1} u_l] \bmod 2 = d_{n-1} \quad (3.18)$$

DMSK მოდულატორი შეიძლება დაიშალოს ორ კომპონენტად, როგორც ნაჩვენებია ნახ. 3.6-ზე. n -ური სიმბოლოს ინტერვალის დროს, (3.17)-ის თანახმად, უწყვეტი ფაზის კოდერი ანგარიშობს u_n სიმბოლოებს, ხოლო (3.18)-ის თანახმად კრებით ფაზას v_n . უმეხსიერებო მოდულატორი (3.15)-ის თანახმად, $t \in [nT_s, (n+1)T_s)$ დროის ინტერვალში ანგარიშობს მოდულირებულ სიგნალს. MSK-გან განსხვავებით, DMSK-ს უწყვეტი ფაზის კოდერი არ შეიცავს უკუკავშირს, ამგვარად იგი არის არარეკურსიული.

3.2 სისტემის მოდელი

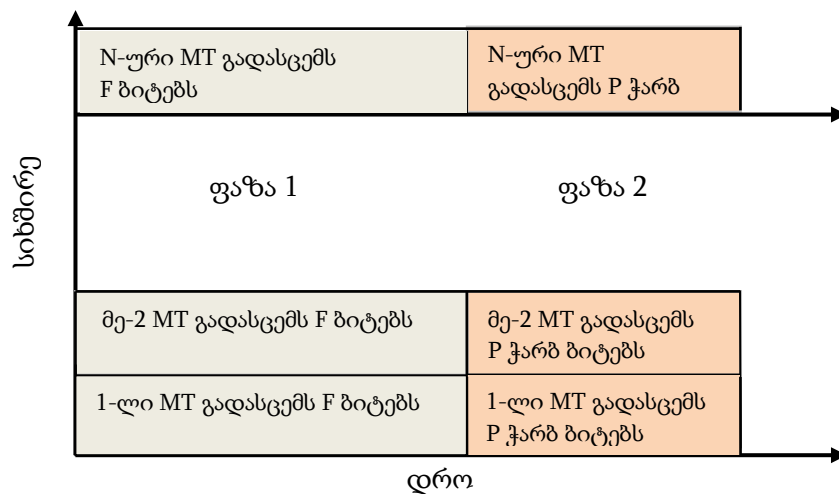
ჩვენ მიერ შემოთავაზებულია ახალი მრავალპარტნიორიანი კოდური კოოპერაციის სქემა. მისი სისტემური მოდელის ილუსტრირებისათვის განვიხილოთ უსადენო ქსელი N აქტიური მომხმარებლით, რომლებიც მონაცემებს გადასცემენ ორთოგონალური არხებით (TDMA, CDMA, FDMA), ისე, რომ მიმღები ანსხვავებს მომხმარებლების მიერ გადაცემულ მონაცემებს. ასევე ვთვლით, რომ სისტემა სინქრონიზებულია, გამოიყენება MSK მოდულაცია და კოჰერენტული მიმღები. ასევე იგულისხმება, რომ არხის მდგომარეობის ინფორმაცია არის უმეცდომო. ჩვენ მიერ შემოთავაზებული პროტოკოლი შედგება გადაცემის ორი ფაზისაგან, სადაც

იგულისხმება FDMA სისტემის გამოყენება. იგი ნაჩვენებია ნახ. 3.7-ზე. პირველ ფაზაში თითოეული MT საინფორმაციო F ბიტებს გადასცემს BS-ს და პარტნიორებს ორთოგონალური არხებით. შემდეგ თუ კი BS წარმატებულად ვერ მოახდენს თუნდაც ერთი ტერმინალის მონაცემების დეკოდირებას, მაშინ იგი უკუკავშირის არხის საშუალებით MT-ებს შეატყობინებს, რომ მათ დაიწყონ გადაცემის მეორე ფაზა, რადროსაც ყველა MT გადასცემს P ჭარბ ბიტს. წინააღმდეგ შემთხვევაში, თუ BS-მა უშეცდომოდ გააკეთა ყველა ტერმინალის საინფორმაციო F ბიტის დეკოდირება, მაშინ მეორე ფაზას ადგილი აღარ ექნება და ტერმინალების მიერ ახალი საინფორმაციო ბიტების გადაცემა იწყება.

განვსაზღვროთ კოოპერაციის დონე როგორც $\frac{P}{P+F}$ (3.19)

და კოოპერაციის კოდური სიჩქარე როგორც $\frac{F}{P+F}$ (3.20)

სადაც F და P არის პირველი და მეორე ფაზის ფრეიმის სიგრძე.



ნახ. 3.7 შემოთავაზებული პროტოკოლის საშუალებებითან შეღწევის კონტროლი (MAC).

არხების სიმეტრიულობიდან გამომდინარე საკმარისია განვიხილოთ მხოლოდ ერთი მომხმარებელი, ეგრედწოდებული წყარო, რომელიც იყენებს სხვა პარტნიორებს, როგორც სარელეო საშუალებებს. ამ წყაროს

კვანძისათვის გადაცემის პირველი ფაზის არხის აღწერა შეიძლება შემდეგნაირად:

$$y_r[i] = \sqrt{\varepsilon} a_{s,r}[i] x_s[i] + z_r[i], \quad \begin{cases} i = 1, 2, \dots, F \\ r = 1, 2, \dots, N \\ r \neq s \end{cases} \quad (3.21)$$

$$y_d[i] = \sqrt{\varepsilon} a_{s,d}[i] x_s[i] + z_d[i], \quad i=1, 2, \dots, F \quad (3.22)$$

სადაც $x_s[i]$ არის წყაროს მიერ გადაცემული სიგნალი, ხოლო $y_r[i]$ და $y_d[i]$ არის r რეტრანსლიატორის მიერ და BS-ის მიერ მიღებული სიგნალები შესაბამისად. ε არის მიღებული სიგნალის საშუალო ენერგია. მეორე ფაზის დროს კი მიღებული სიგნალი გამოიყურება ესე:

$$y_d[i] = \sqrt{\varepsilon} a_{r,d}[i] x_r[i] + z_d[i], \quad i=F+1, F+2, \dots, F+P \quad (3.23)$$

სადაც $x_r[i]$ არის r ტერმინალის მიერ გადაცემული ჭარბი სიგნალი, ხოლო $y_d[i]$ კი BS-ს მიერ მიღებული სიგნალი. (3.21)-(3.23)-ში, $a_{k,j}[i]$ წარმოადგენს არხის მიღების კოეფიციენტს i -იური სიგნალის ინტერვალის დროს და არის მოდელირებული როგორც დამოუკიდებელი, კომპლექსური გაუსის განაწილების მქონე შემთხვევითი ცვლადი საშუალო ნულოვანი მნიშვნელობით $\sigma_{k,j}^2/2$. $z_j[i]$ კი ხმაურის კომპონენტია. იგი არის მოდელირებული, როგორც დამოუკიდებელი, საშუალოდ ნულოვანი, კომპლექსური გაუსის შემთხვევითი ცვლადი $N/2$ ცვალებადობით. გადაცემის ბლოკის (F საინფორმაციო ან P ჭარბი ბიტების) განმავლობაში ნელი, ბრტყელი მიყუჩების არხისათვის მიღების კოეფიციენტი ითვლება მუდმივად. მიღებული მყისიერი სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობა ავლნიშნოთ როგორც $\gamma_{k,j}^1 = \frac{|a_{k,j}|^2 \varepsilon}{N_0}$, მისი საშუალო მნიშვნელობა უდრის $\Gamma_{k,j} = E \left\{ \frac{|a_{k,j}|^2 \varepsilon}{N_0} \right\} = \frac{\sigma_{k,j}^2 \varepsilon}{N_0}$. თუ ჩვენ დაუშვებთ, რომ ε პარამეტრი შეესაბამება მიღებადობას და ჩრდილოვან ეფექტს, მაშინ ჩვენ შეგვიძლია მიღებადობის კოეფიციენტების სიმრავლის ცვალებადობის ნორმალიზება ერთით. ეს ნიშნავს იმას, რომ მიღების კოეფიციენტები არის მოდელირებული როგორც დამოუკიდებელი, სიმეტრიული, კომპლექსური, გაუსის განაწილების

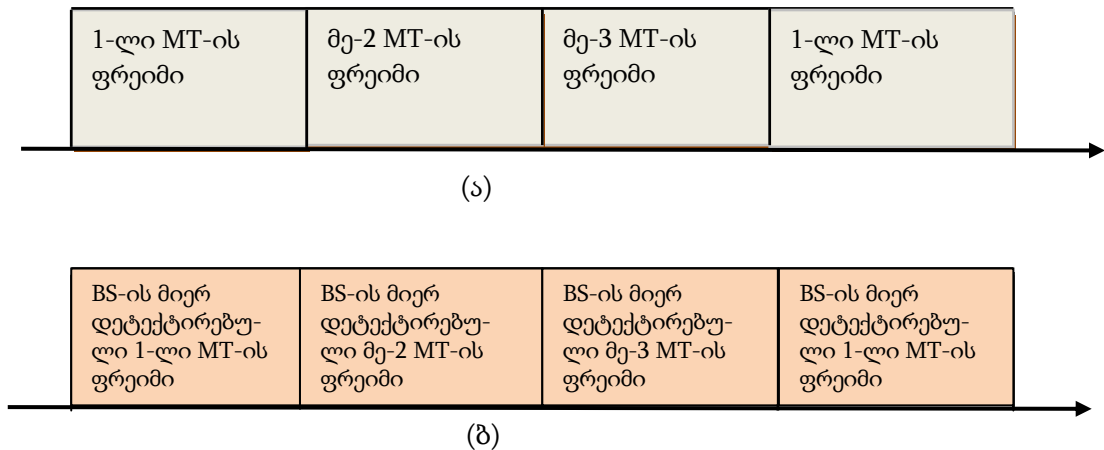
მქონე, შემთხვევითი ცვლადები, საშუალო ნულოვანი მნიშვნელობით და $\frac{1}{2}$ ცვალებადობით.

3.3 პროტოკოლის აღწერა

ჩვენ განვიხილავთ უსადენო ფიჭურ ქსელს N კოოპერაციული მომხმარებლით და ერთი BS-ით. ახალი კოდური კოოპერაციის პროტოკოლი მუშაობს შემდეგნაირად. პირველი ფაზის განმავლობაში თითოეული ტერმინალი გადასცემს F ბიტს ფრეიმს მისთვის გამოყოფილი ორთოგონალური არხის საშუალებით, შემდეგ BS და სხვა პარტნიორი MT-ბი ცდილობენ მიღებული ფრეიმის დეკოდირებას. თითოეული ფრეიმი შეიცავს CRC ჭარბ ბიტებს, რითაც მოწმდება მიღებული ფრეიმის სისწორე. აქ იგულისხმება, რომ მანამ საინფორმაციო ბიტებს დაემატება ჭარბი შემოწმების ბიტები (CRC), ხდება მისი შიფრაცია უსაფრთხოების მიზნით. ეხლა, თუ BS წარმატებულად ახდენს ყველა ტერმინალისაგან მიღებული ფრეიმების დეკოდირებას, მაშინ იგი ერთი ბიტის საშუალებით უკუარხით ატყობინებს ყველა ტერმინალს იმის შესახებ, რომ ყველა მათ მიერ გაგზავნილი ფრეიმი წარმატებულად არის მიღებული და გადაცემის მეორე ფაზა აღარ ხორციელდება. იგულისხმება, რომ უკუარხით ერთი ბიტი გადაიცემა დაბალი კოდური სიჩქარით და ამ ნამუშევარში ამ ბიტის შეცდომა უგულებელყოფილია. წინააღმდეგ შემთხვევაში იწყება მეორე ფაზა. მეორე ფაზაში თითოეული j MT ქმნის ბლოკს, რომელიც შედგება N ქვებლოკისაგან (თითოეული ქვებლოკი შეიცავს F ბიტს) შემდეგნაირად: თუ MT j სწორად ახდენს i ტერმინალის ფრეიმის დეკოდირებას, მაშინ იგი i ქვებლოკში ათავსებს i ტერმინალის ფრეიმს. წინააღმდეგ შემთხვევაში j MT i ქვებლოკში ათავსებს საკუთარ ფრეიმს.

მაგალითად, განვიხილოთ N MT-იანი კოოპერაციული ქსელი. დაუშვათ, რომ პირველი ტერმინალი სწორად ახდენს მე-2 და მე-3 MT-ბის ფრეიმების დეკოდირებას პირველ ფაზაში. მაშინ იგი მე-2 და მე-3

ტერმინალების ფრეიმებს განათავსებს მე-2 და მე-3 ქვებლოკებში, ხოლო იმის გამო, რომ მე-4 ტერმინალის ფრეიმის დეკოდირება მოხდა არასწორად, პირველი ტერმინალი მე-4 ქვებლოკში განათავსებს საკუთარ ფრეიმს. ქვემოთ ნაჩვენებია პირველი ტერმინალის მიერ მეორე ფაზაში შექმნილი ბლოკები.



ნახ. 3.8 (ა) პირველი MT-ის მიერ მეორე ფაზაში აგებული ბლოკი, (ბ) BS-ის მიერ მეორე ფაზაში აგებული ბლოკი (ა)-ს შესაბამისად.

თავიდან თითოეული j MT აგებს $N \times F$ ბიტთან ბლოკს (თითოეული ფრეიმი შეიცავს F ბიტს), შემდეგ იგი გამოიყენებს $(n, K = N \times F, d_f)$ სისტემატურ პერფორირებულ ხვევად კოდს [31] იმისათვის, რომ მოახდინოს შექმნილი ბლოკის კოდირება და მიიღოს შესაბამისი P ჭარბი ბიტები ($P = n - K$), სადაც n და K არის სრული კოდური სიტყვის სიგრძე და ბლოკში ყველა საინფორმაციო ბიტების რაოდენობა შესაბამისად, d_f კი არის გამოყენებული კოდის თავისუფალი ჰემინგის მანძილი (იგულისხმება, რომ ხვევადი კოდერის მუშაობა წყდება მაშინ, როდესაც კოდერის ყველა ბიტი გადადის ნულოვან მდგომარეობაში). შემდეგ მეორე ფაზაში j MT გადასცემს მხოლოდ P ჭარბ ბიტებს, სადაც P არის გაცილებით ნაკლები ვიდრე F . შესაბამისად კოოპერაციის დონე (განსაზღვრული (3.19)-ში) იქნება 50%-ზე გაცილებით ნაკლები.

მანამ ავლწერთ, როგორ იყენებს BS მეორე ფაზის ჭარბ ბიტებს პირველ ფაზაში შეცდომით მიღებული ფრეიმის დეკოდირებისათვის ვთვლით, რომ

ჩვენ სქემაში BS-მა იცის თითოეული j MT-თვის რომელი პარტნიორი MT-ის ფრეიმი არის სწორად დეკოდირებული j MT-ის მიერ პირველ ფაზაში. მაგალითად დაუშვათ, რომ თითოეული j MT BS-ს გადასცემს $N-1$ ბიტს, რომლის საშუალებითაც BS განსაზღვრავს პირველი ფაზის იმ ფრეიმებს, რომლისთვისაც გამოითვლება P ჭარბი ბიტი (თუ ბიტის მნიშვნელობა ნულია მაშინ P არ გამოითვლება, თუ ერთის ტოლია - P გამოითვლება). სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ $N-1$ ბიტის მიხედვით BS განსაზღვრავს j MT-ის ქვებლოკების ფრეიმების კუთვნილებას ტერმინალებისადმი. BS ასორტირებს MT-ებს მიღებული SNR-ის მეხედვით და დეკოდირებას იწყებს უკეთესი SNR-ის მქონე MT-დან. დაუშვათ, რომ k MT არის უძლიერესი, მაშინ BS პირველ რიგში მისთვის აგებს N ქვებლოკს (თითოეული შეიცავს F ბიტს) ზუსტად ისე როგორც ზემოთ იყო მეორე ფაზისათვის აღწერილი. თუ i MT-ის ფრეიმი პირველ ფაზაში k MT-ის მიერ იყო სწორად დეკოდირებული, მაშინ პირველ ფაზაში BS-ის მიერ მიღებული i MT-ის ფრეიმი (მიუხედავად იმისა სწორად მიიღო თუ არა) განთავსდება i ქვებლოკში, წინააღმდეგ შემთხვევაში პირველ ფაზაში BS-ის მირ მიღებული k MT-ის ფრეიმი განთავსდება i ქვებლოკში. ნახ. 3.8 (ბ)-ზე ნაჩვენებია BS-ის მიერ აგებული ბლოკის მაგალითი, რომელიც შეესაბამება პირველ MT-ს. ამ მაგალითში პირველი MT-ის მიერ პირველ ფაზაში მხოლოდ მე-4 ტერმინალის ფრეიმი იყო შეცდომით დეკოდირებული. ეხლა დაურთოთ k ტერმინალის P ჭარბი ბიტები ინფორმაციული ბიტებისგან აგებულ ბლოკს და მივიღებთ სრულ შესაბამის ხვევად კოდს, რომელიც უნდა მიეწოდოს ვიტერბის დეკოდერს, რომ აღდგეს გადაცემული საინფორმაციო ბიტების ფრეიმები. ბოლოს, CRC კოდის გამოყენებით BS დებულობს გადაწყვეტილებას თითოეული MT-ის დეკოდირებული ფრეიმის სისწორეზე. MT-ბი, რომლის ფრეიმებიც არის უშეცდომოთ დეკოდირებული, ამოიშლებიან შეცდომით დეკოდირებული MT-ბის სიიდან. BS აგრძელებს ზემოთ აღწერილ პროცესს, მანამ ყველა MT-ის

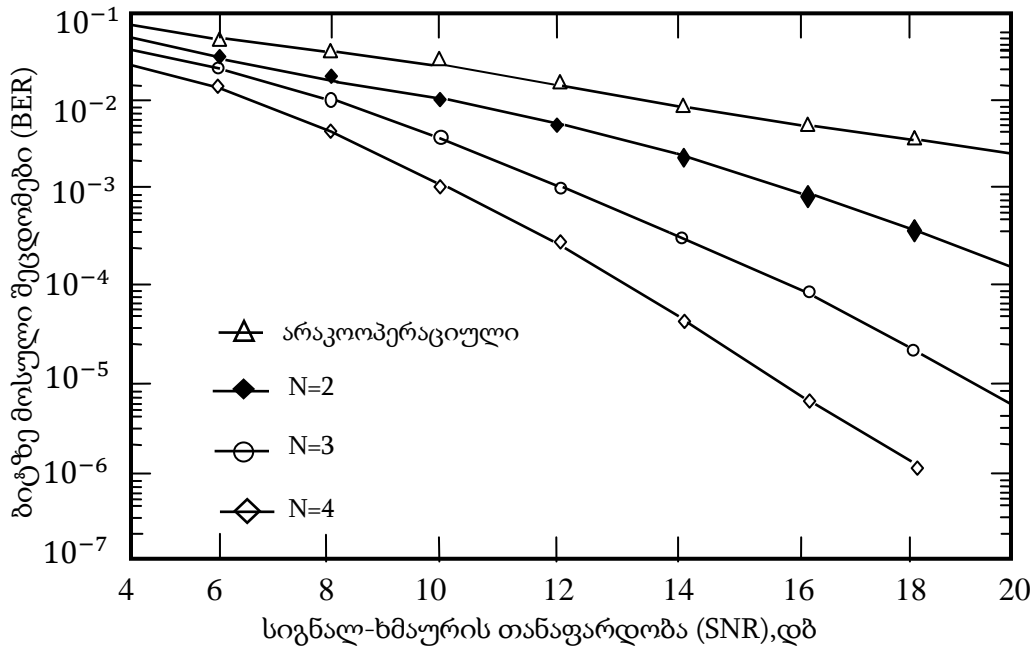
ფრეიმი არ იქნება უშეცდომოდ დეკოდირებული, წინააღმდეგ შემთხვევაში ხდება დეკოდირების შეცდომის დეკლარირება.

3.4 მოდელირების შედეგები

ჩვენ მიერ შემოთავაზებული კოოპერაციული სქემის მუშაობის შესაფასებლად აქ წარმოდგენილია კომპიუტერული მოდელირების შედეგები. არხის კოდირებისათვის ჩვენ ვიყენებთ სხვადასხვა სიჩქარის მქონე სისტემატიურ პერფორირებულ ხვევად კოდს. პირველი მოდელირებისას ჩვენ გამოვიკვლიეთ შემოთავაზებული პროტოკოლის განცალკევების რიგითობა კოოპერაციულ ქსელში 2, 3 და 4 ტერმინალისათვის. სიმარტივისათვის ჩავთვალეთ, რომ UL-ის და ტერმინალებს შორის ბიტზე მოსული საშუალო SNR არის ერთმანეთის ტოლი.

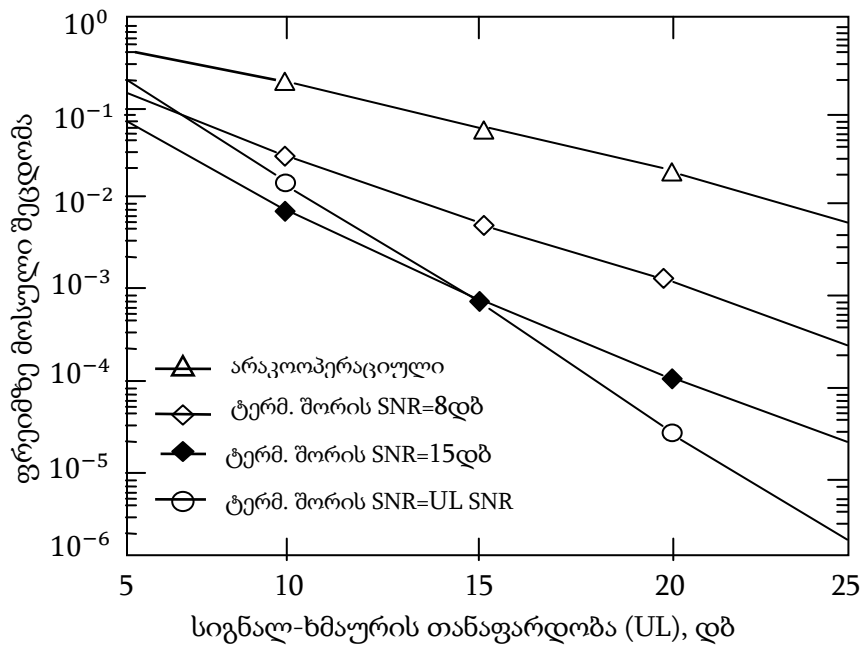
ნახ. 3.9-ზე ნაჩვენებია ბიტზე მოსული შეცდომების SNR-ზე დამოკიდებულება. გამოყენებული ხვევადი კოდი არის პერფორირებული კოდი [31]-დან სიჩქარით 1/2-15/16. მაღალი SNR დროს BER მაჩვენებელი პროპორციულია $1/\text{SNR}^L$, სადაც $L=2,3,4$, $N=2,3,4$ კოოპერაციული ტერმინალისათვის. შედარებისათვის ჩვენ ასევე ჩავრთეთ მრუდი არაკოოპერაციული ქსელისათვის. [8]-ში წარმოდგენილი შედეგებისგან განსხვავებით ნახ. 3.9-დან ჩანს, რომ კოოპერირებული MT-ბის რიცხვის ზრდასთან ერთად მუშაობის მაჩვენებელი უმჯობესდება ყველა SNR-თვის. ყველა სიმულაციისას კოოპერაციის კოდური სიჩქარე არის 0.81 და 0.89 შორის. ზუსტი შედარებისათვის ჩვენ უნდა გავითვალისწინოთ კოდური სიჩქარე და წარმოვადგინოთ BER-ის დამოკიდებულება SNR-ზე საინფორმაციო ბიტთან მიმართებაში და არა არხის SNR-თან მიმართებაში. ამ მოსაზრებიდან გამომდინარე უპრიანია, რომ დავძრათ კოოპერაციის ამსახველი მრუდები SNR ღერძზე მარცხნივ $10\log_{10}\left(\frac{1}{\text{კოოპერაციის კოდური სიჩქარე}}\right)$ დბ-ით. ნახ. 3.9-ზე მოყვანილი მაგალითისათვის, სადაც გამოყენებულია კოოპერაციის კოდური სიჩქარე

0.81 და 0.89, ჩვენ უნდა დავძრათ მრუდები მარცხნივ 0.9 და 0.5 დბ-ით შესაბამისად. უკეთესი შედეგების მისაღწევად საჭიროა უფრო მძლავრი სისტემატიური პერფორირებული ხვევადი კოდების გამოყენება უფრო მაღალი კოოპერაციის დონის საფასურად.



ნახ. 3.9 ბიტზე მოსული შეცდომები (BER) დამოკიდებულება UL-ის საშუალო SNR-ზე არაკოოპერაციული და კოოპერაციული ქსელებისათვის 2, 3 და 4 MT-თვის.

ნახ. 3.10-ზე წარმოდგენილია ფრეიმების წაშლის მაჩვენებელი (FER) UL-ის SNR-ან მიმართებაში MT-ებს შორის სხვადასხვა არხისათვის სამი კოოპერირებული MT-თვის. პირობაში ჩადებულია ის, რომ ყველა MT-ს შორის არხის SNR არის თანაბარი. მოდელირებისას გამოყენებულია სისტემატიური პერფორირებული ხვევადი კოდი 9/10 სიჩქარით.



ნახ. 3.10 MT-ებს შორის სხვადასხვა არხისათვის ფრეიმზე მოსული შეცდომების დამოკიდებულება UL-ის საშუალო სიგნალ-ხმაურის თანაფარდობაზე.

3.5 დასკვნა

კომუნიკაციის უსადენო ქსელებისათვის შემოთავაზებულია კოდური კოოპერაციის ახალი პროტოკოლი. ქსელის ხარისხის გასაუმჯობესებლად გავაკეთეთ შემოთავაზებული პროტოკოლის შესაძლებლობების დემონსტრირება და შიდა კოდების მაგალითად გამოვიყენეთ ტერმინირებული ხვევადი კოდები. შემოთავაზებულ მეთოდში გამოყენებულია პერფორირებული ხვევადი კოდები და ფაზური მოდულაცია მინიმალური ძვრით (MSK). სქემა გულისხმობს კოოპერაციაში ორზე მეტი ტერმინალის ჩართულობას. შემოთავაზებული სქემის კვლევა გაკეთებულია სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების მქონე არხისათვის. ახალ სქემაში, იმის გამო, რომ თითოეული MT-ის ფრეიმი იგზავნება გადაცემის პირველ ფაზაში და მასთან დაკავშირებული ზოგიერთი ჭარბი ბიტი იგზავნება გადაცემის მეორე ფაზაში დამოუკიდებელი მიყუჩების არხებით, მიღწეულია სრული განცალკევება. მიუხედავად მაღალი კოდური სიჩქარისა და დაბალი კოოპერაციის დონისა, მოდელირების შედეგები

აჩვენებს, რომ ახალი პროტოკოლი, განსხვავებით ადრე შემოთავაზებულისაგან, უზრუნველყოფს სრულ სივრცით განცალკევებას კოოპერაციული MT-ების რიცხვთან მიმართებაში. [8]-ში წარმოდგენილი შედეგებისგან განსხვავებით ნახ. 3.9-დან ჩანს, რომ კოოპერირებული MT-ის რიცხვის ზრდასთან ერთად მუშაობის მაჩვენებელი უმჯობესდება ყველა SNR-თვის.

თავი 4

კოოპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირება

ამ თავში ჩვენ განვიხილავთ კოდური კოოპერაციის სქემას, რომელიც დაფუძნებულია განზოგადებულ კასკადირებულ ხვევად კოდებზე დანაწევრებული ქვეკოდების სისტემატური კოდირებით. ახალი სქემა უზრუნველყოფს ორზე მეტ კოოპერაციულ მომხმარებელს და გამოიყენებს იტერაციულ მრავალკასკადურ დეკოდირებას. ჩვენ გამოვიკვლიეთ შემოთავაზებული სქემის მუშაობის მახასიათებლები სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების არხისათვის. ეს კვლევები ეყრდნობა კომპიუტერულ მოდელირებას. შედეგებმა აჩვენეს, რომ ახალი განზოგადებული კასკადირებული კოდური კოოპერაციის სქემა იძლევა უკეთეს შედეგებს ვიდრე ჩვეულებრივი სერიულად კასკადირებული კოდირების სქემა.

[32] ნაშრომში ავტორებმა წარმოადგინეს ახალი კოდური კოოპერაციის არქიტექტურა, სადაც კოოპერირებული MT-ები იგებენ არა მხოლოდ სივრცითი განცალკევებით, არამედ ასევე მოგება მიიღწევა უფრო მძლავრი გაერთიანებული არხის კოდების გამოყენებით. AWGN არხში ტურბო კოდებისა და სერიულად კასკადირებული ხვევადი კოდების (SCCC) საუკეთესო მაჩვენებლებით მოტივირებულებმა [33, 34], გამოიკვლიეს კასკადირებული კოდების ინტერლივერ მოგება, რაც შემდგომში გაუმჯობესდა ჩვენ დიზაინში კოოპერირებული MT-ბის რიცხვის ზრდასთან ერთად. ეს იძლევა დამატებით მოგებას მაშინაც კი, როდესაც BS-ის მიმღებში ყველა კოოპერირებული MT-ის SNR ერთნაირია. უფრო მეტიც, ორზე მეტი MT-თვის ჩვენი დიზაინი გამოირჩევა კოოპერირების სიმარტივით, არათანაბარი შეტყობინების ბლოკების შესაძლებლობით. იგი ასევე გამოირჩევა კოოპერაციის მეთოდის შემცირებული სირთულით, როდესაც MT-ებს შორის არხი კარგია.

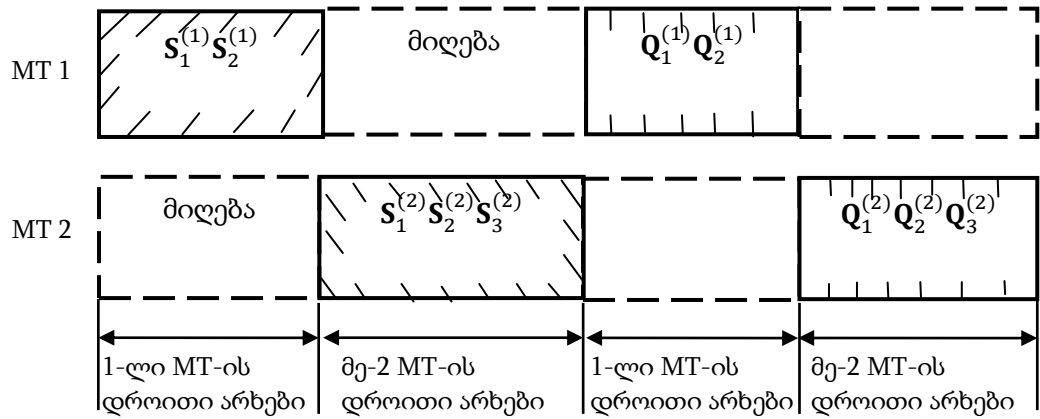
განზოგადებული კასკადირების კონცეფციამ ხვევადი კოდების გამოყენებით [35] დასაბამი დაულო ბევრ იდეას და შედეგს. მაგალითად, ხვევადი კოდების კასკადირება იტერაციული დეკოდირებით იძლევა საუკეთესო შედეგებს, ასევე განზოგადებული კასკადირება აუმჯობესებს სიჩქარეს ან/და მანძილს. ნაშრომი [36] განსაზღვრავს განზოგადებულ კასკადურ ხვევად კოდებს (GCCC), სისტემატური დანაწევრებული ხვევადი კოდების გამოყენებით შიდა საფეხურზე. დანაწევრების საფეხურების სისტემატური კოდირებისათვის არის მოცემული პირობები ინვერსირებული სკრემბლერის მატრიცისათვის. მოდელირების შედეგებიდან ჩანს $\frac{1}{2}$ სიჩქარის ხვევადი კოდის ამგვარი დანაწევრების უპირატესობა. აქედან გამომდინარე, ჩვენ ვფიქრობთ, რომ მიზანშეწონილი იქნებოდა, რომ განვავრცოთ [36]-ში აღწერილი კოოპერაციული კასკადირებული კოდირების იდეა განზოგადებულ კასკადურ კოდირებაზე.

ეს თავი ორგანიზებულია შემდეგნაირად. 4.1 ქვეთავი აღწერს კოოპერაციული კასკადირებული კოდირების არქიტექტურას, რომელიც წარმოდგენილია [32]-ში. 4.2 ქვეთავში გამოკვლეულია ახალი კოოპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირების სქემის დიზაინი. ხოლო, 4.3 ქვეთავში კი შესწავლილია შემოთავაზებული კოოპერაციული კოდირების არქიტექტურის მუშაობის მაჩვენებლები და შემდეგ გაკეთებულია დასკვნები.

4.1 კოოპერაციული კასკადირებული კოდირების არქიტექტურა

ამ ქვეთავში ჩვენ წარმოგიდგენთ კოოპერაციული კოდის არქიტექტურას და მის თავისებურებას სერიულად კასკადურ ხვევად კოდებთან მიმართებაში, როგორც არხის კოდს, რომელიც შეიცავს რეკურსიულ სისტემატურ ხვევად (RSC) შიდა კოდს [32]. განხილულია UL-ის მრავალჯერადი შეღწევადობის დროითი დაყოფის (TDMA) მეთოდი ნახევრად დუპლექსური კომუნიკაციით, როდესაც თითოეული MT დროის კონკრეტულ მომენტში ან გადასცემს ან იღებს. ამ ქვეთავში გამოყენებული

შემდეგი აღნიშვნები: $\underline{X}^{(k)} = \{\underline{X}_1^{(k)}, \underline{X}_2^{(k)}, \dots, \underline{X}_i^{(k)}\}$ წარმოადგენს k MT-ის ბიტების ბლოკების ნაკრებს $\underline{X}_i^{(k)}$. შემოთავაზებული კოდური კოოპერაციის არქიტექტურა ნაჩვენებია ნახ. 4.1-ზე



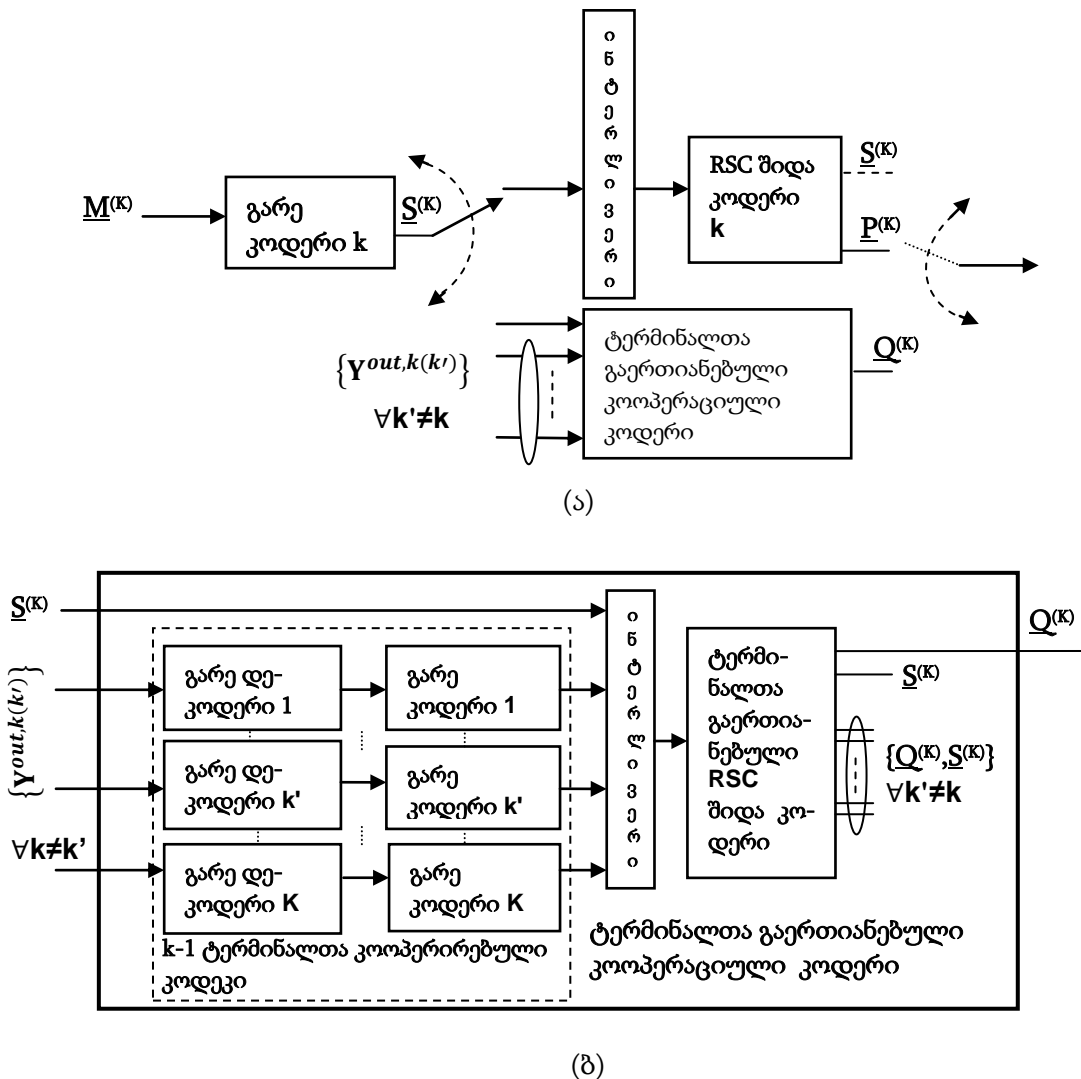
ნახ. 4.1 ორ ტერმინალიანი სისტემა [32]-ის კოდური კოოპერაციის სქემის მიხედვით.

როგორც ნახაზზე არის ნაჩვენები, კოოპერირებული MT-ბის მიერ გადაცემული კოდური ბიტები აღარ წარმოადგენენ ინდივიდუალური MT-ბის ლუწობაზე შემოწმების $\underline{P}_i^{(k)}$'s ბიტებს (როგორც მაგალითად არის [3, 4, 37]-ში). ეხლა ეს არის კოდური ბიტების ახალი ნაკრები, რომელიც ავლნიშნეთ როგორც $\underline{Q}^{(all)} = \{\underline{Q}^{(1)}, \underline{Q}^{(2)}, \dots, \underline{Q}^{(k)}\}$, რომლებიც არიან კოდირებული ერთობლივად ყველა K კოოპერირებული MT-ის შეტყობინების გამოყენებით. იმის და მიხედვით თუ რამდენ დროით არხს იყენებს MT, თითოეული მათგანი გადასცემს $\underline{Q}^{(all)}$ ქვეკრებულს შესაბამისად.

ისევე როგორც წინა ნამუშევრებში [3, 4, 37], იგულისხმება, რომ გადაცემის დაწყებამდე წინასწარ ხდება კოოპერაციული ჯგუფის ფორმირება. MT-ბი ჯერ მიმდევრობით გადასცემენ თავის კოდური ბიტების პირველ ნაკრებს \underline{S} , რომელიც შეესაბამება თავის გარე კოდურ სიტყვას ჩვენ SCCC სისტემაში. შემდეგ [37]-ის მსგავსად, ყველა MT-ს ეთმობა პატარა

დრო იმისათვის, რომ მათ შეატყობინონ ერთდროულად კოოპერირებულ პარტნიორებს და BS-ს იმის შესახებ, ადგილი ჰქონდა თუ არა შეცდომებს დეკოდირებისას. თუ MT ნებისმიერი პარტნიორი MT-საგან მიღებულ შეტყობინებაში დააფიქსირებს შეცდომას, ასეთი პარტნიორები ამოვარდებიან კოოპერაციულ ჯგუფიდან და MT უბრუნდება საკუთარი შეტყობინების კოდირებას. შემდეგ ყველა MT იწყებს კოდური ბიტების შემდეგი ნაკრების გადაცემას, ან საკუთარი ან კოოპერაციულად კოდირებულს.

ჩვენს კოოპერაციულ კოდურ სტრუქტურაში გამოყენებულია SCCC. კონკრეტული ტერმინალის კოდერი ნაჩვენებია ნახ. 4.2-ზე

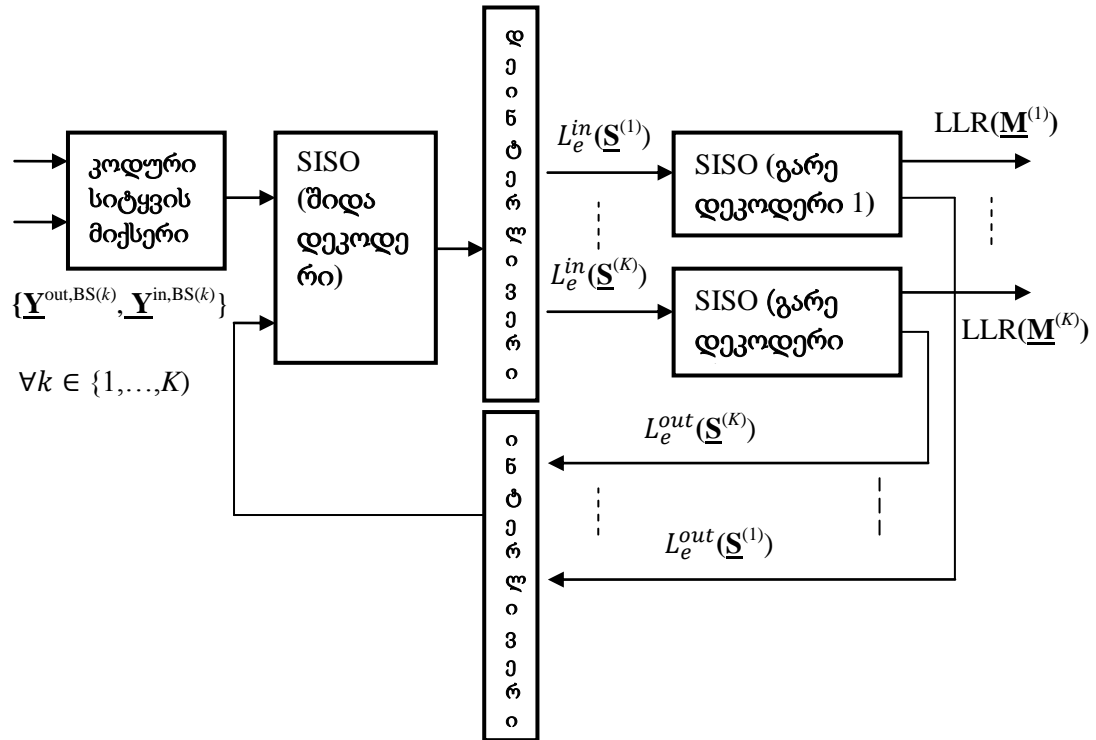


ნახ. 4.2 (ა) k MT-ის SCCC კოდერის ბლოკური დიაგრამა, (ბ) k MT-თვის ტერმინალთა გაერთიანებული კოოპერაციული კოდერი.

$\underline{M}^{(k)}$ -ით ავლნიშნეთ ტერმინალის შეტყობინების მიმდევრობა, ხოლო $\underline{Y}^{out,k(k')}$ -კი წარმოადგენს გარე კოდური სიტყვის $\underline{S}^{(k')}$ ბიტების ნაკრებს, რომელიც მიღებულია სხვა k' ტერმინალისაგან და რომელიც გადაიცემა მიუყჩებადი AWGN არხით. იგივე ინტერლივერი გამოყენებულია ტერმინალთა გაერთიანებულ კოოპერაციულ კოდერში ყველა ტერმინალისათვის. დაუშვათ, რომ სულ არის K კოოპერირებული ტერმინალი და თითოეულმა მათგანმა წარმატებულად გააკეთა დანარჩენი $K-1$ ტერმინალის დეკოდირება. როგორც ნაჩვენებია ნახ. 4.2 (ბ)-ზე, ყველა K ტერმინალის \underline{S} 's არის მიჩნეული როგორც ექვივალენტური ცალკეული ტერმინალის გარე კოდური სიტყვა და სანამ იქნება კოდირებული RSC შიდა კოდერით იგი გაივლის ფსევდო შემთხვევით ინტერლივერს [33, 34]. გაერთიანებული ტერმინალთა RSC შიდა კოდერის სისტემატური ბიტები ფაქტიურად არის ყველა ტერმინალის გარე კოდური სიტყვები \underline{S} , რომლებიც გადაიცემა ინდივიდუალური ტერმინალების მიერ BS-ის მიმართულებით. ამიტომ საჭიროა მხოლოდ $\underline{Q}^{(all)}$ შემოწმების ბიტების ნაკრების გადაცემა კოოპერაციულ დროით ინტერვალებში, როდესაც თითოეული ტერმინალი გადასცემს მხოლოდ ქვენაკრებს მისთვის გამოყოფილი დროითი ინტერვალის ნომრის შესაბამისად.

BS-თვის შერჩეულია იტერაციული დეკოდერი რბილი შესასვლელი რბილი გამოსასვლელი (SISO) კომპონენტის დეკოდერებით [33, 34] და მისი სტრუქტურა ნაჩვენებია ნახ. 4.3-ზე. $\underline{Y}^{in,BS(k)}$ და $\underline{Y}^{out,BS(k)}$ წარმოადგენს შიდა კოდური სიტყვის ბიტების $\underline{Q}^{(k)}$ და გარე კოდური სიტყვის ბიტების $\underline{S}^{(k)}$ ნაკრებებს, რაც BS-მა მიიღო k ტერმინალისაგან შესაბამისად. ისინი ჯერ გადაიან კოდური სიტყვის მიქსერს, რომელიც გადააწყობს ბიტებს ტერმინალების გაერთიანებული შიდა კოდის შესაბამისი კოდური სიტყვის მიმდევრობის სწორ პოზიციებზე სანამ იტერაციულ დეკოდერს მიეწოდება. $\underline{L}^{e,out}(\underline{S}^{(k)})$ და $\underline{L}^{e,in}(\underline{S}^{(k)})$ წარმოადგენს გარე ინფორმაციას, რომელიც გვაქვს გარე SISO-ს k დეკოდერისა და შიდა SISO-ს დეკოდერის გამოსასვლელზე შესაბამისად.

ლოგარითმული დამაჯერებლობის ფარდობა (Log-likelihood ratio, LLR) ($\underline{M}^{(k)}$) არის k ტერმინალის შეტყობინების აპოსტერიორი ინფორმაცია, რის მიხედვითაც ხდება ხისტი გადაწყვეტილების მიღება.



ნახ. 4.3 კოოპერაციული SCCC-ის იტერაციული დეკოდერი.

4.2 კოოპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირება

ამ ქვეთავში ჩვენ, ხვევად შიდა და გარე კოდებში გამოვიყენებთ GCCC-ს მიდგომებს შემოთავაზებული დანაწევრების მეთოდის გამოყენებით. უფრო მეტიც, ჩვენ ავლწერთ განზოგადებულ კასკადირებულ დეკოდირებას, რომელიც ასევე ცნობილია როგორც განზოგადებული კასკადირებული კოდების მრავალსაფეხურიანი დეკოდირება.

ჩვენ განვიხილავთ ხვევადი დედა კოდის C [35] K რიგის სისტემატური დანაწევრების სქემას. მიმდევრობების აღნიშვნები, რომლებიც არის ქვეკოდების ნუმერაცია, გამოიყურება შემდეგნაირად

$$z(D) = (z^{(1)}(D), z^{(2)}(D), \dots, z^{(K)}(D))$$

სადაც

$$z^{(j)}(D) = \dots + z_0^{(j)} + z_1^{(j)}D + z_2^{(j)}D^2 + \dots$$

სადაც $j = 1, 2, \dots, K$. ქვეკოდი $B_{z^{(1)}, z^{(2)}, \dots, z^{(j-1)}}$ არის განსაზღვრული როგორც კოდური სიტყვების C -ს ქვესიმრავლე, სადაც მიმდევრობების ნუმერაცია

$z^{(1)}(D), z^{(2)}(D), \dots, z^{(j-1)}(D)$ არის ფიქსირებული და

$z^{(j)}(D), z^{(j+1)}(D), \dots, z^{(K)}(D)$ შეიძლება იღებდეს ნებისმიერ მნიშვნელობას კოდი $B^{(1)}$ არის კოდი C თავისთავად და შემდგომში იქნება მოხსენიებული როგორც პირველი ქვეკოდი. ქვეკოდი $B_{z^{(1)}, \dots, z^{(j-1)}}^{(j)}$ იყოფა ქვეკოდებად $B_{z^{(1)}, \dots, z^{(j)}}^{(j+1)}$, $j=1, 2, \dots, K-1$, სადაც წევრები არის აღნიშნული როგორც მიმდევრობები $z^{(j)}(D)$. $z^{(1)}(D), z^{(2)}(D), \dots, z^{(K)}(D)$ -ზე დაფუძნებული კოდური სიტყვა აღინიშნება როგორც $C_{z^{(1)}, z^{(2)}, \dots, z^{(K)}}$. ჩვენ გვაქვს

$$C_{z^{(1)}, z^{(2)}, \dots, z^{(K)}} \in B_{z^{(1)}, \dots, z^{(K-1)}}^{(K)} \text{ და } B^{(1)} \supset B_{z^{(1)}}^{(2)} \supset \dots \supset B_{z^{(1)}, \dots, z^{(K-1)}}^{(K)} \quad (4.1)$$

(4.1)-ს ჩვენ უწოდებთ ხვევადი კოდების ჩალაგებულ სისტემას. $B_{z^{(1)}, \dots, z^{(j-1)}}^{(j)}(n_B, k_B^{(j)}, d_B^{(j)})$ ქვეკოდს გააჩნია $n_B = n$ სიგრძე, $k_B^{(j)} = K - j + 1$ ზომა და $R_B^{(j)} = k_B^{(j)} / n_B$ სიჩქარე. რაც შეეხება თავისუფალ მანძილს $d_B^{(j)}$, ჩვენ გვაქვს

$$d = d_B^{(1)} \leq d_B^{(2)} \leq \dots \leq d_B^{(j)} \leq \dots \leq d_B^{(K)}$$

სადაც d არის C -ს თავისუფალი მანძილი.

ჩვენ განვიხილავთ K რიგის დანაწევრების სქემას შიდა ხვევადი კოდისათვის. უფრო მეტიც, გამოყენებულია K გარე ხვევადი კოდები $A^{(j)}$, $j=1, 2, \dots, K$ სიჩქარით $R_A^{(j)}$ და თავისუფალი მანძილით $d_A^{(j)}$ თითოეული გარე საფეხურისათვის. ჩვენ შემოგვაქვს ინტერლივერი თითოეული გარე საფეხურისათვის. ასევე უშვებთ, რომ გარე ხვევადი კოდები არის ტერმინირებული და ყველა არის ერთი და იგივე სიგრძის. შემდეგ, GCCC-ს დაახლოებითი სიჩქარე არის $R_{GCCC} \leq \frac{R_B(\sum_{j=1}^K R_A^{(j)})}{K} = R_B \bar{R}_A$, სადაც $\bar{R}_A = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K R_A^{(j)}$ არის ყველა გარე კოდის საშუალო კოდი, ხოლო R_B კი შიდა კოდის კოდური სიჩქარე.

განზოგადებული კასკადირებული კოდების დეკოდირება ჩვეულებრივად კეთდება მრავალსაფეხურიანი დეკოდირებით [35, 36, 38]. პირველ საფეხურზე, პირველი განსაზღვრული მიმდევრობა, რომელიც

მონიშნავს პირველ ქვეკოდს და შესაბამისი რბილი გადაწყვეტილების მნიშვნელობებს, ფასდება შიდა კოდებით $B^{(1)}$ კოდზე დაყრდნობით. ეს მნიშვნელობები მიეწოდება პირველ გარე კოდერს და შემდგომი დეკოდირება ხორციელდება $A^{(1)}$ -ზე დაყრდნობით როგორც $\tilde{Z}^{(1)}(D)$. უფრო მეტიც, ხდება ნამდვილი საინფორმაციო მიმდევრობის დეკოდირება. მეორე საფეხურზე, $\tilde{Z}^{(1)}(D)$ განსაზღვრული მიმდევრობის შეფასებები მიეწოდება შიდა დეკოდერს. კოდი $B_{\tilde{Z}^{(1)}}^{(2)}$ იძლევა მეორე განსაზღვრული მიმდევრობის შეფასებებს და ა.შ. K საფეხურამდე.

ჩვენ განვიხილავთ შიდა ქვეკოდის $B_{\tilde{Z}^{(1)}, \dots, \tilde{Z}^{(j-1)}}$ -ს დეკოდირებას მრავალსაფეხურიანი დეკოდირების სქემის j საფეხურზე, ანუ $\tilde{Z}^{(1)}(D)$ -დან $\tilde{Z}^{(j-1)}(D)$ -მდე დეკოდირება ხდება წინა საფეხურზე და შესაბამისად ისინი არის ცნობილი. ქვეკოდის დეკოდირება ხორციელდება პერფორირების ბადეზე დაყრდნობით, როგორც არის განსაზღვრული [36]-ში.

რადგანაც, ჩვენ საქმე გვაქვს ორობით შიდა და გარე კოდებთან, დეკოდირების თითოეულ საფეხურზე შიდა კოდის დეკოდირებისას რბილი გადაწყვეტილების ინფორმაცია მარტივად ეწოდება გარე კოდებს (და პირიქით). ამგვარად, იტერაციული დეკოდირების კონცეფცია, მაგალითად [36], შეიძლება იქნას თამამად გამოყენებული. ჩვენ მხოლოდ მიუთითებთ ძირითად კონცეფციაზე. განვიხილოთ მრავალსაფეხურიანი დეკოდირება იტერაციის გამოყენებით. პირველ საფეხურზე პირველი განსაზღვრული მიმდევრობა ფასდება შიდა დეკოდერით მასთან დაკავშირებული რბილი გადაწყვეტილების მნიშვნელობებით კოდი $B^{(1)}$ -ს მიხედვით. ყველაფერი ეს ეწოდება პირველ გარე დეკოდერს და ხდება დეკოდირება $A^{(1)}$ -ს გამოყენებით როგორც $\tilde{Z}^{(1)}$. გარე კოდი $A^{(1)}$ იძლევა ასევე $\tilde{Z}^{(1)}$ -თვის რბილი ალბათობების ინფორმაციას. ჰორიზონტალური იტერაციის საფეხურზე, დეკოდირებული $\tilde{Z}^{(1)}$ და მასთან დაკავშირებული ალბათობების ინფორმაცია მიეწოდება უკან პირველ შიდა დეკოდერს. ეს ინფორმაცია გამოიყენება როგორც დამატებითი ინფორმაცია პირველი ქვეკოდის $B^{(1)}$ -ს შემდეგი დეკოდირების იტერაციისათვის. პირველ საფეხურზე

ჰორიზონტალური იტერაცია შეიძლება შესრულდეს რამოდენიმეჯერ. მეორე საფეხურზე, ალბათობების ინფორმაცია $\tilde{Z}^{(1)}$ -თვის გამოიყენება პირველი შიდა კოდის რბილი დანაწევრების ამოსაღებად (ეს კონცეფცია განხილულია [36]-ში). დეკოდირების პირველი საფეხურის მსგავსად, ჩვენ შეგვიძლია გამოვიყენოთ ვერტიკალური იტერაცია. პირველ საფეხურზე ჩვენ ისევ ვიწყებთ მრავალსაფეხურიან დეკოდირებას, მაგრამ დამატებითი ალბათობების ინფორმაციის გამოყენებით, რასაც უზრუნველყოფს ყველა დეკოდირების წინა გავლისას. ამგვარად, უფრო მაღალი რიგის საფეხურები ეხმარება პირველ საფეხურებს განსაზღვრული მიმდევრობების ალბათობების ინფორმაციის უზრუნველყოფაში. ჩვენ ვაგრძელებთ დეკოდირების პროცესს ისე, როგორც ავლწერეთ ზემოთ. შევნიშნოთ, რომ ვერტიკალური იტერაციები (ჰორიზონტალური იტერაციების მსგავსად), შეიძლება იყოს გამოყენებული რამოდენიმეჯერ GCCC-ში.

4.3 რიცხობრივი შედეგები და დასკვნები

ამ ქვეთავში ჩვენ ვიკვლევთ შემოთავაზებული კოპერაციული კოდირების არქიტექტურის მუშაობის მაჩვენებლებს. კვაზი-სტატისტიკური მიყუჩება ითვლება, რომ არის ისეთი, როდესაც არხები მუდმივია გადაცემის განმავლოვაში. იმისათვის, რომ უკეთესად წარმოვაჩინოთ შემოთავაზებული სტრატეგიის თვისებები, განხილულია ადაპტიური სისტემის სცენარი, სადაც ყველა MT-გან მიღებული SNR BS-ში შენარჩუნებულია მუდმივი. ყველა MT-თვის შეირჩა 1/3 სიჩქარის მქონე SCCC 4 საფეხურიანი გარე კოდით და 4 საფეხურიანი შიდა კოდით, რომლებიც აღიწერებიან G_A და G_B კოდირების მატრიცებით შემდეგნაირად:

$$G_A = [1 + D + D^2 \quad 1 + D^2], \quad G_B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \\ 0 & 1 & \frac{1+D}{1+D+D^2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

გარე კოდის თავისუფალი მანძილი არის 5, ხოლო შიდა კოდის თავისუფალი მანძილი არის 3.

ჩვენი GCCC სქემისათვის ჩვენ ვიყენებთ G_A კოდის (3x6) კოდირების მატრიცას (4.2)-დან,

$$G_{B^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ D & D & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & D & D & D & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

შემდეგ, სისტემატური კოდირების მატრიცის მისაღებად დანაწევრების თითოეული საფეხურისათვის, ვახდენთ სკრემბლირებას

$$G_{B^{(1)}}^* = \begin{bmatrix} 1 + D^2 & 1 + D + D^2 & 0 & 1 & 0 & D \\ D^2 & D + D^2 & 0 & 0 & 1 & 1 + D \\ 1 + D + D^2 & 1 + D^2 & 1 & 0 & 0 & 1 + D \end{bmatrix}$$

ამ კონსტრუქციას მივყევართ ქვეკოდებისაკენ, რომლის პარამეტრებია:

$$B^{(1)}(n_B = 6, k_B^{(1)} = 3, d_B^{(1)} = 5) \supset B^{(2)}(n_B = 6, k_B^{(2)} = 2, d_B^{(2)} = 6) \supset B^{(3)}(n_B = 6, k_B^{(3)} = 1, d_B^{(3)} = 8).$$

ჩვენ ვიყენებთ ხვევად კოდს შემდეგი კოდირების მატრიცით:

$$G_{A^{(1)}} = [1 + D^2 \quad 1 + D + D^2 \quad 1 + D + D^2]$$

პარამეტრებით $R_A^{(1)} = \frac{1}{3}$ და $d_A^{(1)} = 8$, როგორც პირველ გარე კოდს $A^{(1)}$.

დანარჩენი გარე კოდები $A^{(2)}$ და $A^{(3)}$ არის პერფორირებული კოდები

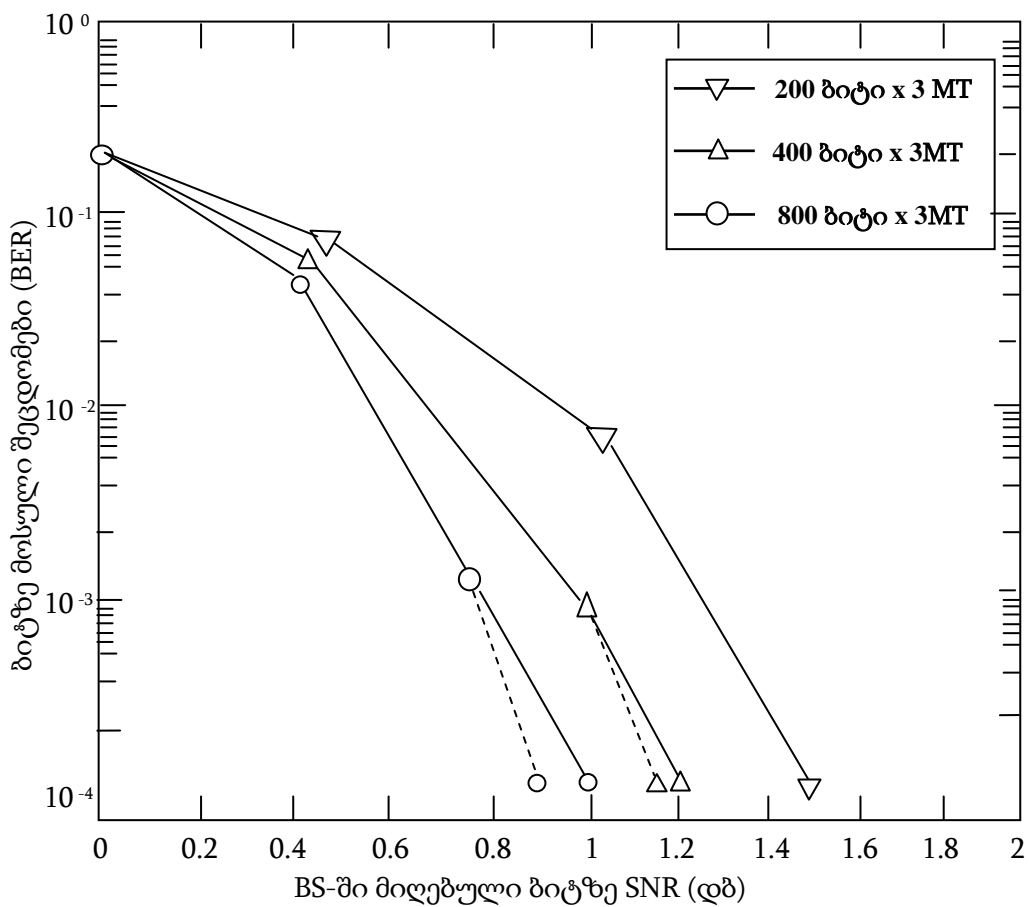
შემდეგი პარამეტრებით: $R_A^{(2)} = \frac{3}{4}$, $d_A^{(2)} = 3$; $R_A^{(3)} = \frac{13}{14}$, $d_A^{(3)} = 2$ შესაბამისად,

რომლებიც წარმოშობილია (4.2)-ის G_A -ით შექმნილი ხვევადი კოდისაგან.

ამას მივყევართ GCCC-ის დაახლოებით იგივე სრულ სიჩქარემდე $R_{\text{GCCC}} \approx 0.335$, რაც [32]-ში განხილული SCCC-ის სიჩქარე $1/3$.

შეირჩა ოთხობითი ფაზური მოდულაცია (QPSK), რომელშიც თითოეულ ორთოგონალურ არხს გადააქვს ერთი დამოუკიდებელი კოდირებული ბიტი. ვთვლით, რომ MT-ებს შორის არხი არის იდეალური და დამოუკიდებელი. ჩვენ გამოვიკვლიეთ შემოთავაზებული სქემის მუშაობის მაჩვენებლები სიხშირეთა არაარჩევითი წელი მიყუჩების არხისათვის. შეფასება გაკეთებულია კომპიუტერული მოდელირების საფუძველზე. იმისათვის, რომ შედეგები ყოფილიყო [32]-თან სადარი, ჩვენ გამოვიყენეთ განზოგადებული კასკადირებული დეკოდირება 6 იტერაციით (3 ჰორიზონტალური და 2 ვერტიკალური). ნახ. 4.4-ზე წარმოდგენილია

კომპიუტერული მოდელირების შედეგები მთლიანი ბლოკის სხვადასხვა ზომის შემთხვევისათვის, რაც მეტყველებს იმაზე, რომ განზოგადებული კასკადირებული კოდური კონსტრუქციები უკეთესია ვიდრე [32]-დან სერიულად კასკადირებული კოდური კონსტრუქციები. გაუმჯობესება მიღწეულია მთლიანი ბლოკის გაზრდილი სიგრძისათვის და ბიტზე მოსული შეცდომების (BER) დაბალი სიდიდეებისათვის.



ნახ. 4.4 შემოთავაზებული GCCC სქემის (წყვეტილი ხაზი) და SCCC სქემის [32]-დან (უწყვეტი ხაზი) მუშაობის მაჩვენებლები 3 კოპერაციული MT-თვის და 6 იტერაციით.

და ბოლოს, გვინდა გავამახვილოთ ყურადღება იმ ფაქტზე, რომ შემოთავაზებული კოპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირების მიდგომები შეიძლება გამოყენებული იქნას უწყვეტი ფაზით მოდულაციის სქემებთან ერთად.

თავი 5

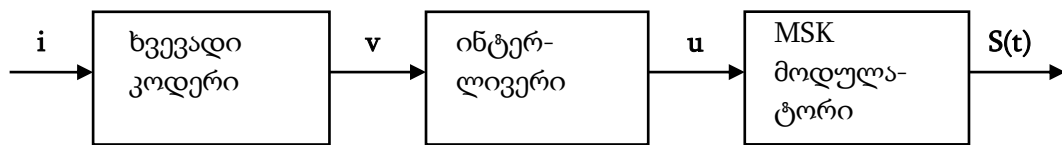
სერიულად კასკადირებული MSK და მისი სარელეო არხებისათვის კოდურ სქემებში გამოყენება

სერიულად კასკადირებული MSK (SCMSK) არის აღწერილი [39]-ში როგორც გარე ხვევადი კოდი, შემთხვევითი ინტერლივერი და შიდა MSK. იგი იძლევა დიდ კოდურ მოგებას შეიძლება იყოს იტერაციულად დეკოდირებული. მაგრამ, SCMSK-ის ბიტზე მოსული შეცდომების მრუდს მაღალი E_b/N_0 დროს გააჩნია ქვედა ზღვარი იმიტომ, რომ SCMSK-ს თავისუფალი მანძილი არის ძალიან პატარა. [40]-ში არის შემოტანილი წნული კოდური MSK (WCMSK) სამი გარე ხვევადი კოდით. მასში ნაჩვენებია, რომ WCMSK-ს გააჩნია უფრო დიდი თავისუფალი მანძილი, ვიდრე SCMSK-ს და ამიტომაც გააჩნია უკეთესი მაჩვენებლები (შეცდომების უკეთესი ქვედა ზღვარი). ამ ქვეთავში ჩვენ განვიხილავთ SCMSK-ს შემუშავებული ინტერლივერით [41]-დან. ჩვენ ვიყენებთ ინტერლივერს, რომელსაც გარანტირებულად აქვს უკეთესი თავისუფალი მანძილი ვიდრე WCMSK-ს [42]. თუ კი შევადარებთ WCMSK-ს, ამ გაზრდილმა თავისუფალმა მანძილმა შედეგი გამოიღო შეცდომების ქვედა ზღვრის გაუმჯობესებაში, რაც ჩანს კომპიუტერული სიმულაციიდან. განხილული კოდური მოდულაციის ტექნიკა გამოიყენება უსადენო ქსელებში კოორპერაციულ კომუნიკაციაში [37, 43]. სიმულაციის შედეგები აჩვენებს, რომ შემოთავაზებულ სქემას აქვს [18, 19]-ში განხილული სარელეო არხებისათვის ტურბო კოდირების სქემებთან სადარი მახასიათებლები.

5.1 სისტემის აღწერა და სიმულაციის შედეგები

დაუშვათ, რომ $\mathbf{i} = (i_0, i_1, \dots, i_{k-1})$ არის სასრული ორობითი მიმდევრობა. SCMSK-ში (ნახ. 5.1) მიმდევრობა \mathbf{i} არის გარე ხვევადი კოდერით კოდირებული და ბადე არის ტერმინირებული. გარე კოდის ბიტური მიმდევრობა \mathbf{v} შედგება N სიმბოლოსაგან და არის გადანაცვლებული

ბლოკური ინტერლივერის მიერ. ინტერლივერი შეიძლება იყოს შემუშავებული ან შემთხვევითი N სიმბოლოს ზომის. გადანაცვლებული მიმდევრობა \mathbf{u} შემდეგ არის MSK-ით მოდულირებული [40], რის გამოსასვლელზეც გვაქვს სიგნალი $s(t)$. მოდულატორის ბადე არის ტერმინირებული. WCMSK-ს აქვს სამი გარე კოდი [40]. შესაბამისად, WCMSK-ში საინფორმაციო ბიტური მიმდევრობა i იყოფა თანაბარი სიგრძის მქონე სამ მიმდევრობად i_1, i_2, i_3 . თითოეული მიმდევრობის კოდირება ხდება დამოუკიდებლად და ბიტების გადანაცვლება ხდება ბლოკური შემთხვევითი ინტერლივერის მიერ, რომლის ზომა არის $N/3$. შესაბამისად, სრული ინტერლივერის ზომა არის $\approx N$. გადანაცვლებული კოდური ბიტები არის კასკადირებული ერთ საერთო მიმდევრობაში, რომელიც შემდგომ არის მოდულირებული MSK-ით და მის გამოსასვლელზე არის სიგნალი $s(t)$.



ნახ. 5.1 სერიულად კასკადირებული MSK.

ჩვენ დაახლოებით გადმოვიტანეთ ინტერლივერის დიზაინი [41]-დან. გარე კოდის $\mathbf{v} = (v_0, v_1, \dots, v_{N-1})$ ბიტურ მიმდევრობას გააჩნია ელემენტები $v_n \in \{0,1\}$, სადაც n არის სიმბოლოს ინტერვალის ნომერი. იგი გადანაცვლება და ხდება $\mathbf{u} = (u_{\pi(0)}, u_{\pi(1)}, \dots, u_{\pi(N-1)})$. გადანაცვლება

$$\pi = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & N-1 \\ \pi(0) & \pi(1) & \dots & \pi(N-1) \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

შეიძლება აღიწეროს $N \times N$ S გადანაცვლების მატრიცის საშუალებით $S_{n,\pi(n)} = 1$ ელემენტებით და ყველა დანარჩენი ელემენტი S -ში ნულის ტოლია. S შეიცავს ლუწი l სიგრძის ციკლებს, რომელიც მოცემულია როგორც მიმდევრობები $\zeta = n_1, n_2, \pi(n_2), \pi(n_3), n_3, n_4, \dots, n_l, \pi(n_l), \pi(n_1)$, სადაც ყველა $n_h, h = 1, \dots, l$ არის სხვადასხვა. განვიხილოთ მანძილები $d_1 = |n_1 - n_2|, d_2 = |\pi(n_2) - \pi(n_3)|, d_3 = |n_3 - n_4|, \dots, d_l = |\pi(n_l) - \pi(n_1)|$.

$l = 2K$ სიგრძის ციკლს ζ , რომლის მანძილებია d_k , $k = 1, 2, \dots, 2K$, სადაც $d_{2K-1} \leq \Delta$, $\forall k = 1, 2, \dots, K$, და $\sum_{k=1}^K d_{2k} \leq \gamma$, ეწოდება l სიგრძის (Δ, γ) -ციკლი. თუ გადანაცვლება არ შეიცავს l ან ნაკლებ სიგრძის (Δ, γ) ციკლებს, მაშინ მას ეწოდება $(\Delta, \gamma)_l$ -გადანაცვლება. [41]-ში წარმოდგენილია ალგორითმი, რომელიც აგებს გადანაცვლების S მატრიცას $(\Delta, \gamma)_l$ -გადანაცვლებით შემდეგნაირად. განვიხილოთ ლუწი სიგრძის ნახევრად ციკლური ζ' , რომელიც მოცემულია როგორც $\zeta' = n_1, n_2, \pi(n_2), \pi(n_3), n_3, n_4, \dots, n_l, \pi(n_1)$ და ყველა n_h , $h = 1, \dots, l$ არის სხვადასხვა, მაგრამ $\pi(n_h)$ -სთვის ჩვენ გვაქვს მხოლოდ $h = 1, \dots, l - 1$. $l = 2K$ სიგრძის ნახევრად ციკლურ ζ' -ს, რომლის მანძილებია d_k , $k = 1, 2, \dots, 2K$, სადაც $d_{2K-1} \leq \Delta$, $\forall k = 1, 2, \dots, K$, და $\sum_{k=1}^{K-1} d_{2k} \leq \gamma$, ეწოდება l სიგრძის (Δ, γ) -ნახევრად ციკლი. ალგორითმი აგენერირებს გადანაცვლების S მატრიცას, რომელიც არ შეიცავს l ან ნაკლები სიგრძის არც (Δ, γ) -ციკლებს და არც (Δ, γ) -ნახევრად ციკლებს. ასეთ ციკლებს უწოდებენ აკრძალულ ციკლებს. ეს ალგორითმი მუშაობს სტრიქონებით. დასაწყისში "1" ენიჭება პირველი სტრიქონის ნებისმიერ პოზიციას. შემდეგ სტრიქონში "1"-ის ადგილმდებარეობა ისეთია, რომ არ შეიქმნას აკრძალული ციკლები და ასე შემდეგ. როდესაც რომელიმე სტრიქონში, ვთქვათ სტრიქონ π -ში, შეუძლებელია "1"-ის მინიჭება ისე, რომ აკრძალული ციკლი არ შეიქმნას, მაშინ სრულდება საგანგებო პროცედურა. ეს პროცედურა ეძებს სტრიქონს წინა სტრიქონებს შორის, ვთქვათ სტრიქონს n' ისეთს, რომ ჩანაწერი შეცვალოს და აკრძალული ციკლი არ შეიქმნას. ამავდროულად, ამ ცვლილებამ n' -ში უნდა შეცვალოს S ისე, რომ π -ში "1"-ის ჩაწერისას არ შეიქმნას აკრძალული ციკლები. საგანგებო პროცედურის მოთხოვნებია, რომ S არ შეიცავდეს l ან ნაკლები სიგრძის (Δ, γ) -ნახევრად ციკლებს, ვინაიდან ეს ციკლები ასევე აკრძალულია. [41]-ში ანალიტიკურად არის ნაჩვენები, რომ როდესაც $l = 4$ და $N \geq 4 \cdot \Delta(1 + 2\gamma + 4\Delta\gamma^2)$ ალგორითმი ყოველთვის არის კონვერგენტული. პრაქტიკაში, ალგორითმი კონვერგენტულია უფრო მცირე N -თვის, ვიდრე ეს ზღვრული მნიშვნელობებია. მაგრამ, პრაქტიკულად

შესაძლო ინტერლივერის ზომა ხდება ასევე უფრო დიდი Δ -ის ან γ -ის მნიშვნელობების ზრდასთან ერთად.

განვიხილოთ სერიულად კასკადირებული ხვევადი კოდი (SCCC), სადაც გარე კოდს გააჩნია თავისუფალი მანძილი კენტი d_{free}^0 , შიდა კოდის სიჩქარეა $R^i = b^i/c^i$ და მისი თავისუფალი მანძილი არის d_{free}^i . დაუშვათ, რომ ინტერლივერს გააჩნია $(\Delta, \gamma)_4$ -გადანაცვლება, სადაც $\gamma \geq \gamma_{min} = b^i \left[(4d_{free}^i - \beta^{b^i})/\alpha^i \right] - 1$ და $\Delta \geq \Delta_{min}$. α^i და β^{b^i} პარამეტრები არის მოცემული შიდა კოდერის აქტიური პაკეტის მანძილით, ხოლო Δ_{min} სიდიდე დამოკიდებულია მხოლოდ გარე კოდზე [41]. მაშინ, ამ SCCC-ს აქვს თავისუფალი მანძილი $d_{free} \geq (2d_{free}^0 - 1) \cdot d_{free}^i$ [41]. ეხლა განვიხილოთ ჩვენი SCMSK სქემა. ჩვენ ვიყენებთ ნორმალიზებულ კვადრატულ ევკლიდურ მანძილს [40] როგორც მანძილის განზომილებას მოდულირებულ სიგნალთა წყვილებს შორის, ვთქვათ $s(t)$ -სა და $\hat{s}(t)$ -ს შორის. მინიმალური მანძილი ყველა არსებულ წყვილს შორის არის ნორმალიზებული კვადრატული თავისუფალი ევკლიდური მანძილი (NSFED). MSK-ს NSFED არის $d_{free} = 2$ [40]. MSK-ს აქტიური პაკეტის მანძილის ქვედა ზღვარი არის $f^b(j) = \alpha^{MSK} \cdot j + \beta^{MSK}$, სადაც $\alpha^{MSK} = 1$ და $\beta^{MSKz} = 1$ [40]. MSK-ს სიმბოლოზე მოსული საინფორმაციო ბიტების რაოდენობა არის $b^{MSK} = 1$. [41] -ის თანახმად ჩვენ ავაგეთ ინტერლივერი $(\Delta, \gamma)_4$ გადანაცვლებით და გამოვიყენეთ იგი SCMSK-ში. როდესაც $\Delta \geq \Delta_{min}$ და $\gamma \geq \gamma_{min} = b^{MSK} \left[(4D_{free} - \beta^{b^{MSK}})/\alpha^{MSK} \right] - 1 = 6$, ამ ინტერლივერს აქვს გარანტირებული შემდეგი NSFED

$$D_{free}^D \geq (2d_{free}^0 - 1) \cdot D_{free} \quad (5.2)$$

ეს შეიძლება ნაჩვენები იყოს შემდეგი მოსაზრებით. განვიხილოთ გადანაცვლებული მიმდევრობების $\hat{\mathbf{u}}$ და \mathbf{u} წყვილი განსხვავების მიმდევრობით $\Gamma = \hat{\mathbf{u}} - \mathbf{u}$ შესაბამისი მოდულირებული სიგნალებით $\hat{s}(t)$ და $s(t)$. ევკლიდური მანძილის მთვლელი (EDC) [40], შეიძლება იყოს გამოყენებული $\hat{s}(t)$ -სა და $s(t)$ -ს შორის მანძილის გამოსათვლელად. EDC-ს სჭირდება მხოლოდ მათი სხვაობების მიმდევრობა Γ , როგორც შემავალი

მონაცემები. განვიხილოთ მიმდევრობა $\Gamma \bmod 2 = \hat{\mathbf{u}} \oplus \mathbf{u}$, სადაც \oplus -ით აღნიშნულია ორის მოდულით შეკრება. იოლად დავინახავთ, რომ ეს მიმდევრობა ქმნის ზუსტად იგივე $\hat{s}(t)$ -სა და $s(t)$ -ს შორის მანძილს როგორც Γ , როდესაც შედის EDC-ში. უნდა აღინიშნოს, რომ ჯამი $\Gamma \bmod 2 = \hat{\mathbf{u}} \oplus \mathbf{u}$ არის ასევე გადანაცვლებული მიმდევრობა იმიტომ, რომ გარე კოდერი და ინტერლივერი არიან წრფივები. ეხლა დაუშვათ, რომ ჩვენ ვიყენებთ გადანაცვლებულ მიმდევრობას \mathbf{u}' -ს EDC-ს შესასვლელზე და ვიღებთ რაღაც მანძილს D . მაშინ ყოველთვის არსებობს $\hat{\mathbf{u}}$ -სა და \mathbf{u} -ს მიმდევრობების წყვილი ისეთი, რომ $\Gamma \bmod 2 = \hat{\mathbf{u}} \oplus \mathbf{u} = \mathbf{u}'$ და შესაბამისად იგივე მანძილით D . ეხლა განვიხილოთ სისტემა გარე ხვევადი კოდერით, ინტერლივერი და შიდა EDC. ამ სისტემას აქვს ისეთივე გადანაცვლებული მიმდევრობები \mathbf{u} , რაც SCMSK-ს. აქედან გამომდინარე, ამ სისტემის მიერ წარმოშობილი მინიმალური თავისუფალი მანძილი არის SCMSK-ს NSFED-ის იდენტური. EDC არის რეკურსიული ხვევადი კოდერის ძალიან მსგავსი, და მის შესასვლელ მიმდევრობაში “1”-ბის შაბლონისა და $\hat{s}(t)$ -სა და $s(t)$ -ს შორის მანძილის დამოკიდებულება შეიძლება აღიწეროს როგორც MSK-ს აქტიური პაკეტის მანძილით [40]. შესაბამისად, ასეთი სისტემის NSFED ამოიღება ისეთივე მტკიცებულებით, როგორც არის [41]-ში, როდესაც შიდა ხვევადი კოდის აქტიური პაკეტის მანძილი ჩანაცვლდება ერთერთი MSK-ით.

[40]-ში არის ნაჩვენები, რომ WCMSK-ს NSFED არის ქვევიდან შემოსაზღვრული შემდეგნაირად

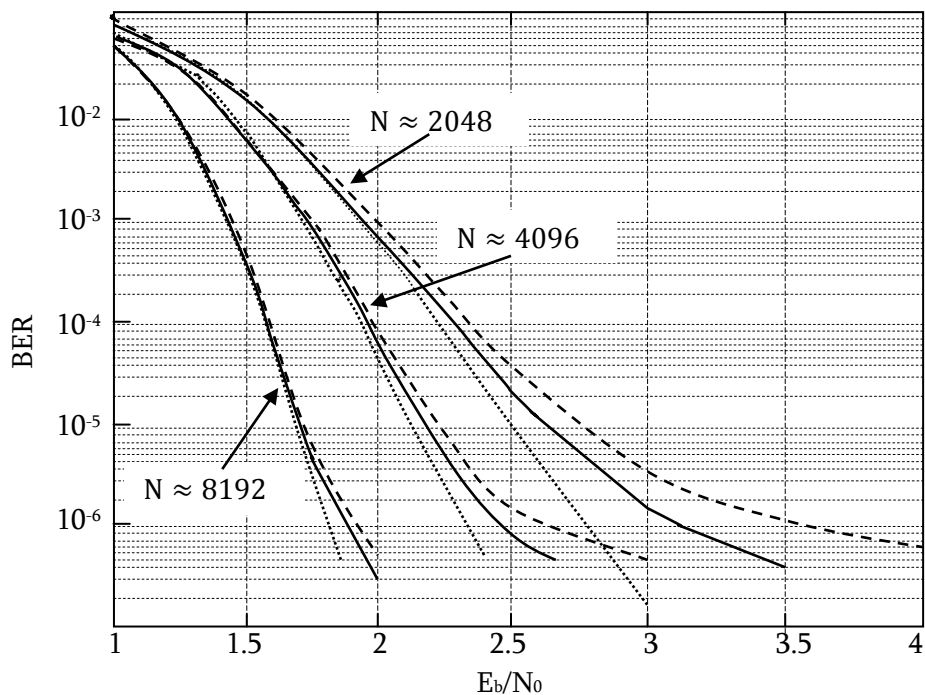
$$D_{free}^W \geq D_{free}^0 \cdot D_{free} \quad (5.3)$$

[40]-ის შესაბამისად, SCMSK-ს NSFED შემთხვევითი ინტერლივერით არის ქვევიდან შემოსაზღვრული შემდეგნაირად

$$D_{free}^R \geq \max\{D_{free}^0, D_{free}\} \quad (5.4)$$

მოდით გამოვიკვლიოთ NSFED-ს გავლენა სამი განხილული სისტემის მუშაობაზე კომპიუტერული სიმულაციით. ჩვენ გამოვიყენეთ გარე ხვევადი კოდი, რომლის წარმომქმნელი მატრიცაა $G_0 = (2,3)$ რვაობით ფორმაში და $D_{free}^0 = 3$. ამ კოდით და MSK-ით ჩვენ გვჭირდება ($\Delta_{min} = 5, \gamma_{min} = 6$) რომ

დავაკმაყოფილოთ (5.2). SCMSK-თვის, ჩვენ ავაგეთ შემდეგი ინტერლივერები: $N = 8192$ და $(\Delta = 8, \gamma = 9)$, $N = 4096$ და $(\Delta = 7, \gamma = 8)$, $N = 2048$ და $(\Delta = 5, \gamma = 7)$. ჩვენ ვზრდით Δ -ს და γ -ს იმდენად, რამდენადაც დიზაინი იძლევა ამის საშუალებას, რადგან მანძილის სპექტრის თვალსაზრისით იგი იძლევა უფრო უკეთეს შედეგს ვიდრე $(\Delta = 5, \gamma = 6)$. $N = 1024$ -ის შემთხვევაში, ჩვენ აღმოვაჩინეთ, რომ კონსტრუქციის ალგორითმი ეწყობა $(\Delta \geq 5, \gamma \geq 6)$ -ს. შესაბამისად, ჩვენ არ შეგვიძლია შევიმუშაოთ ისეთი ინტერლივერი, რომელიც გარანტირებულად დაიცავს ზღვარს (5.2) $N = 1024$ -თვის. ჩვენ ვიყენებთ AWGN არხს, N_0 სიმძლავრის ცალმხრივი სპექტრალური სიმკვრივით და იტერაციულ მიმდებს, იხილეთ [39, 40]. 5.2 ნახაზზე ნაჩვენებია სიმულაციის შედეგები მრუდების სახით, რომელიც ასახავს ბიტზე მოსული შეცდომების E_b/N_0 -ზე დამოკიდებულებას, სადაც E_b არის ენერგია ერთ საინფორმაციო ბიტზე.



ნახ. 5.2 სიმულაციის შედეგები: SCMSK შემუშავებული ინტერლივერით (წერტილებიანი მრუდი), WCMSK (უწყვეტი მრუდი), SCMSK შემთხვევითი ინტერლივერით (წყვეტილი მრუდი).

$N \approx 2048$ -სთვის, იტერაციების რიცხვი არის 7, $N \approx 4096$ -სთვის იგი არის 8, $N \approx 8192$ -სთვის კი - 11. ჩვენ ვადარებთ სისტემებს BER-ის 10^{-6} მნიშვნელობისათვის. $N \approx 2048$ -სთვის SCMSK შემუშავებული ინტერლივერით 0.4 dB-ით უკეთესად მუშაობს ვიდრე WCMSK და 0.9 dB-ით უკეთესად მუშაობს ვიდრე SCMSK შემთხვევითი ინტერლივერით. ამ მოგების მიზეზი არის შემუშავებული ინტერლივერის გაზრდილი NSFED. ჩვენ ვღებულობთ $D_{free}^D \geq 10$, როდესაც გვაქვს მხოლოდ $D_{free}^W \geq 6$ და $D_{free}^R \geq 3$, იხილეთ (5.2), (5.3) და (5.4). ინტერლივერის ზომის გაზრდასთან ერთად მოგება მცირდება იმიტომ, რომ გაზრდილი NSFED აუმჯობესებს მუშაობის მაჩვენებლებს მხოლოდ შეცდომების ქვედა ზღვართან. ხოლო, ინტერლივერის ზომის გაზრდით, შეცდომების ქვედა ზღვარი ჩამოდის ქვემოთ, ბიტზე მოსული ნაკლები შეცდომებისაკენ.

5.2 განაწილებული სერიულად კასკადირებული კოდური

განცალკევება სარელეო არხისათვის

სარელეო არხი არის სამ-ტერმინალიანი ქსელი, რომელიც შედგება წყაროსაგან, სარელეო ტერმინალისაგან და დანიშნულების ტერმინალისაგან [43]. წყარო მაუწყებლობს შეტყობინებას სარელეო და დანიშნულების ტერმინალებისაკენ, ხოლო სარელეო ტერმინალი კი გადასცემს მხოლოდ დანიშნულების ტერმინალს იმას, რასაც იღებს წყაროსაგან. სარელეო რეტრანსმირებამ გამოიწვია განახლებული ინტერესი იმის მიმართ, რომ მას აქვს შესაძლებლობა უსადენო ქსელებში შექმნას ერთანტენიანი მოწყობილობების განაწილებული სივრცითი განცალკევება კვაზისტატიკურ მიყუჩების არხებში [37]. კერძოდ, რეტრანსლირება შეიძლება გამოყენებული იყოს ვირტუალური ანტენების სიმრავლის ფორმირებისათვის. უნდა აღინიშნოს, რომ ეს შესაძლებელია ორი ტერმინალისათვის, რომლებიც კოოპერირებენ თავისი როლების გაცვლით, როგორც წყარო და როგორც სარელეო მოწყობილობა. შეგახსენებთ, რომ ამ სტრატეგიას ეწოდება კოოპერაციული განცალკევება [37].

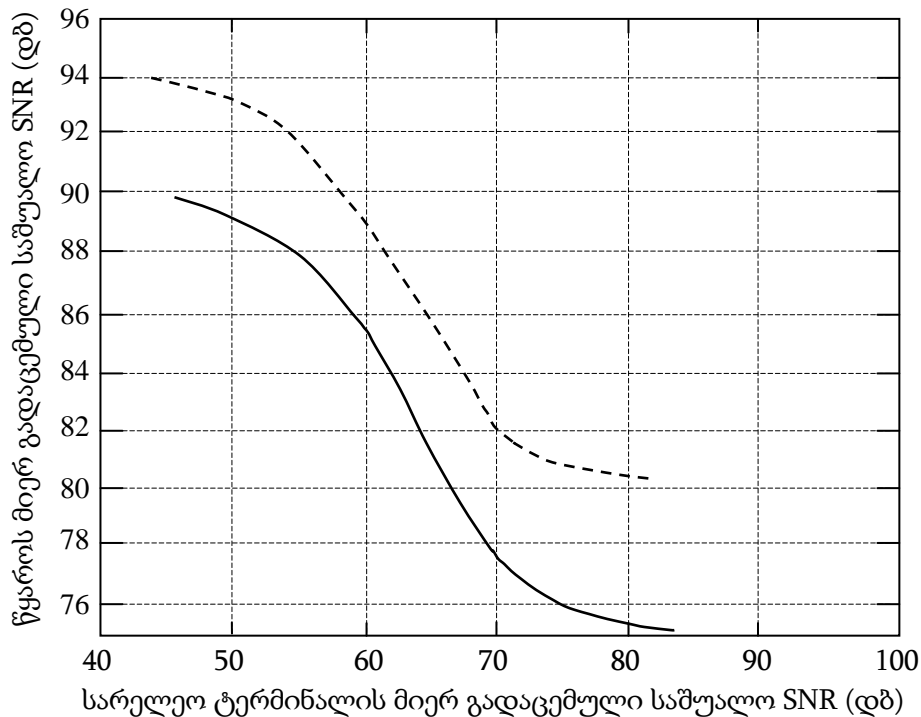
ჩვენი ყურადღება არის ფოკუსირებული სარელო არხის კოდირების პრობლემებზე. ჩვენი ტექნიკის განზოგადება შეიძლება იყოს გამოყენებული კოოპერაციულ განცალკევებაში. იმ დროს როდესაც რელემ შეიძლება გამოიყენოს გადამისამართების რამოდენიმე სტრატეგია გაძლიერებისა და გადამისამართების და კომპრესირებისა და გადამისამართების ჩათვლით [37], ამ შემთხვევაში ჩვენ გავჩერდით დეკოდირებისა და გადამისამართების რეტრანსლირების მეთოდზე. ამ სტრატეგიისას, სარელო ტერმინალი ახდენს წყაროსაგან მიღებული შეტყობინების დეკოდირებას და შემდეგ მის რეტრანსლირებამდე აკეთებს მის ხელახალ კოდირებას (შესაძლოა სხვა კოდის გამოყენებით). ჩვენი მიდგომა არის შემდეგი: სარელო ტერმინალში ინტერლივერის საშუალებით შევქმნათ განაწილებული სერიულად კასკადირებული კოდი.

ჩვენ უშვებთ, რომ სარელო არხი შეიცავს ძალიან მარტივ მოწყობილობებს. კერძოდ, სარელო ტერმინალები შეიძლება არ იღებდნენ და გადასცემდნენ ერთდროულად. უფრო მეტიც, არც წყარომ და არც სარელო ტერმინალმა არ იცის პარტნიორის შესაბამისი ფაზის შესახებ და შესაბამისად ისინი არ გადასცემენ კოჰერენტულად. ამგვარად, ისინი ოპერირებენ დროითი დაყოფის დუპლექსირების რეჟიმში. პირველი დროითი არხის დროს წყარო მაუწყებლობს სარელო და დანიშნულების ტერმინალებს, ხოლო მეორე დროითი არხის დროს კი მხოლოდ სარელო ტერმინალი გადასცემს დანიშნულების ტერმინალის მიმართულებით. ორივე, წყარო და სარელო ტერმინალები აგენერირებენ ძალიან მარტივ კოდს. ამ შემთხვევისათვის არის გამოყენებული წინა ქვეთავში განხილული SCMSK, მაგრამ ინტერლივერის გარეშე და ინტერლივერით შესაბამისად. შემოთავაზებულ სტრატეგიაში სიახლე არის სარელო ტერმინალში ინტერლივერის დამატება. თუკი სარელო ტერმინალი მოახდენს წყაროდან მიღებული მონაცემების შეფასებების გადანაცვლებას ინტერლივერში MSK მოდულატორამდე, მაშინ წყაროს და სარელო ტერმინალს ექნებათ კოოპერაციულად აგებული განაწილებული სერიულად კასკადირებული

კოდი. უნდა აღინიშნოს, რომ სარელეო ტერმინალი ახდენს მიღებული მიმდევრობის დემოდულირებას და დეკოდირებას და შემდეგ მონაცემების ხელახალ კოდირებას ინტერლივერამდე და MSK მოდულატორამდე. ამგვარად, ჩვენ გვაქვს კოდირება/მოდულირება ინტერლივერის გარეშე წყარო-დანიშნულების გავრცელების გზაზე, როდესაც რელე-დანიშნულების გავრცელების გზაზე გვაქვს კოდირება/მოდულირება ინტერლივერით. დანიშნულების ტერმინალს შეუძლია კოდის დეტექტირება იტერაციულად სტანდარტული სერიულად კასკადირებული დემოდულატორი/დეკოდერის გამოყენებით. სწორედ იმიტომ, რომ ეს კონსტრუქციები შეიცავს სარელეო ტერმინალის აღნიშნულ უპირატესობას, მისი კოდური მოგება არის მნიშვნელოვნად მეტი, ვიდრე მხოლოდ მოდულატორი/კოდირების სქემების გამოყენებისას დამოუკიდებელ არხებში. ეს დამატებითი მოგება ხერხდება სერიულად კასკადირებული MSK-ს კონსტრუქციის ინტერლივერის მოგების ხარჯზე და იტერაციული დეკოდერის პროცესის მოგების ხარჯზე.

ილუსტრირებისათვის განვიხილოთ სისტემა, სადაც სარელეო ტერმინალი მდებარეობს შუაში წყაროსა და დანიშნულების ტერმინალებს შორის, რომელის მდებარეობს 10 მეტრის მოცილებით. 2048 მონაცემთა ბიტის მქონე ფრეიმები გადაიცემა 1 მეგაბოდის სიჩქარით დამოუკიდებელი კვანძისტატიკური რეილის მიყუჩების არხებით და ხმაურის ცალმხრივი სპექტრალური სიმკვრივე არის $N_0 = 10^{-16}$ ვტ/ჰც. დაუშვათ, რომ გადაცემის სიხშირე არის 2.4 მჰც, გავრცელების გზაზე მილევის კოეფიციენტი არის 3 და თავისუფალი სივრცის ეტალონური მანძილი არის 1მ. დანიშნულების ტერმინალი ასრულებს დეკოდირების 15 იტერაციამდე, მაგრამ მაშინვე ჩერდება თუ ყველა შეცდომა არ გასწორდა. საშუალოდ მხოლოდ ორი იტერაციაა საჭირო. ნახ. 5.3-ზე ნაჩვენებია წყაროსა და სარელეო ტერმინალების მიერ გადაცემული მინიმალური SNR იმისათვის, რომ წყაროსა და დანიშნულების ტერმინალებს შორის ფრეიმზე მოსული შეცდომები (FER) იყოს 10^{-2} . სიმულაციის შედეგები აჩვენებს, რომ ახალი

კოდური მოდულაციის სქემას აქვს [18, 19]-ში მოცემულ მსგავს სქემებთან სადარი მახასიათებლები. მეორე მხრივ, უნდა აღინიშნოს, რომ ჩვენი სქემა



ნახ. 5.3 წყაროსა და რელეს მიერ გადაცემული მინიმალური SNR, რომ BS-ში FER იყოს 10^{-2} , [19]-დან თეორიული ზღვარი უწყვეტი მრუდია, SCMSK-ს სიმულაციის შედეგები წყვეტილი მრუდია.

უფრო მარტივია და იყენებს მხოლოდ ერთ ხვევად კოდს, როდესაც სქემები [18, 19]-დან იყენებენ ორ ხვევად კოდს. შედარებისათვის ჩვენ ასევე წარმოვადგენთ [19]-დან თეორიულ ზღვარს.

5.3 დასკვნა

ამ თავში ჩვენ გამოვიკვლიეთ სერიულად კასკადირებული კონსტრუქცია შიდა MSK-ით, გარე ხვევადი კოდით და მათ შორის შემუშავებული ინტერლივერით. ეს სქემა შეიძლება იყოს საინტერესო და მიმზიდველი ციფრული სისტემებისათვის, სადაც კომუნიკაციის ლინკი შეზღუდულია, როგორც სიმძლავრით, ასევე სიხშირული ზოლით.

საინტერესო არის იმის გამო, რომ MSK სიგნალის მუდმივი მომვლეები ხდის შესაძლებელს გამოყენებული იქნას დაბალი ღირებულების გამაძლიერებლები. MSK დაფუძნებულია ფაზის უწყვეტობაზე შემოტანილი მესხიერების ხარჯზე, ამის გამო მიიღწევა სიხშირული ზოლის ეფექტურობა. შიდა MSK საშუალებას გვაძლევს პრაქტიკული ინტერესებიდან გამომდინარე ავაგოთ N ზომის ინტერლივერები. SCMSK-ში ჩვენ გამოვიყენეთ შემუშავებული ინტერლივერი და დავინახეთ მნიშვნელოვანი მოგება შემთხვევითი ინტერლივერის მქონე SCMSK-თან [39] და WCMSK-თან [40] შედარებით, ბიტზე მოსული პრაქტიკულად ყველა შეცდომისას. შემდეგ განხილული SCMSK არის გამოყენებული განაწილებულ სერიულად კასკადირებულ კოდურ სქემაში და გამოყენებულია სარელეო არხებში. შემოთავაზებული ტექნიკა იძლევა განცალკევებისა და კოდური მოგებების კომბინაციას. ასევე, გამოყენებულია მარტივი შემადგენელი კოდები, კოდური მოგება შესამჩნევია იმიტომ, რომ გვაქვს სარელეო ტერმინალში ინტერლივერისა და საბაზო სადგურში იტერაციული დეკოდირების კომბინაცია.

თავი 6

ლინკის გაუმჯობესებული ბიუჯეტი კოოპერაციულ კომუნიკაციაში WCDMA ტექნოლოგიის გამოყენებით

ბოლო დროს, ტერმინალთა კოოპერაციის მეთოდის მრავალსახეობა, წოდებული კოდური კოოპერაცია, არის გამოკვლეული და შემოთავაზებული ბევრი მკვლევარის მიერ. იმისათვის, რომ განხორციელდეს კოოპერაცია, სხვადასხვა არხის კოდირების მეთოდები გამოიყენება. ასევე, კოოპერაციის განსახორციელებლად შეიძლება გამოყენებული იქნას სხვადასხვა რადიოშელწევადობის მეთოდი. დღეისათვის დაგროვილია თეორიული ნამუშევრების საკმაო რაოდენობა, რომლებიც მკაფიოდ აჩვენებენ კოდური კოოპერაციის თეორიულ უპირატესობას ცალკეული სიგნალ-კოდური სისტემისათვის. ჩვენთვის საინტერესო ასევე იყო, თუ რა მოგებას მოგვცემდა პრაქტიკული თვალსაზრისით კოდური კოოპერაციის იმპლემენტაცია მობილური უსადენო ქსელის კონკრეტულ რადიოშელწევადობის ტექნოლოგიაში. ამ თავში ჩვენ დავითვალეთ რადიოლინკის ბიუჯეტი და ფიჭის რადიუსი კოოპერაციული კომუნიკაციისათვის. შედეგები ეყრდნობა კომპიუტერულ სიმულაციას, რომელიც განხორციელებულია ურბანიზირებული, საშუალოდ ურბანიზირებული და სოფლის ტიპის დასახლებებისათვის. ამისათვის გამოყენებულია ორი ტიპის რადიოსიგნალის გავრცელების მოდელი: მოტოროლას “Xios” და ერიქსონის სიგნალის შენობებში გავრცელების მოდელი. ჩვენი მიზანი იყო MT-თა შორის და MT-სა და BS-ს შორის არხებისათვის გაგვეკეთებინა ლინკის ბიუჯეტის შეფასება როგორც არაკოოპერაციული ასევე კოოპერაციული შემთხვევისათვის. ჩვენ გამოვიყენეთ რადიოშელწევადობის ტექნოლოგია წოდებული WCDMA მინი TDMA-ს სცენარით. ამ არჩევანის მიზეზი და განმარტებები არის მოცემული შემდეგ ქვეთავში. ამ თავში მოცემული ნაშრომის შედეგები არის თვალსაჩინო და შთამბეჭდავი, რაც კოოპერაციული კომუნიკაციის

სისტემების პრაქტიკული განხორციელების იდეას ხდის უფრო დამაჯერებელს. იოლად შეგვიძლია შევადაროთ ორივე შემთხვევა ერთმანეთს და დავინახავთ მოსალოდნელ შედეგებს იმ ფორმით და სახით რა ფორმით და სახით ხედავენ ვენდორები, ოპერატორები ან რადიოსიხშირული დაგეგმარებისა და ოპტიმიზაციის სპეციალისტთა დიდი ჯგუფი. იმისათვის, რომ დაკმაყოფილდეს მოთხოვნები ბიტზე მოსულ შეცდომებზე (BER) ან ბლოკზე მოსულ შეცდომებზე (BLER) სხვადასხვა სერვისებისათვის, [44]-ში მოყვანილ კოდური კოოპერაციის მუშაობის მაჩვენებლებზე დაყრდნობით ჩვენ გავაკეთეთ ბიტზე მოსული ენერჯისა და ხმაურის სიმძლავრის სპექტრალური სიმკვრივის თანაფარდობის (E_b/N_0) ცვლილება და მისი მორგება, რადგან ამ უკანასკნელის სარეკომენდაციო მნიშვნელობები კოოპერაციული კომუნიკაციის შემთხვევისათვის ჯერჯერობით არ არსებობს არცერთ საერთაშორისო ტელეკომუნიკაციის ორგანიზაციაში თუ პროექტში.

6.1 შემავალი პარამეტრები და სისტემის მოდელი

კოოპერაციული კომუნიკაცია გულისხმობს, რომ BS-ს შეუძლია მიიღოს ცალ-ცალკე წყაროსა და სარელეო ტერმინალების გადაცემები. ყველაზე მარტივი და პირდაპირი გზა არის დროში გაყოფა, რაც ნიშნავს იმას, რომ წყაროსა და სარელეო ტერმინალების მონაცემები გადაიცემა დროის ინტერვალებში, რომლებიც არ გადაიფარებიან. ორთოგონალობა ასევე შესაძლებელია განვრცობის კოდების გამოყენებით. პრინციპში, ორთოგონალობა ასევე შესაძლებელია სიხშირული განცალკევებით. სიგნალების განცალკევება მჭიდრო კავშირშია აპარატურულ მოთხოვნებთან, რაც გამოიყენება მობილურ ტერმინალებში. ფიჭურ სისტემებში, TDMA-ის გამოყენების დროსაც კი UL-ის და DL გადაცემები ხორციელდება სხვადასხვა სიხშირულ ზოლებში. ჩვეულებრივად, მობილური იღებს მხოლოდ DL-ის სიხშირულ ზოლს, როდესაც კოოპერაციის დროს მობილურს ესაჭიროება მიღება აწარმოოს ასევე UL-ზე,

ამდენად დამატებითი შესასვლელი ფილტრისა და სიხშირული გარდაქმნის საჭიროება ხდება. სხვა ტექნოლოგიური სირთულე არის გადაცემაზე და მიღებაზე მოთხოვნის დაკმაყოფილება ტერმინალებში. TDMA სისტემებში ეს ზოგადად პრობლემას არ წარმოადგენს, რადგანაც UL-ის განსაზღვრის თანახმად დროში არ იკვეთება DL-თან. მაგრამ, მრავალჯერადი შეღწევადობის სხვა სისტემებში, როგორც არის CDMA, ტერმინალებს შეიძლება ესაჭიროებოდეს ერთდროულად გადაცემა და მიღება. გადამცემის გამოსასვლელზე სიგნალი შეიძლება აღემატებოდეს მიღებულ სიგნალს 120-140 dB-ით, რაც აღემატება მიმართულების გამყოფი არსებული ფილტრების იზოლაციის შესაძლებლობებს. ამ პრობლემის რამოდენიმე სავარაუდო გადაწყვეტა შეიძლება მოიძებნოს. ჩვენი აზრით, პრაქტიკული თვალსაზრისით ყველაზე იოლად რეალიზებადი არის შემდეგი, კოოპერაციული ტერმინალები შეიძლება შეთანხმდნენ მათი UL-ის გადაცემის დროის გაყოფაზე, მაგალითად ისინი ორ ტერმინალს შორის ქმნიან მინი-TDMA სცენარს, სადაც თითოეული ტერმინალი გადასცემს დროის 50%-ის განმავლობაში ორჯერ მეტი სიმძლავრით. შესაბამისად, კოოპერაციული ფიჭური მოდელირებისათვის ჩვენ შევარჩიეთ WCDMA რადიოშეღწევადობის მეთოდი მინი-TDMA სცენარით პარტნიორებს შორის. უნდა აღინიშნოს, რომ ორთოგონალური სიხშირული დაყოფის მრავალჯერადი შეღწევადობის მეთოდიც (OFDMA) შეიძლება იყოს გამოყენებული ამ მიზნისათვის. რადგანაც ოპერატორების მეტი წილი იყენებს 2100 მჰც სიხშირულ ზოლს 3/3.5 თაობის სერვისებისათვის, რომლის DL-ის საშუალო სიხშირეა 2140 მჰც და UL-ის საშუალო სიხშირეა 1950 მჰც, ჩვენც მოდელირებისათვის შევარჩიეთ სწორედ ეს სიხშირეები.

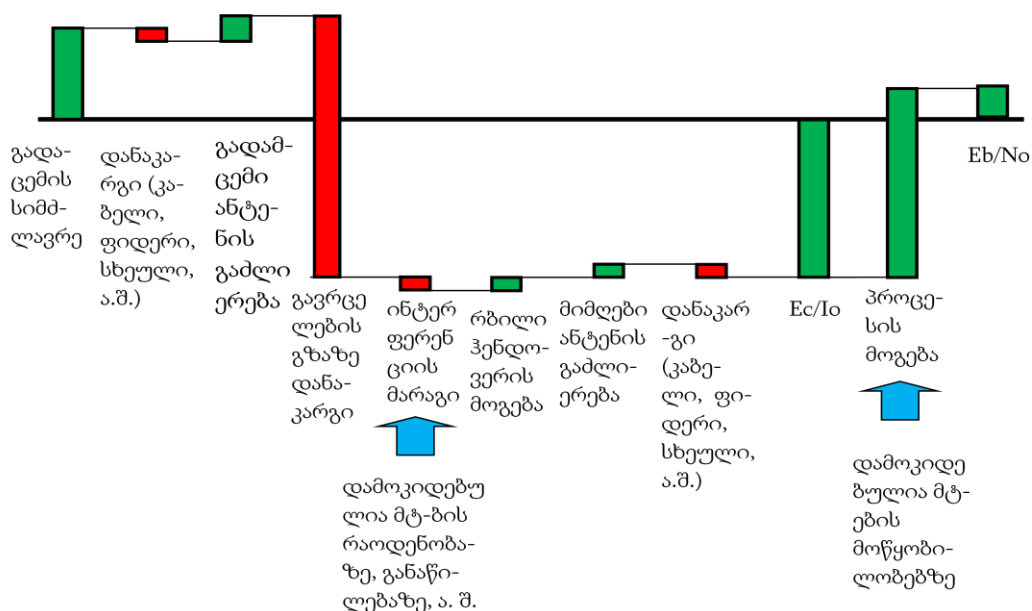
ჩვენ დავითვალეთ ლინკის ბიუჯეტი და ფიჭის მუშაობის რადიუსი ტრადიციული შემთხვევისათვის, ტერმინალებს შორის არხისათვის და კოოპერაციული შემთხვევისათვის. დათვლებისას ჩვენ განვიხილეთ უარესი შემთხვევა, რაც გულისხმობს იმას, რომ სიგნალის გავრცელების მოდელირებისას მხედველობაში მიღებულია შენობების შიდა დაფარვა.

ამისათვის ჩვენ მოვახდინეთ პარტნიორებს შორის გავრცელების გზაზე სიგნალის დათვლილი მაქსიმალური მილევის კონვერტაცია ტერმინალების პარტნიორობის მანძილში შენობების პირობებში. შენობებში სიგნალის გავრცელების მილევა დამოკიდებულია ბევრ ფაქტორზე, როგორც კედლების, იატაკის მიერ შეტანილი მილევა, შენობის ტიპი, გამოყენებული მასალა და ასე შემდეგ. არსებობს შენობებში სიგნალის გავრცელების რამოდენიმე ემპირიული მოდელი. ჩვენ ავირჩიეთ ერიქსონის სიგნალის შენობებში გავრცელების მოდელი, რომლისთვისაც შენობების მახასიათებლები არ მოითხოვება და ამავდროულად სიგნალის შესუსტების საკმაოდ კარგ მიახლოებას იძლევა პიკო-ფიჭურ გარემოში. ტერმინალსა და BS-ს შორის სიგნალის დონისა ან მისი გავრცელების გზაზე მილევის პროგნოზირებისათვის, გათვალისწინებით იმისა, რომ სხვადასხვა მოდელს სხვადასხვა შეზღუდვები გააჩნია, ჩვენ გამოვიყენეთ “Motolola Xloss”. იგი აკეთებს სიგნალის დონის ან მისი მილევის კორექციასა და მორგებას მიწის ზედაპირზე არსებული შენობა-ნაგებობებისათვის ან ბუნებრივი საფარისათვის დამატებით შესაბამისი სიმაღლის დამატების საშუალებით არსებული მიწის ზედაპირის სხვადასხვა კატეგორიებისათვის (ურბანიზირებული და საშუალოდ ურბანიზირებული დასახლება, სოფლის ტიპის დასახლება, ტყე, წყლები და ასე შემდეგ). სიგნალის მოსალოდნელი ჯამური შესუსტება თითოეული ტერმინალის პოზიციისათვის არის ცვალებადი და ჯამი ორი კომპონენტისა: არეკვლისა და დიფრაქციის მილევებისა.

მაგრამ, ვიდრე გამოვიყენებდეთ ამ მოდელებს, დავითვალოთ გავრცელების მაქსიმალური დასაშვები დანაკარგი ყველა შემთხვევისათვის. ზოგადად, ლინკის ბიუჯეტი WCDMA-სთვის ნაჩვენებია ნახ. 6.1-ზე.

6.1.1 ტრადიციული ლინკის ბიუჯეტი

პირველ რიგში განვსაზღვროთ დაშვებები და შემავალი პარამეტრები ტრადიციული ლინკის ბიუჯეტისათვის და გავრცელების მოდელისათვის. ჩვენი მიზანი არ იყო ამ თავში ყველა შემავალი პარამეტრის ან ახლიდან დათვლა ან გამოყვანა, რადგან ტრადიციული WCDMA-ის ქსელისათვის დაგეგმარებისა და ტრადიციული ლინკის ბიუჯეტის ანგარიში არის კარგად ცნობილი და სხვა ავტორების მიერ კარგად არის აღწერილი [45, 46, 47, 48].



ნახ. 6.1 WCDMA-ის ლინკის ბიუჯეტი.

ზოგიერთ შემთხვევაში ჩვენ გამოთვლებში გამოვიყენეთ ზოგიერთი პარამეტრის პოპულარული და პრაქტიკული მნიშვნელობები. ზოგიერთი დაშვებები კი, რომელიც არის გამოყენებული გამოთვლებში მოყვანილია ქვემოთ, იხილეთ ცხრილი 6.1.

ქსელის დატვირთვის დაგეგმილი მნიშვნელობა უნდა ემყარებოდეს სერვისების და ტრაფიკის განაწილებისა და ზრდის ერთობლივ პროგნოზს იმდენად ზუსტად რამდენადაც შეიძლება. DL-ზე დატვირთვა ჩვეულებრივად მეტია ვიდრე UL-ზე (ტრაფიკის არასიმეტრიულობა, DL-ზე უფრო მაღალი E_b/N_0 მოითხოვება, რბილი ჰენდოვერის გამო UL-ზე მეტი

	MT	BS	ერთეული
ანტენის გაძლიერება	0	18	dBi
სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	4	0	დბ
კაბელში და კონექტორში დანაკარგი	0	2	დბ
ხმაურის კოეფიციენტი	6	2	დბ
მაქ. სრული გამოსასვლელი სიმძლავრე ტრადიციული შემთხვევისათვის (12.2კბწ/384კბწ)	0.125/0.25	40	ვტ
სიმაღლე	1.5	30	მ

ცხრილი 6.1 MT-სა და BS-თვის გაკეთებული დაშვებები არაკოოპერაციული შემთხვევისათვის.

მოგება,...). DL-ზე დატვირთვის მართვა ასევე იოლია იმ შემთხვევაშიც კი, როდესაც უტილიზაცია ახლოსაა მაქსიმუმთან ანუ ერთთან, რადგან გადაცემის სიმძლავრის ეფექტური გასაშუალებება ხდება. გამოთვლებში ჩვენ გამოვიყენეთ დატვირთვის ყველაზე ხშირად გამოყენებადი მნიშვნელობები 0.75 და 0.5 DL-თვის და UL-თვის შესაბამისად.

გადაცემის მაქსიმალური სიმძლავრეები MT-თვის (სიმძლავრის კლასები, რომლებიც ყველაზე ხშირად გამოიყენება ქსელებში) არის 21 დბმ და 24 დბმ ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის და 384 კბწ მონაცემთა გადაცემისათვის შესაბამისად (მონაცემთა გადაცემისათვის ტერმინალმა შეიძლება გამოიყენოს მეტი სიმძლავრე).

ხმაურის კოეფიციენტი (NF) არის განსაზღვრული მესამე თაობის პარტნიორობის პროექტის მიერ (3GPP), მაგრამ ვენდორების პროდუქტებს ხშირად აქვთ უკეთესი მაჩვენებლები ვიდრე 3GPP-ით არის განსაზღვრული.

BS-ის სრული გამოსასვლელი სიმძლავრე ჩვენ ავიღეთ 40 ვტ (46 დბმ). BS-ის სალაპარაკო არხის გადაცემის სიმძლავრე არის

$$P_{tx.tch} = \frac{(1-\eta_{OH}) * \text{გადაცემის სრული სიმძლავრე}}{\eta_{DL} * N_{pole}}$$

სადაც η_{OH} არის არხის სიმძლავრის ზემოდან დამატება პროცენტებში, N_{pole} არის გამტარუნარიანობის ზედა ზღვარი (მომსახურებული MT-ების

რაოდენობა), წოდებული როგორც “pole capacity”, η_{DL} კი არის DL-ის დატვირთვა, რომელიც ავიღეთ 0.75-ის ტოლი.

საკონტროლო შეტყობინების ზემოდან დამატების მნიშვნელობებისათვის ჩვენ შეგვიძლია მივმართოთ ცხრილ 6.2-ს, რომელიც იძლევა საერთო არხებისათვის სიმძლავრის რეკომენდაციებს. ცხრილში მოცემულია შემდეგი სხვადასხვა საერთო არხი: საერთო პილოტური არხი (CPICH), პირდაპირი სინქრონიზაციის არხი (P-SCH), მეორადი სინქრონიზაციის არხი (S-SCH), პირდაპირი საერთო მართვის ფიზიკური არხი (P-CCPCH), მეორადი საერთო მართვის ფიზიკური არხი (S-CCPCH), პეიჯინგის ინდიკატორული არხი (PICH), დაკავების ინდიკატორული არხი (AICH). საერთო არხებს ჩვენ მივანიჭეთ 5.6 ვტ სიმძლავრე და შესაბამისად საკონტროლო ზემოდან დამატება გახდა 0.14.

სერვისის ტიპი	საწყისი სიმძლავრე	მინ. აქტიურობა	მინ. საშუალო სიმძლავრე	მაქს. აქტიურობა	მაქს. საშუალო სიმძლავრე
CPICH	33 დბმ	100 %	33 დბმ	100 %	33 დბმ
P-SCH	30 დბმ	10 %	20 დბმ	10 %	20 დბმ
S-SCH	30 დბმ	10 %	20 დბმ	10 %	20 დბმ
P-CCPCH	28 დბმ	90 %	27.5 დბმ	90 %	27.5 დბმ
S-CCPCH	33 დბმ	25 %	27 დბმ	115 %	33.6 დბმ
PICH	25 დბმ	96 %	24.8 დბმ	96 %	24.8 დბმ
AICH	25 დბმ	0 %	-	80 %	25 დბმ
ჯამი	-	-	35.5 დბმ 3.5 ვტ	-	37.5 დბმ 5.6 ვტ

ცხრილი 6.2 DL-ის გადაცემის საშუალო სიმძლავრის ანგარიში საერთო არხებისათვის.

DL-ის ზღვრული გამტარუნარიანობის მიახლოებული განტოლება ასე გამოიყურება

$$N_{pole} = \frac{(1-\eta_{OH}) * W / R_b}{E_b / N_0 * \nu * (1-\alpha + I_{oc} / I_{or})}$$

სადაც W არის სისტემის განვრცობის ზოლი, რომელიც არის სტანდარტის მიერ განსაზღვრული და ტოლია 3.84 მჰც, R_b არის რადიოშელწევადობის გადამტანის ტერმინალის ბიტური სიჩქარე შერჩეული სერვისისათვის, I_{oc}/I_{or} წარმოადგენს ინტერფერენციის ფაქტორს, რომელიც დამოკიდებულია ანტენების კონფიგურაციაზე და ქსელის ტოპოლოგიაზე, იგი შეიძლება მნიშვნელოვნად იცვლებოდეს მეზობელი ფიჭების ცვალებადი დატვირთვის გამო. ქსელის 3-სექტორიანი BS-ბის მაკროფიჭური კონფიგურაციის შემთხვევაში საშუალო ინტერფერენციის ფაქტორი იღება 0.65-ის ტოლი (-1.9 დბ). α არის ორთოგონალობის ფაქტორი. სატრანსპორტო A ტიპის არხისათვის საერთაშორისო სატელეკომუნიკაციო კავშირის (ITU) რეკომენდაციების თანახმად მისი მნიშვნელობა ტოლია დაახლოებით 0.5-ის (სტატიკური არხისათვის ეს პარამეტრი ნაკლებია) და ჩვენც შემოვიტანეთ ეს მნიშვნელობა. E_b/N_0 არის მიღებული ენერგია მოსული ერთი მომხმარებლის ბიტზე გაყოფილი ხმაურის სიმძლავრის სპექტრალურ სიმკვრივეზე. [48]-ზე დაყრდნობით, DL-ის მრავალჯობის მიყუჩების არხის შემთხვევაში (case 3 [49]-ში) გვაქვს შემდეგი მნიშვნელობები: ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის არის 6.7 დბ და მონაცემთა გადაცემის 384კბწ სერვისისათვის არის 5.2 დბ. ν არის ხმის აქტიურობის ფაქტორი. იგი დამოკიდებულია ვაკოდერის ტიპის გამოყენებაზე, არხის კოდირებაზე და რეალურ აპლიკაციაზე. ხმოვანი სერვისისათვის იღებენ 0.6, ხოლო მონაცემთა გადაცემისათვის 1.0.

ჩვენ შემთხვევაში, DL-ის ხმის 12.2 კბწ სერვისისათვის $N_{pole} = 84$, ხოლო მონაცემთა გადაცემის 384კბწ სერვისისათვის $N_{pole} = 2$, აქედან გამომდინარე $P_{tx.tch}$ იქნება 0.546ვტ (27.4დბმ) და 22.93ვტ (43.6დბმ) შესაბამისად. უნდა აღინიშნოს, რომ DL-ის სიმძლავრე ხმოვანი სერვისისათვის იგულისხმება ფიჭის კიდესათვის. მაგრამ ტერმინალები არის გაშლილი ფიჭის დაფარვის მთელ ტერიტორიაზე და ფართოზოლოვანი გადაცემა არის ყველა ტერმინალის სიგნალის ჯამი. შესაბამისად ჯამური სიგნალი შეიცავს კიდეში მყოფი ტერმინალის

სიგნალს ისევე როგორც BS-თან ახლოს მყოფ ტერმინალის სიგნალს. ეს ფაქტი საშუალებას აძლევს BS-ს მოემსახუროს ახლო მდებარე ტერმინალს გაცილებით ნაკლები სიმძლავრით, ვიდრე ნაანგარიშებია, ამიტომ ზოგი კიდეში მყოფი ტერმინალი იქნება მომსახურებული ნაანგარიშებზე მეტი სიმძლავრით. მეორე მხრივ, ხმოვანი სერვისის მაქსიმალური სიმძლავრე არის CPICH-თან მიბმული და პრაქტიკაში ორივეს იღებენ ერთი და იგივე მნიშვნელობის 2 ვტ ტოლს (33დბმ). ჩვენ ანგარიშებში ავიღეთ 2 ვტ.

UL-ის მიმართულებისათვის ჩვენ ვსარგებლობთ იგივე წყაროთი [48]. UL-ის მრავალგზის მიყუჩების არხის შემთხვევაში (case 3 [50]-ში) გვაქვს შემდეგი მნიშვნელობები: ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის არის 4.5 დბ და მონაცემთა გადაცემის 384კბწ სერვისისათვის არის 2.0 დბ.

სწრაფი მიყუჩების მინდორი ან სიმძლავრის მართვის (PC) დამატებითი ფანჯარა არის MT-ის სიჩქარის ფუნქცია და იგი უდიდესია ნელა მოძრავი ტერმინალისათვის (< 50 კმ/სთ). ეს მინდორი, როგორც წესი არ არის საჭირო DL-ის შემთხვევაში, რადგან ყველა ტერმინალს BS ერთდროულად ემსახურება შედარებით ნაკლები სიმძლავრით, ვიდრე მაქსიმალურია. ნელა მოძრავი ტერმინალებისათვის სწრაფი მიყუჩების მინდორის ტიპური მნიშვნელობა არის 2.0-5.0 დბ. ამ მიზნისათვის ჩვენ დავჯავშნეთ 4.0 დბ.

რაც შეეხება UL-ის რბილ ჰენდოვერს, იგი არის მაქსიმალური თანაფარდობის შეკრება, რომელიც სრულდება BS-ის ეგრედ წოდებულ “RAKE” მიმღებში ან რადიოქსელის კონტროლერში და მისი მოგება წარმოადგენს 1-3 დბ, ჩვენ ავიღეთ 2დბ. DL-ის შემთხვევაში სიგნალები იკრიბება ტერმინალის “RAKE” მიმღებში და მისი მოგება არის 1-2 დბ. ჩვენ ავიღეთ 1დბ.

იმისათვის, რომ ვუზრუნველყოთ საიმედო კავშირი მოცემულ მანძილზე, მიყუჩების დამატებითი მინდორი არის საჭირო დაემატოს ლინკის ბიუჯეტს იმის და მიხედვით, თუ როგორი საიმედოობა გვჭირდება სისტემისაგან. ჩვენ შემთხვევაში, მაკროფიჭური გარემოსათვის, [51, (9.4, 9.5)]-ზე დაყრდნობით, ჩვენ შემოვიღეთ სტანდარტული დევიაციის

შემდეგი მნიშვნელობები: ურბანიზირებული არეალისათვის $\sigma = 8$ დბ, საშუალოდ ურბანიზირებული და სოფლის ტიპის არეალებისათვის $\sigma = 9.4$ დბ. შემდეგ იმისათვის, რომ ვუზრუნველყოთ დაფარვის 90%-იანი საიმედოობა, იგივე წყაროზე დაყრდნობით ვნახულობთ: ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი ურბანიზირებული არეალისათვის არის $L_s = 8 * 1.25 = 10$ დბ, ხოლო საშუალოდ ურბანიზირებული და სოფლის ტიპის არეალებისათვის არის $L_s = 9.4 * 1.25 = 11.75$ დბ (ჩვენ დაუშვით, რომ L_s ერთნაირია ბოლო ორი ტიპისათვის). არეალის ტიპების აღწერა და შენობებში სიგნალის შესუსტება მიწისპირა სართულისათვის არის მოცემული [52]-ში. შემდეგ, ტრადიციული შემთხვევისათვის ჩვენ დავითვალეთ სიგნალის გავრცელების გზაზე დასაშვები დანაკარგი სხვადასხვა სერვისებისათვის და არეალის სხვადასხვა ტიპებისათვის. შედეგები მოცემულია ცხრილ 6.3-ში.

სიგნალის გავრცელების გზის კომპონენტები	DL (დატვირთვა=0.75)		UL (დატვირთვა=0.5)		ერ-თეული	
	ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ		
	სს		მტ			
გადამცემის მასსათაობლები	გადამცემის სრული სიმძლავრე	40	40	0.125	0.25	ვტ
	ტრაფიკის არხის გადაცემის სიმძლავრე	33	43.6	21	24	დბმ
	გადამცემი ანტენის გაძლიერება	18	18	0	0	dBi
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	2	2	0	0	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	0	0	4	0	დბ
	გადამცემის EIRP	49	59.6	17	24	დბმ
	მტ		სს			
მიმღების მასსათაობლები და მიმდგრები	მიმღები ანტენის გაძლიერება	0	0	18	18	dBi
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	0	0	2	2	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	4	0	0	0	დბ
	თერმული ხმაურის სიმკვრივე	-174	-174	-174	-174	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის კოეფიციენტი	6	6	2	2	დბ
	მიმღების ხმაურის სიმკვრივე	-168	-168	-172	-172	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის სიმძლავრე	-102.2	-102.2	-106.2	-106.2	დბმ
	ინტერფერენციის მინდორი ($= -10 \log(1 - \text{დატვირთვა})$)	6	6	3	3	დბ
	განვრცობის მოგება	25	10	25	10	დბ
	მოთხოვნილი Eb/No	6.7	5.2	4.5	2	დბ
	მიმღების მგრძნობიარობა	-114.5	-101.0	-123.7	-111.2	დბმ
	განცალკევების მოგება (UL-ზე Eb/No შედის)	0	0	0	0	დბ
	სწრაფი მიყუჩების მინდორი	0	0	4	4	დბ
	რბილი ჰენდოვერის მოგება	1	1	2	2	დბ
გავრცელების გზაზე მაქს. დანაკარგი		160.5	161.6	154.7	149.2	დბ
ურბანიზირებული არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	10	10	10	10	დბ
	შენობებში დანაკარგი	16	16	16	16	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	134.5	135.6	128.7	123.2	დბ
საშუალოდ ურბანიზირებული არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	11.75	11.75	11.75	11.75	დბ
	შენობებში დანაკარგი	11	11	11	11	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	137.7	138.8	131.9	126.4	დბ
სოფლის ტიპის არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	11.75	11.75	11.75	11.75	დბ
	შენობებში დანაკარგი	8	8	8	8	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	140.7	141.8	134.9	129.4	დბ

ცხრილი 6.3 UMTS-ის ლინკის ბიუჯეტი ტრადიციული მეთოდისათვის.

6.1.2 ტერმინალებს შორის ლინკის ბიუჯეტი

ებლა დავთვალთ კოოპერაციული შემთხვევისათვის MT-ებს შორის ლინკის ბიუჯეტი. ჩვენ უნდა გავაკეთოდ რამოდენიმე პარამეტრის ცვლილება, რაც სპეციფიკურია ამ შემთხვევისათვის. სიმარტივისათვის განვიხილოთ ქსელი ორი პარტნიორი MT-ით. შესაბამისად გადაცემის დრო UL-ზე პარტნიორებს შორის იყოფა ორ თანაბარ ნაწილად ისე, რომ თითოეული მათგანი იღებს პარტნიორის სიგნალს UL-ზე და ასევე იღებს BS-ის სიგნალს DL-ზე. იმისათვის, რომ შევინარჩუნოთ იგივე მონაცემთა სიჩქარე, რაც იყო არაკოოპერაციულ რეჟიმში, განვრცობის მოგება უნდა შევამციროთ ორჯერ და იმისათვის, რომ დაკმაყოფილდეს იგივე მოთხოვნილი BER/BLER, საჭიროა ორჯერ გაიზარდოს MT-ის გადაცემის სიმძლავრე, რაც ტოლია 24 დბმ-სა ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის და 27 დბმ-სა 384 კბწ მონაცემთა გადაცემისათვის, ნაცვლად 21 დბმ-სა და 24 დბმ-სა შესაბამისად.

ინტერფერენციის მინდორი წარმოადგენს ხმაურის მატებას, რომელიც გამოწვეულია ხმაურის კოეფიციენტითა და ფიქების დატვირთვით თერმული ხმაურის ზემოთ. ჩვენ შემთხვევაში, UL-ზე MT-თვის ინტერფერენცია შეიძლება წარმოიშვას სხვა ახლომყოფი MT-ის გადამცემით (არ ვგულისხმობთ გარე ინტერფერენციას). მაგრამ, მეორე მხრივ, ჩვენ ვგულისხმობთ მხოლოდ ერთ პარტნიორ MT-ს, რომელიც შედარებით ახლოს იმყოფება, რომლის გადამცემის სიგნალიც არის მიმღების მგრძნობიარობის ზღვარს ზევით. მაგრამ პარტნიორები ისევ და ისევ გადასცემენ დროის სხვადასხვა ნაწილში. ზოგადად პარტნიორთა რიცხვი შეიძლება იყოს ერთზე მეტი, მაგრამ რადგან ისინი იყოფენ დროს, დროის ყოველ მომენტში მხოლოდ ერთის მიღება ხდება. ამიტომ, MT-ებს შორის ლინკის ბიუჯეტის წინასწარი ანგარიშისას ჩვენ ინტერფერენციის მინდორის იგნორირებას ვაკეთებთ.

ასევე საჭიროა მოთხოვნილი E_b/N_0 -ს მოდიფიცირება. ჩვენ შემთხვევაში სწრაფი PC-ის მინდორი გამოიყენება MT-BS-ის ლინკზე და არა MT-MT-ის

ლინკზე. [48, 9.2.1.1]-ში სიმულაცია შესრულებულია BS-თვის, ხოლო ITU-ს მიხედვით სწრაფი PC-ის მოგება მოძრავი A ტიპის არხისათვის 3 კმ/ს სიჩქარისათვის არის 1.8 დბ. შესაბამისად, ჩვენ შემთხვევაში, როდესაც MT-ებს შორის PC არ მუშაობს, E_b/N_0 ხდება 1.8 დბ-ით უარესი, ვიდრე არაკოოპერაციულ შემთხვევაში. განცალკევებისა და რბილი ჰენდოვერის მოგებას MT-ებს შორის არ აქვს ადგილი.

ჩვეულებრივად, სტანდარტული დევიაციის σ -ს მოდელი შიდა შენობების გარემოსათვის არის ლოგნორმალური, ისევე როგორც არაკოოპერაციული მეთოდისათვის, მაგრამ უნდა აღინიშნოს, რომ ეს პარამეტრი უფრო მეტად არის გარემოზე დამოკიდებული. ჩვენ σ პარამეტრი შემოვიტანეთ [51, ცხრილი 13.8]-დან შემდეგი მნიშვნელობებით: 8 დბ სოფლის ტიპის დასახლებისათვის, ხოლო ურბანიზირებული და საშუალოდ ურბანიზირებული დასახლებისათვის 10 დბ. შემდეგ, ისევე როგორც აქამდე, 90%-იანი საიმედოობის შემთხვევაში ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი L იქნება 10 დბ და 12.5 დბ შესაბამისად. ამ ცვლილებების გათვალისწინებით MT-ებს შორის ლინკის ბიუჯეტი მოცემულია ცხრილ 6.4-ში.

6.1.3 ლინკის ბიუჯეტი კოოპერაციული მეთოდისათვის

შემდეგი ნაბიჯი არის კოოპერაციული შემთხვევისათვის MT-სა და BS-ს შორის ლინკის ბიუჯეტის შეფასება. ამ შემთხვევაში MT-ის გადამცემის მახასიათებლები იგივეა რაც იყო MT-ებს შორის ლინკის სცენარისთვის (ცხრილი 6.4). BS-ის გადამცემის მახასიათებლებიც იგივეა რაც არაკოოპერაციული შემთხვევისათვის (ცხრილი 6.3). MT-ის მიმღების მახასიათებლებიც DL-ზე იგივე რჩება რაც არაკოოპერაციულ შემთხვევაში (ცხრილი 6.3).

BS-ის მიმღებისათვის, თუ კი ჩვენ შევადარებთ არაკოოპერაციულ შემთხვევას, ზოგიერთი პარამეტრი არის შესაცვლელი იმის გამო, რომ UL-

ზე გვაქვს გადაცემის ვირტუალური განცალკევება. განვრცობის მოგება არის იგივე: 22დბ ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის და 7 დბ 384 კბწ მონაცემთა

	სიგნალის გავრცელების გზის კომპონენტები	მტ-ებს შორის არხი		ერთეული
		ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	
		მტ		
გადამცემის მახასიათებლები	გადამცემის სრული სიმძლავრე	0.25	0.5	ვტ
	ტრაფიკის არხის გადაცემის სიმძლავრე	24	27	დბმ
	გადამცემი ანტენის გაძლიერება	0	0	დბი
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	0	0	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	4	0	დბ
	გადამცემის EIRP	20	27	დბმ
		მტ		
მიმღების მახასიათებლები და მინდვრები	მიმღები ანტენის გაძლიერება	0	0	დბი
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	0	0	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	4	0	დბ
	თერმული ხმაურის სიმკვრივე	-174	-174	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის კოეფიციენტი	6	6	დბ
	მიმღების ხმაურის სიმკვრივე	-168	-168	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის სიმძლავრე	-102.2	-102.2	დბმ
	ინტერფერენციის მინდორი	0	0	დბ
	განვრცობის მოგება	22	7	დბ
	მოთხოვნილი Eb/No	8.5	7	დბ
	მიმღების მგრძობიარობა	-115.7	-102.2	დბმ
	განცალკევების მოგება	0	0	დბ
	სწრაფი მიყუჩების მინდორი	4	4	დბ
	რბილი ჰენდოვერის მოგება	0	0	დბ
სიგნალის გავრცელების გზაზე მჯს. დანაკარგი	127.7	125.2	დბ	

ცხრილი 6.4 MT-ებს შორის ლინკის ბიუჯეტი.

გადაცემის სერვისისათვის, იგივე რაც იყო MT-ებს შორის ლინკისათვის, რადგან იგივე ინფორმაცია გადაიცემა დროის ნახევარში.

მთავარი განსხვავება ტრადიციულსა და კოოპერაციულ ლინკებს შორის, რაც იძლევა ახალი მეთოდის უპირატესობას, არის გაუმჯობესებული E_b/N_0 . ჩვენ განვიხილავთ შემთხვევას, როდესაც: ორივე MT იმყოფება ფიჭის კიდეში, აქვთ დაახლოებით ერთნაირი UL-ები, დაკმაყოფილებულია მოთხოვნილი $BLER = 10^{-2}$ და აქვთ ერთნაირი გადაცემის სიმძლავრე. [44]-ზე დაყრდნობით, გაუმჯობესების სიდიდე, რომელიც არის ძალიან დიდი MT-ებს შორის კარგი არხისათვის, კლებულობს MT-ებს შორის არხის გაუარესებასთან ართად. მიუხედავად ამისა, იმ შემთხვევაშიც კი, როდესაც MT-ებს შორის არხი არის გაცილებით უარესი ვიდრე UL-ის არხი MT-სა და

BS-ს შორის, მაინც მიიღწევა მნიშვნელოვანი მოგება. UMTS-ში PC მუშაობს ძალიან ეფექტურად, რომელსაც BLER უჭირავს მოთხოვნილ მნიშვნელობასთან ახლოს ფიჭის მოქმედების მთელ ზონაში. ამ თავში გამოყენებული E_b/N_0 -ს მნიშვნელობა ტრადიციული მეთოდისათვის არის [48]-დან, რომელიც ეყრდნობა [49]-ს და [50]-ს. ისინი შეესაბამებიან $BLER = 10^{-2}$. იმისათვის, რომ კოოპერაციული შემთხვევისათვის შევარჩიოთ ახალი გაუმჯობესებული E_b/N_0 , რომელიც იქნება იგივე $BLER = 10^{-2}$ -ს შესაბამისი, ჩვენ მივმართავთ [44]-ს. ამაში მრუდები წარმოადგენენ ანალიტიკური და სიმულაციის შედეგებს სხვადასხვა სცენარებისათვის. მათ შორის ჩვენ შევარჩიეთ შემთხვევა, რომელშიც გათვალისწინებულია: მიღების განცალკევება დანიშნულების ტერმინალში, ანუ ჩვენ შემთხვევაში BS-ის მიმღებში (პრაქტიკაში ყველა მაკრო ფიჭა იყენებს მიღების განცალკევებას გარდა ზოგიერთი მიკრო და პიკო ფიჭისა), რეილის ნელი მიყუჩება, UL-ის ერთნაირი საშუალო SNR, 50%-იანი კოოპერაცია და MT-ებს შორის არხის სიმეტრიულობა სხვადასხვა საშუალო SNR-ით [44, ქვეთავი 3.5.2]. რეილის ნელი მიყუჩება შევარჩიეთ იმიტომ, რომ ლინკის ბიუჯეტში ჩვენ მარაგად ვინახავთ სწრაფი მიყუჩების მინდორს. ამ სცენარში მრუდები აჩვენებენ BER-ის დამოკიდებულებას SNR-ზე. იმავე ნაშრომზე დაყრდნობით, ნელი მიყუჩების შემთხვევაში BLER აღემატება BER-ს ერთი რიგით. ასევე ჩვენ გვჭირდება SNR-ზე დამოკიდებულების გადაყვანა E_b/N_0 -ზე დამოკიდებულებაზე, ამისათვის საჭიროა მრუდები $10\log R$ -ით დავძრათ x ღერძზე. ნახ. 3.8-ზე [44, ქვეთავი 3.5.2]-ში ნაჩვენებია ხუთი მრუდი: არაკოოპერაციული შემთხვევისათვის, MT-ებს შორის არხი არის იდეალური, მისი SNR არის 0 დბ, 10 დბ და 20 დბ. იმის გათვალისწინებით, რომ ავტორმა სიმულაციაში გამოიყენა კოდური სიჩქარე $R = 1/4$, ტერმინალებს შორის SNR-ის 10 დბ ($E_b/N_0 = 4$ დბ) უფრო ახლოა მოთხოვნილ E_b/N_0 -ის მნიშვნელობასთან ვიდრე ავტორის მიერ სიმულაციაში გამოყენებული MT-ებს შორის დანარჩენი მნიშვნელობები, და ეს არის უარესი შემთხვევა, რადგან MT-ებს შორის არხი რაც უფრო

უკეთესია, მით უფრო მეტია კოოპერაციისაგან მოგება. მოთხოვნილი $BLER = 10^{-2}$ -თვის კოოპერაციულ მეთოდში E_b/N_0 -ის გაუმჯობესება არაკოოპერაციულთან შედარებით არის არანაკლები ვიდრე 4.2 დბ. მეორე მხრივ, MT-ებს შორის არხისათვის მოთხოვნილი E_b/N_0 , რომელიც ჩვენ ჩამოვაცალიბეთ ზემოთ, არის დაახლოებით 8 დბ (7 დბ და 8.5 დბ), რაც შეესაბამება SNR-ის 14 დბ-ს. შესაბამისად დამატებით 0.5 დბ-ით კორექციაა საჭირო და კოოპერაციისაგან მოგება ჩვენ შემთხვევაში გახდა 4.7 დბ. და ბოლოს, კოოპერაციული შემთხვევისათვის ახალი E_b/N_0 -ის გამოყენებით (ტრადიციული მნიშვნელობა დაძრულია 4.7 დბ-ით) ლინკის ბიუჯეტი ნაჩვენებია ცხრილ 6.5-ში.

	სიგნალის გავრცელების გზის კომპონენტები	DL (დატვირთვა=0.75)		UL (დატვირთვა=0.5)		ერ-თეული
		ზმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	ზმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	
		სს		მტ		
გადამცემის მახასიათებლები	გადამცემის სრული სიმძლავრე	40	40	0.25	0.5	ვტ
	ტრაფიკის არხის გადაცემის სიმძლავრე	33	43.6	24	27	დბმ
	გადამცემი ანტენის გაძლიერება	18	18	0	0	dBi
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	2	2	0	0	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	0	0	4	0	დბ
	გადამცემის EIRP	49	59.6	20	27	დბმ
		მტ		სს		
მიმღების მახასიათებლები და მინდვრები	მიმღები ანტენის გაძლიერება	0	0	18	18	dBi
	კაბელში და კონექტორებში დანაკარგი	0	0	2	2	დბ
	სხეულის მიერ შეტანილი დანაკარგი	4	0	0	0	დბ
	თერმული ხმაურის სიმკვრივე	-174	-174	-174	-174	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის კოეფიციენტი	6	6	2	2	დბ
	მიმღების ხმაურის სიმკვრივე	-168	-168	-172	-172	დბმ/ჰც
	მიმღების ხმაურის სიმძლავრე	-102.2	-102.2	-106.2	-106.2	დბმ
	ინტერფერენციის მინდორი (= -10 log (1-დატვირთვა))	6	6	3	3	დბ
	განვრცობის მოგება	25	10	22	7	დბ
	მოთხოვნილი E_b/N_0	6.7	5.2	-0.2	-2.7	დბ
	მიმღების მგრძობიარობა	-114.5	-101.0	-125.4	-112.9	დბმ
	განცალკევების მოგება (UL-ზე E_b/N_0 შედის)	0	0	0	0	დბ
	სწრაფი მიყუჩების მინდორი	0	0	4	4	დბ
რბილი ჰენდოვერის მოგება	1	1	2	2	დბ	
	გავრცელების გზაზე მაქს. დანაკარგი	160.5	161.6	159.4	153.9	დბ
ურბანიზირებული არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	10	10	10	10	დბ
	შენობებში დანაკარგი	16	16	16	16	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	134.5	135.6	133.4	127.9	დბ
საშუალოდ ურბანიზირებული არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	11.75	11.75	11.75	11.75	დბ
	შენობებში დანაკარგი	11	11	11	11	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	137.7	138.8	136.6	131.1	დბ
სოფლის ტიპის არეალი	ლოგნორმალური მიყუჩების მინდორი	11.75	11.75	11.75	11.75	დბ
	შენობებში დანაკარგი	8	8	8	8	დბ
	გავრცელების დასაშვები დანაკარგი	140.7	141.8	139.6	134.1	დბ

ცხრილი 6.5 კოოპერაციული მეთოდის ლინკის ბიუჯეტი.

6.2 რიცხობრივი შედეგები და დასკვნები

ეხლა უკვე ლინკის ბიუჯეტი ტრადიციული, კოოპერაციული და MT-ებს შორის შემთხვევისათვის მზადაა იმისათვის, რომ გარდავექმნათ ფიჭის მომსახურების რადიუსში. ადრე როგორც ვახსენეთ, ამისათვის ჩვენ გამოვიყენეთ მოტოროლას “Xios” გავრცელების მოდელი. შედეგები გარდა MT-ებს შორის მანძილებისა მოყვანილია ქვემოთ ცხრილ 6.6-ში. ხოლო, რაც შეეხება ტერმინალებს შორის მანძილს, ჩვენ გამოვიყენეთ და მივმართეთ [51, 13.2.3]-ს, რომელიც შეიცავს ჩრდილის ეფექტს, შემდეგ სიგნალის გავრცელების გზაზე დანაკარგს დავამატეთ 9 დბ და გავხადეთ იგი 1950 მჰც-თვის გამოყენებადი. ჩვენ მივიღეთ MT-ებს შორის ლინკისათვის მანძილის ქვედა და ზედა ზღვრები: ხმოვანი 12.2 კბწ სერვისისათვის 60 მ და 88 მ შესაბამისად, მონაცემთა 384 კბწ გადაცემის სერვისისათვის 57 მ და 84 მ შესაბამისად.

		ტრადიციული მეთოდი		კოოპერაციული მეთოდი			გაუმჯობესება (%)	
		ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ	ერთეული	ხმა 12.2 კბწ	მონაც. 384 კბწ
ურბანიზირებული არეალი	DL მანძილი	0.82	0.9	0.82	0.9	კმ		
	UL მანძილი	0.56	0.32	0.8	0.53	კმ		
	ფიჭის მოქმედების მანძილი	0.56	0.32	0.8	0.53	კმ	42.9	65.6
საშუალოდ ურბანიზირებული არეალი	DL მანძილი	1.8	1.9	1.8	1.9	კმ		
	UL მანძილი	1.23	0.82	1.69	1.12	კმ		
	ფიჭის მოქმედების მანძილი	1.23	0.82	1.69	1.12	კმ	37.4	36.6
სოფლის ტიპის არეალი	DL მანძილი	4.9	5.3	4.9	5.3	კმ		
	UL მანძილი	3.3	2.25	4.6	3.1	კმ		
	ფიჭის მოქმედების მანძილი	3.3	2.25	4.6	3.1	კმ	39.4	37.8

ცხრილი 6.6 ფიჭის მომსახურების მანძილი ტრადიციული და კოოპერაციული მეთოდისათვის.

ეხლა შეიძლება ზოგიერთი დასკვნის გაკეთება. პირველ რიგში უნდა აღინიშნოს, რომ კოოპერაციული სტრატეგია შეიძლება განხორციელდეს ასევე სხვა რადიომულწევრის ტექნოლოგიების გამოყენებით. არჩეული ტექნოლოგიის უპირატესობა მდგომარეობს იმაში, რომ კოოპერაციისათვის

არ არის საჭირო დამატებითი სიხშირული ზოლი, ამისათვის ჩვენ გავყავით UL-ის გადაცემის დრო თანაბრად ტერმინალებს შორის, სანაცვლოდ გავზარდეთ MT-ის გადაცემის სრული სიმძლავრე ორჯერ, რაც საშუალოდ ტოლია სიხშირული დაყოფით დუპლექსირების (FDD) უწყვეტი გადაცემის დროს სიმძლავრისა (კომპრესირებული რეჟიმის ჩათვლით).

კოოპერაცია თხოულობს სასიგნალო ნაკადის დამატებით გაზრდას. მაგალითად, BS-მა უნდა იცოდეს კოოპერაციას აქვს თუ არა ადგილი, თუ კი მაშინ ვის ბიტებს გადასცემს MT. ამ ნამუშევარში ჩვენ უგულებელვყავით კოოპერაციით გამოწვეული სასიგნალო ნაკადის ზრდა, რადგან იგი უმნიშვნელოდ აქვეითებს მუშაობის მაჩვენებლებს.

როგორც ვხედავთ ცხრილი 6.3-დან ტრადიციული მეთოდის დროს, როგორც ხმოვანი ასევე მონაცემთა გადაცემის სერვისებისათვის სისტემა არის UL-ით შეზღუდული. კოოპერაციული სტრატეგიის განხორციელებისას სხვაობა DL-ისა და UL-ის დანაკარგებს შორის მნიშვნელოვნად მცირდება და შესაბამისად ფიჭის მომსახურების მანძილი ორივე ტიპის სერვისისათვის მნიშვნელოვნად იზრდება (ცხრილი 6.6).

ახალი სტრატეგიის შემოტანისას ჩვენ ფოკუსირებულები ვიყავით ფიჭის მომსახურების მანძილის ზრდაზე, მაგრამ კოოპერაცია იძლევა ასევე სხვა უპირატესობებს. მაგალითად, იმ შემთხვევაში როდესაც MT იმყოფება ფიჭის კიდეზე ახლოს BS-თან, მიუხედავად მისი დაგაცემის სიმძლავრის ორჯერ გაზრდისა (3 დბ-ით) გადაცემის დროის ნახევარში კოოპერაციის დროს, საშუალოდ UL-ზე გადაცემის სიმძლავრე 4.7 დბ-ით ნაკლებია, შესაბამისად მობილურის აკუმულატორის მუშაობის ხანგრძლივობა იზრდება, ასევე ინტერფერენცია UL-ზე კლებულობს. თუ ჩვენ შევადარებთ BS-ის მიმღების მახასიათებლებს ტრადიციული და კოოპერაციული მეთოდებისას (ცხრილები 6.3 და 6.5 შესაბამისად), დავინახავთ რომ მიმღების მგრძობიარობა იზრდება 1.7 დბ-ით ორივე ტიპის სერვისისათვის. უნდა აღინიშნოს, რომ ამ თავში კოოპერაციული შემთხვევისათვის ნაჩვენები მოგებები იქნება მეტი, თუკი: მობილურ

ტერმინალებს შორის დანაკარგი იქნება ნაკლები, მაგალითად შენობებში მათ შორის მანძილი იქნება ნაკლები, ან მათ შორის იქნება მეტი მანძილი და ღია სივრცე, ანუ სიგნალის გავრცელების გზაზე, ზოგადად, იქნება ნაკლებად შესუსტების მქონე ობიექტები.

თავი 7

დასკვნა

ამ თავში ჩვენ ვაკეთებთ დისერტაციაში წარმოდგენილი ნაშრომის ძირითადი შედეგების მოკლე შეჯამებას და დასკვნებს.

დისერტაციის შესავალი ნაწილი ეძღვნება ზოგადად კოოპერაციული კომუნიკაციის პრინციპის და იდეის აღწერას, მის მიზანშეწონილობას და მის წინა ისტორიას, რაც ზოგადად მკვლევარებს და მეც მათ შორის გვაძლევს შემდგომი კვლევებისა და მუშაობის მოტივაციას ამ მიმართულებით.

დისერტაციის მე-2 თავი ეძღვნება ამ მიმართულებით ზოგიერთი გამორჩეულად საინტერესო და ღირებული ნაშრომის მიმოხილვას. ორი მიზანი ჰქონდა ამას. პირველი, ის რომ ვიდრე დისერტაციაში იქნებოდა შემოთავაზებული კონკრეტული კოდური კოოპერაციის ახალი სქემები, ჩვენ მიმოვიხილეთ კოოპერაციის სამი ძირითადი მეთოდის ფუნდამენტური მიდგომა, მოვიყვანეთ მათი მუშაობის მაჩვენებლები და შევადარეთ ერთმანეთს, საიდანაც ჩანს, რომ ზოგადად კოოპერაციის სამივე მეთოდი (გაძლიერება და გადამისამართება, დეტექტირება და გადამისამართება, კოდური კოოპერაცია) UL-ზე საშუალოდ იძლევა უკეთეს შედეგს, ვიდრე არაკოოპერაციული (ტრადიციული) მეთოდი, ასევე ნაჩვენებია, რომ კოდური კოოპერაცია არის უფრო მომგებიანი დანარჩენ ორ მეთოდთან შედარებით. მეორე მიზანი იყო ის, რომ ჩვენ შედარებით დაწვრილებით განვიხილეთ ნაშრომი [8], რასაც შემდგომში შევადარეთ ჩვენ მიერ შემოთავაზებული პერფორირებულ ხვევად კოდებზე დაფუძნებული კოდური კოოპერაციის მუშაობის შედეგები და ვაჩვენეთ შემოთავაზებული სქემის უპირატესობა.

მე-3 თავში ჩვენ მიერ შემოთავაზებულია კოდური კოოპერაციის მოდერნიზებული მეთოდი პერფორირებული ხვევადი კოდების გამოყენებით. შემოთავაზებულია კოდური კოოპერაციის ახალი

პროტოკოლი ტელეკომუნიკაციის უსადენო ქსელებისათვის. ქსელის ხარისხის გასაუმჯობესებლად გავაკეთეთ შემოთავაზებული პროტოკოლის შესაძლებლობების დემონსტრირება და შიდა კოდების მაგალითად გამოვიყენეთ ტერმინირებული ხვევადი კოდები. შემოთავაზებულ მეთოდში გამოყენებულია MSK მოდულაცია. სქემა გულისხმობს კოოპერაციაში ორზე მეტი ტერმინალის ჩართულობას. შემოთავაზებული სქემის კვლევა გაკეთებულია სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების მქონე არხისათვის. ახალ სქემაში, იმის გამო, რომ თითოეული MT-ის ფრეიმი იგზავნება გადაცემის პირველ ფაზაში და მასთან დაკავშირებული ზოგიერთი ჭარბი ბიტი იგზავნება გადაცემის მეორე ფაზაში დამოუკიდებელი მიყუჩების არხებით, მიღწეულია სრული განცალკევება. მიუხედავად მაღალი კოდური სიჩქარისა და დაბალი კოოპერაციის დონისა, მოდელირების შედეგები აჩვენებს, რომ ახალი პროტოკოლი, განსხვავებით ადრე შემოთავაზებულისაგან, უზრუნველყოფს სრულ სივრცით განცალკევებას კოოპერაციული MT-ების რიცხვთან მიმართებაში. [8]-ში წარმოდგენილი შედეგებისგან განსხვავებით ნახ. 3.9-დან ჩანს, რომ კოოპერირებული MT-ბის რიცხვის ზრდასთან ერთად უმჯობესდება მუშაობის მაჩვენებელი ყველა SNR-თვის.

მე-4 თავში ჩვენ განვიხილეთ კოდური კოოპერაციის სქემა, რომელიც დაფუძნებულია განზოგადებულ კასკადირებულ ხვევად კოდებზე დანაწევრებული ქვეკოდების გამოყენებით სისტემატური კოდირებით. ახალი სქემა უზრუნველყოფს ორზე მეტ კოოპერაციულ მომხმარებელს და გამოიყენებს იტერაციულ მრავალკასკადურ დეკოდირებას. ჩვენ გამოვიკვლიეთ შემოთავაზებული სქემის მუშაობის მახასიათებლები სიხშირეთა არაარჩევითი ნელი მიყუჩების არხისათვის. შეირჩა QPSK მოდულაცია, როგორც მოდულაციის სქემა, რომელშიც თითოეულ ორთოგონალურ არხს გადააქვს ერთი დამოუკიდებელი კოდირებული ბიტი. ვთვლით, რომ MT-ებს შორის არხი არის იდეალური და დამოუკიდებელი. შეფასება გაკეთებულია კომპიუტერული მოდელირების

საფუძველზე. იმისათვის, რომ შედეგები ყოფილიყო [32]-თან სადარი, ჩვენ გამოვიყენეთ განზოგადებული კასკადირებული დეკოდირება 6 იტერაციით (3 ჰორიზონტალური და 2 ვერტიკალური). სიმულაციის შედეგებმა აჩვენა, რომ განზოგადებული კასკადირებული კოდური კონსტრუქციები უკეთესია ვიდრე [32]-დან სერიულად კასკადირებული კოდური კონსტრუქციები. გაუმჯობესება მეტწილად მთლიანი ბლოკის გაზრდილი სიგრძისათვის და ბიტზე მოსული შეცდომების (BER) დაბალი მნიშვნელობებისათვის ($BER \leq 10^{-3}$). შემოთავაზებული კოპერაციული განზოგადებული კასკადირებული კოდირების მიდგომები შეიძლება გამოყენებული იქნას MSK სქემებთან ერთად.

მე-5 თავში ჩვენ გამოვიკვლიეთ სერიულად კასკადირებული კონსტრუქცია შიდა MSK-ით, გარე ხვევადი კოდით და მათ შორის შემუშავებული ინტერლივერით. ეს სქემა შეიძლება იყოს საინტერესო და მიმზიდველი ციფრული სისტემებისათვის, სადაც კომუნიკაციის ლინკი შეზღუდულია, როგორც სიმძლავრით, ასევე სიხშირული ზოლით. საინტერესო არის იმის გამო, რომ MSK სიგნალის მუდმივი მომვლელი ხდის შესაძლებელს გამოყენებული იქნას დაბალი დირებულების გამაძლიერებლები. MSK დაფუძნებულია ფაზის უწყვეტობაზე შემოტანილი მესიერების ხარჯზე, ამის გამო მიიღწევა სიხშირული ზოლის ეფექტურობა. შიდა MSK საშუალებას გვაძლევს პრაქტიკული ინტერესებიდან გამომდინარე ავაგოთ N ზომის ინტერლივერები. SCMSK-ში ჩვენ გამოვიყენეთ შემუშავებული ინტერლივერი და დავინახეთ მნიშვნელოვანი მოგება შემთხვევითი ინტერლივერის მქონე SCMSK-თან [39] და WCMSK-თან [40] შედარებით, ბიტზე მოსული პრაქტიკულად ყველა შეცდომისას. შემდეგ, განხილული SCMSK არის გამოყენებული განაწილებულ სერიულად კასკადირებულ კოდურ სქემაში და გამოყენებულია სარელეო არხებში. შემოთავაზებული ტექნიკა იძლევა განცალკევებისა და კოდური მოგებების კომბინაციას. ასევე გამოყენებულია მარტივი შემადგენელი კოდები, კოდური მოგება შესამჩნევია იმიტომ, რომ

გვაქვს სარელეო ტერმინალში ინტერლივერისა და საბაზო სადგურში იტერაციული დეკოდირების კომბინაცია.

მე-6 თავში გაკეთებულია კოდური კოოპერაციის ლინკის ბიუჯეტის ანგარიში და დათვლილია ფიჭის მომსახურების მანძილი. ამისათვის გამოვიყენეთ WCDMA რადიოშელწევადობის ტექნოლოგია მინი-TDMA სცენარით MT-ებს შორის. გავრცელების გზაზე სიგნალის გამოთვლილი დანაკარგის მანძილში გარდასაქმნელად ჩვენ გამოვიყენეთ გავრცელების ორი მოდელი: მოტოროლას “Xlos” და ერიქსონის სიგნალის შენობებში გავრცელების მოდელი.

პირველ რიგში უნდა აღინიშნოს, რომ კოოპერაციული სტრატეგია შეიძლება განხორციელდეს რადიოშელწევადობის ასევე სხვა ტექნოლოგიების გამოყენებით. არჩეული ტექნოლოგიის უპირატესობა მდგომარეობს იმაში, რომ კოოპერაციისათვის არ არის საჭირო დამატებითი სიხშირული ზოლი, ამისათვის ჩვენ გავყავით UL-ის გადაცემის დრო თანაბრად ტერმინალებს შორის, სანაცვლოდ გავზარდეთ MT-ის გადაცემის სრული სიმძლავრე ორჯერ, რაც საშუალოდ ტოლია FDD-ს უწყვეტი გადაცემის დროს სიმძლავრისა (კომპრესირებული რეჟიმის ჩათვლით).

კოოპერაცია თხოულობს სასიგნალო ნაკადის დამატებით გაზრდას. მაგალითად, BS-მა უნდა იცოდეს კოოპერაციას აქვს თუ არა ადგილი, თუ კი, მაშინ ვის ბიტებს გადასცემს MT. ამ ნამუშევარში ჩვენ ვუგულველყავით კოოპერაციით გამოწვეული სასიგნალო ნაკადის ზრდა, რადგან იგი უმნიშვნელოდ აქვეითებს მუშაობის მაჩვენებლებს.

როგორც ცხრილი 6.3-დან ჩანს, ტრადიციული მეთოდის დროს, როგორც ხმოვანი ასევე მონაცემთა გადაცემის სერვისებისათვის სისტემა არის UL-ით შეზღუდული. კოოპერაციული სტრატეგიის განხორციელებისას სხვაობა DL-ისა და UL-ის დანაკარგებს შორის მნიშვნელოვნად მცირდება და შესაბამისად ფიჭის მომსახურების მანძილი ორივე ტიპის სერვისისათვის მნიშვნელოვნად იზრდება (ცხრილი 6.6).

ახალი სტრატეგიის შემოტანისას ჩვენ ფოკუსირებულები ვიყავით ფიჭის მომსახურების მანძილის ზრდაზე, მაგრამ კოოპერაცია იძლევა ასევე სხვა უპირატესობებს. მაგალითად, იმ შემთხვევაში როდესაც MT იმყოფება ფიჭის კიდეზე ახლო BS-თან, მიუხედავად მისი გადაცემის სიმძლავრის ორჯერ გაზრდისა (3 დბ-ით) გადაცემის დროის ნახევარში კოოპერაციის დროს, UL-ზე გადაცემის სიმძლავრე საშუალოდ 4.7 დბ-ით ნაკლებია ტრადიციულთან შედარებით. შესაბამისად მობილურის აკუმულატორის მუშაობის ხანგრძლივობა იზრდება, ასევე ინტერფერენცია UL-ზე კლებულობს. თუ ჩვენ შევადარებთ BS-ის მიმღების მახასიათებლებს ტრადიციული და კოოპერაციული მეთოდებისას (ცხრილები 6.3 და 6.5 შესაბამისად), დავინახავთ, რომ მიმღების მგრძობიარობა იზრდება 1.7 დბ-ით ორივე ტიპის სერვისისათვის. უნდა აღინიშნოს, რომ ამ თავში კოოპერაციული შემთხვევისათვის ნაჩვენები მოგებები იქნება მეტი თუკი: MT-ებს შორის დანაკარგი იქნება ნაკლები, მაგალითად შენობებში მათ შორის მანძილი იქნება ნაკლები, ან მათ შორის იქნება მეტი მანძილი და ღია სივრცე, ანუ სიგნალის გავრცელების გზაზე, თუკი ზოგადად, იქნება ნაკლებად შესუსტების მქონე ობიექტები.

გამოყენებული ლიტერატურა

- [1] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Energy-Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks," in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Chicago, IL, September 2000, pp. 7-12.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "Increasing Uplink Capacity via User Cooperation Diversity", in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Cambridge, MA, August 1998, p. 156.
- [3] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity-Part I: System Description," IEEE Transactions on Communications, November 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1938.
- [4] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity-Part II: Implementation Aspects and Performance Analysis," IEEE Transactions on Communications, November 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1939-1948.
- [5] J. N. Laneman, G. W. Wornell and D. N. C. Tse, "An Efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks", in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Washington, D. C., June 2001, p. 294.
- [6] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperative Diversity Through Coding", In Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Laussane, Switzerland, July 2002, p. 220.
- [7] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity Through Coded Cooperation," IEEE Transactions on Wireless Communications, February 2006, vol. 5, no. 2, pp. 283-289.
- [8] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed Space-Time-Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks," IEEE Transactions on Information Theory, October 2003, vol. 49, no. 10, pp. 2415-2425.
- [9] J. N. Laneman, G. W. Wornell and D. N. C. Tse, "An Efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks," in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Washington, D. C., June 2001, p. 294.
- [10] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior", IEEE Transactions on Information Theory, December 2004, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080.
- [11] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and Freedom: A Fundamental Tradeoff in Multiple Antenna Channels," in Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT), Lausanne, Switzerland, July 2002, p. 476.
- [12] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels," IEEE Trans. Inform. Theory, May 2003, vol. 49, pp. 1073-1096.

- [13] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Selected Areas in Communications*, Oct. 1998, vol. 16, pp. 1451–1458.
- [14] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, July 1999, vol. 45, pp. 1456–1467.
- [15] P. Maurer and V. Tarokh, "Transmit Diversity When the Receiver Does not Know the Number of Transmit Antennas", in *Proc. Int. Symp. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Aalborg, Denmark, September 2001.
- [16] M. Janani, A. Hedayat, T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Coded Cooperation in Wireless Communications: Space-Time Transmission and Iterative Decoding", *IEEE Transactions on Signal Processing*, February 2004, vol. 52, no. 2, pp. 362–371.
- [17] A. Stefanov and E. Erkip, "Cooperative Coding for Wireless Networks", *IEEE Transactions on Communications*, 2004, vol. 52, no. 9, pp. 1470–1476.
- [18] B. Zhao and M. C. Valenti, "Distributed Turbo Coded Diversity for the Relay Channel", *IEE Electronics Letters*, May 2003, vol. 39, no. 10, pp. 786–787.
- [19] M. C. Valenti and B. Zhao, "Distributed Turbo Codes: Towards the Capacity of the Relay Channel", *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, Orlando, Florida, USA, 6-9 October 2003, vol. 1, pp. 322–326.
- [20] O. Shalvi, "Multiple Source Cooperation Diversity", *IEEE Communications Letters*, 2004, vol. 8, no. 12, pp. 712–714.
- [21] R. Knopp and P. A. Humblet, "On Coding for Block Fading Channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, vol. 46, no. 1, pp. 189–205.
- [22] J. B. Anderson, T. Aulin and C.-E. W. Sundberg, "Digital Phase Modulation", New York: Plenum Press, 1986.
- [23] A. Hautle, "Generalised Concatenation of Encoded Continuous Phase Modulation", *Doctoral Thesis*, ISBN 3-18-356310-X, Dept. Information Technology, University of Ulm, Germany, 1998.
- [24] C. D. Forney, Jr., "The Viterbi Algorithm", *Proc. of the IEEE*, March 1973, pp. 268-278.
- [25] B. E. Rimoldi, "Exact Formula for the Minimum Squared Euclidian Distance of CPFSK", *IEEE Trans. Commun.*, September 1991, vol. 39, no. 9, pp. 1280-1282.
- [26] N. Ekanayake and R. Liyanapathirana, "On the Exact Formula for the Minimum Squared Euclidian Distance of CPFSK", *IEEE Trans. Commun.*, November 1994, vol. 42, no. 11, pp. 2917-2918.
- [27] T. Aulin and C.-E. W. Sundberg, "Continuous Phase Modulation–Part I: Full Response Signaling", *IEEE Trans. Commun.*, March 1981, vol. 29, no. 3, pp. 196-209.
- [28] J. G. Proakis, "Digital Communications – Third Edition", New York: McGraw-Hill, 1995.

- [29] B. E. Rimoldi, "A Decomposition Approach to CPM", *IEEE Trans. Inform. Theory*, March 1988, vol. 34, no. 2, pp. 260-270.
- [30] B. E. Rimoldi, "Five Views of Differential MSK: A Unified Approach", *Communications and Cryptography: Two Sides of one Tapestry*, Kluwer, Norwel, 1994, pp. 333-342.
- [31] M. G. Kim, "On Systematic Punctured Convolutional Codes", *IEEE Transactions on Communications*, 1997, vol. 45, no. 2, pp. 133-139.
- [32] E. S. Lo and K. B. Letaief, "Cooperative Concatenated Coding for Wireless Systems", In *Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC 2007*, Glasgow, Scotland, 24-28 June 2007, pp. 6097-6102.
- [33] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes", In *Proc. ICC'93*, Geneva, Switzerland, May 1993, pp. 1064-1070.
- [34] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "Serial Concatenation of Interleaved Codes: Performance Analysis, Design and Iterative Decoding", *IEEE Transactions on Information Theory*, May 1998, vol. 44, pp. 909-926.
- [35] M. Bossert, H. Dieterich and S. Shavgulidze, "Generalized Concatenated Convolutional Codes with Systematic Encoding of Partitioned Subcodes", *International Journal of Electronics and Communications*, 1999, vol. 53, no. 5, p. 273-279.
- [36] M. Bossert, H. Dieterich and S. Shavgulidze. "Generalized Concatenation of Convolutional Codes", *European Transactions on Telecommunications*, November-December 1996, vol. 7, pp. 483-492.
- [37] A. Nosratinia, T.E. Hunter and A. Hedayat, "Cooperative Communication in Wireless Networks", *IEEE Communications Magazine*, October 2004, vol. 42, pp. 74-80.
- [38] V. Zyablov, S. Shavgulidze and M. Bossert, "An Introduction to Generalized Concatenated Codes", *European Transactions on Telecommunications*, November-December 1999, vol. 10, pp. 609-622.
- [39] P. Moqvist and T. Aulin, "Serially Concatenated Continuous Phase Modulation with Iterative Decoding", *IEEE Transactions on Communications*, November 2001, vol. 49, no. 11, pp. 1901-1915.
- [40] S. Kempf, S. Shavgulidze and M. Bossert, "Woven Coded Continuous Phase Frequency Shift Keying", *Proc. 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding*, Erlangen, Germany, January 2004, pp. 235-242.
- [41] A. Huebner, D. V. Truhachev and K. Sh. Zigangirov, "On Cycle Based Permutor Design for Serially Concatenated Convolutional Codes", *Proc. IEEE International Symposium of Information Theory*, Hokohama, Japan, June 2003, p. 279.
- [42] S. Kempf, M. Bossert and S. Shavgulidze, "Serially Concatenated MSK with Designed Interleavers", *Proc. SympotTIC'04*, Bratislava, Slovakia, 24-26 October, 2004, pp. 51-53.

- [43] T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity Theorems for the Relay Channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, September 1979, vol. 25, no. 5, pp. 572–584.
- [44] T. E. Hunter, "Coded cooperation: A New Framework for User Cooperation in Wireless Networks", Thesis, 2004.
- [45] G. Fischer, F. Pivit and W. Wiebeck, "Link Budget Comparison of Different Mobile Communication Systems Based on EIRP and EISL", *Advances in Radio Science*, Copernicus GmbH, 2004, pp. 127–133.
- [46] G. Nader, "Radio Link Performance of Third Generation (3G) Technologies for Wireless Networks", Thesis, Falls Church, Virginia, USA, April 22, 2002.
- [47] Th. Griparis and T. Lee, "The Capacity of a WCDMA Network: A Case Study", *Bechtel Telecommunications Technical Journal*, Bechtel Corporation, August 2005, vol. 3, no. 1, pp. 73-78.
- [48] H. Holma and A. Toskala, "WCDMA for UMTS", Third Edition, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, 2004.
- [49] 3GPP Technical Specification 25.101 V6.12.0, "User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)".
- [50] 3GPP Technical Specification 25.104 V9.2.0 "Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)".
- [51] S. R. Saunders and A. Aragon-Zavala, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", John Wiley & Sons Ltd, England, 2007.
- [52] UMTS900 Overview & Deployment Guidelines, ESG Engineering Services Group, 80-W1044-1 Rev A, Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, USA, November 2006.
- [53] S. A. Shavgulidze, S. Sh. Barbakadze, A. V. Asanidze and G. O. Tabuashvili, "Coded Cooperation Based on Punctured Convolutional Codes", *Georgian Engineering News*, 2010, vol. 55, no 3, pp. 25-30.
- [54] S. A. Shavgulidze, G. O. Tabuashvili, A. V. Asanidze and S. Sh. Barbakadze, "Generalized Cooperative Concatenated Coding", *Georgian Engineering News*, 2011, vol. 58, no 2, pp. 5-11.
- [55] S. A. Shavgulidze, G. O. Tabuashvili and G. J. Zakradze, "Link Budget in Cooperative Communication with WCDMA Implementation", *Georgian Engineering News*, 2012, vol. 61, no 1, pp. 40-47.
- [56] S. A. Shavgulidze, G. O. Tabuashvili, T. I. Mtvralashvili and S. Sh. Barbakadze, "Serially Concatenated Minimum Shift Keying and its Use in the Coding Scheme for the Relay Channel", *Georgian Engineering News*, 2012, vol. 62, no 2, pp. 21-25.
- [57] G. O. Tabuashvili, "Link Budget Improvement of Cooperative Diversity with WCDMA Method Implementation", *International Journal of Information and Electronics Engineering*, November 2012, vol. 2, no. 6, pp. 948-954.