

УНИВЕРЗИТЕТ СИНГИДУМУ
БЕОГРАД
ДЕПАРТМАН ЗА ПОСЛЕДИПЛОМСКЕ СТУДИЈЕ

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

**УНАПРЕЂЕЊЕ АУТОМАТСКЕ
КЛАСИФИКАЦИЈЕ МОДУЛАЦИЈЕ
ЗАСНОВАНЕ НА КУМУЛАНТУ ШЕСТОГ
РЕДА ЗА *QAM* СИГНАЛЕ**

МЕНТОР

Проф. др Младен Веиновић

СТУДЕНТ: Марко Пајић

БРОЈ ИНДЕКСА: 466093/2018

БЕОГРАД, 2022.год.

SINGIDUNUM UNIVERSITY
BELGRADE
DEPARTMENT FOR POSTGRADUATE STUDIES

DOCTORAL DISSERTATION

**AN IMPROVEMENT OF AUTOMATIC
MODULATION CLASSIFICATION BASED
ON SIXTH-ORDER CUMULANT FOR QAM
SIGNALS**

MENTOR

Professor Mladen Veinović, PhD

CANDIDATE: Marko Pajić

INDEX NO.: 466093/2018

BELGRADE, 2022.

Ментор:

Проф. др Младен Веиновић, редовни професор
Универзитет Сингидунум

Чланови комисије:

Проф. др Младен Веиновић, редовни професор
Универзитет Сингидунум

Проф. др Милан Милосављевић, редовни професор
Универзитет Сингидунум

др Владимир Орлић, виши научни сарадник
Институт ВЛАТАКОМ, Београд

Датум одбране: _____

Захвалница

Желео бих да искористим прилику и искрено се захвалим свима који су били уз мене и помогли ми током докторских студија и израде ове докторске дисертације.

Велику захвалност дугујем професору доктору Милораду Обрадовићу који ми је на самом почетку дао подстицај да кренем у овај подухват, а онда и био уз мене подржавајући ме током целог процеса и пружајући ми увек безрезервну подршку и драгоцену помоћ.

Захваљујем се Институту ВЛАТАКОМ који ми је омогућио прилику, обезбедио услове и пружио велику подршку у току докторских студија и израде докторске дисертације.

Захваљујем се свом ментору, професору доктору Младену Веиновићу, на успешној сарадњи, корисним саветима и сугестијама током трајања докторских студија и израде овог рада.

Посебну захвалност дугујем колеги и коментору у Институту ВЛАТАКОМ доктору Владимиру Орлићу који је, упркос великим обавезама, увек био доступан за савет и расположен да пружи велику и несебичну подршку и стручну помоћ приликом израде ове докторске дисертације.

На крају највећу захвалност дугујем онима који су ми одувек били највећа подршка, због којих је сав труд добио смисао и због којих сам овакав какав јесам: мојој породици, супрузи Александри и нашој деци Иви, Луки и Лени, и мојим родитељима, Милени и Слободану.

Наслов дисертације: Унапређење аутоматске класификације модулације засноване на кумуланту шестог реда за *QAM* сигнале.

Резиме: Аутоматска класификација модулација (АКМ) представља процес препознавања типа модулације непознатог примљеног сигнала, веома битан за савремене телекомуникационе системе, и кључан за велики број како војних тако и цивилних примена. У последњих неколико деценија развијен је велики број различитих алгоритама за АКМ. Савремена решења уобичајено претпостављају комплексне структуре као што су неуралне мреже, или друге адаптивне механизме за постизање боље прецизности. Међутим, још увек је, са тачке гледишта имплементације у пракси, веома пожељно да се за АКМ користе алгоритми мале комплексности који се брзо извршавају и који економично користе ресурсе. Ове пожељне особине могу се препознати у алгоритмима за АКМ заснованим на кумулантима вишег реда као статистичким класификационим обележјима. У овој дисертацији је приказан нови приступ заснован на кумулантима шестог реда, који побољшава тачност класификационог процеса *QAM* сигнала у односу на постојеће алгоритме. Предложени приступ користи двокорачну структуру за издвајање обележја, тако што примењује нов метод за редукцију реда модулације опсервираног сигнала, праћен праговским одлучивањем. Предложен је и одговарајући рекурзивни алгоритам, усмерен ка успешној класификацији сигнала високог реда модулације. Приликом тестирања помоћу свеобухватних рачунарских симулација, предложена решења показују изванредне перформансе класификације - у неким случајевима боље и од софистицираних модела дубоког учења који захтевају знатно веће процесорске и меморијске ресурсе; такође, предложени метод задржава добре статистичке особине кумуланата, тако да се може применити удружен и са другим алгоритмима за АКМ. Показане предности предложених решења отварају неколико смерова за даља истраживања, било кроз даље усавршавање алгоритама заснованих на обележјима, или кроз упаривање са савременим методама које користе веће рачунарске ресурсе.

Кључне речи: Аутоматска класификација модулација, Кумуланти, Издвајање обележја, Статистике вишег реда, Ред модулације, Шум.

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Телекомуникациона техника

Dissertation title: An improvement of automatic modulation classification based on sixth-order cumulant for QAM signals.

Abstract: Automatic modulation classification (AMC) represents a process of recognizing the modulation type of an unknown received signal, very important for modern telecommunication systems, and crucial for many both military and civilian applications. In the last few decades, a large number of different algorithms for AMC have been developed. Modern solutions usually assume complex structures such as neural networks or other adaptive mechanisms for achieving better accuracy. However, from the point of view of practical implementations, it is still highly beneficial to use low-complexity algorithms, with low execution time and low memory requirements. These desirable properties can be recognized in AMC algorithms based on higher-order cumulants as statistical classification features. This dissertation presents a new approach based on sixth-order cumulants, which improves the accuracy of the classification process of QAM signals when compared to the existing algorithms. The proposed approach uses a two-step structure for feature extraction, by applying a new modulation order reduction method on the observed signal, followed by thresholding. A corresponding recursive algorithm is also proposed, aimed at the successful classification of high modulation order signals. When tested using comprehensive computer simulations, the proposed solutions show outstanding classification performance - in some cases better than that of sophisticated deep learning models which require significantly more computing and memory resources; also, the proposed method retains good statistical properties of the cumulants, so that it can be applied together with other algorithms for ACM. The demonstrated advantages of the proposed solutions open up several directions for further research, which can be aimed at further refinement of the used feature-based algorithms, or at pairing with modern methods that use larger computer resources.

Keywords: Automatic modulation classification, Cumulants, Feature extraction, Higher order statistics, Modulation order, Noise.

Scientific field: Electrical Engineering

Specific scientific field: Telecommunications

Садржај

1	Увод	1
1.1	Предмет истраживања	2
1.2	Садржај дисертације	3
1.3	Хипотезе и циљеви истраживања	4
1.4	Методологија истраживања	5
2	Елементи статистике сигнала и кумулант вишег реда	7
2.1	Дефиниција кумуланата	8
2.2	Кумулант четвртог реда	9
2.3	Кумулант шестог реда	13
3	Модулациони поступци	19
3.1	Геометријска репрезентација таласних облика сигнала	20
3.1.1	Грам-Шмитова процедура ортогонализације	20
3.2	Импулсна амплитудска модулација	21
3.2.1	Сигнали основног опсега учестаности	22
3.2.2	Сигнали транспоновоаног опсега учестаности	24
3.2.3	Геометријска репрезентација <i>PAM</i> сигнала	27
3.3	Дводимензиони таласни облици сигнала	29
3.3.1	Сигнали основног опсега учестаности	29
3.3.2	Дводимензиони сигнали транспоновоаног опсега учестаности - Модулација фазе носиоца	34
3.3.3	Дводимензиони сигнали транспоновоаног опсега учестаности - Квадратурна амплитудска модулација	38
3.3.4	Констелације комплексних сигнала и кумулант шестог реда	40
4	Алгоритми за АКМ засновани на кумулантима вишег реда	46
4.1	Алгоритам за АКМ заснован на кумулантима четвртог реда	49
4.2	Алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда	50

4.2.1	Симулације и анализа перформанси	52
4.3	Двокорачни алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда	53
5	Унапређење алгоритама АКМ на бази кумуланата шестог реда	56
5.1	Метод редукције реда модулације за <i>QAM</i> сигнале	57
5.1.1	Симулације и анализа перформанси	60
5.2	Рекурзивни алгоритам	70
5.2.1	Симулације и анализа перформанси	71
6	Закључак	76
6.1	Резиме	76
6.2	Допринос дисертације	78
6.3	Отворена питања и правци развоја	78
	Литература	80

Списак слика

2.1	Вредности статистика кумуланата C_{40} и C_{42} за различите констелације сигнала. $PAM(\infty)$ је гранична вредност за $PAM(n)$ када $n \rightarrow \infty$, док $PSK(> 4)$ важи за било коју констелацију $PSK(n)$ где је $n > 4$	11
2.2	Варијансе узорачких естимација кумуланата C_{40} и C_{42} за различите констелације сигнала.	12
2.3	Теоретске вредности статистика кумуланата шестог реда за различите типове констелација (ордината лево), и варијансе њихових узорачких естимација (ордината десно).	16
3.1	Бинарни PAM сигнали.	22
3.2	Таласни облици сигнала за $M = 4$ PAM сигнал.	23
3.3	Веза између интервала симбола и битског интервала (T_b - битски интервал, T - интервал симбола).	23
3.4	Пример импулсног сигнала за PAM	24
3.5	Модулација амплитуде синусоидног носиоца помоћу сигнала основног опсега учестаности.	25
3.6	Спектри одговарајућих сигнала.	26
3.7	Сигнал $g_T^2(t) \cos 4\pi f_c t$	27
3.8	Тачке сигнала (констелација) за симетричну PAM	28
3.9	Два скупа ортогоналних сигнала.	30
3.10	Два вектора сигнала који одговарају таласним облицима сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$	31
3.11	Два вектора сигнала који одговарају таласним облицима сигнала $s'_1(t)$ и $s'_2(t)$	32
3.12	Констелација сигнала за $M = 4$ биортогонална сигнала.	33
3.13	Констелација од $M = 8$ тачака сигнала која одговара двама тачкама ортогоналних таласних облика сигнала са Слике 3.9 и њиховим негативима, тј. $s_1(t), s_2(t), s'_1(t), s'_2(t), -s_1(t), -s_2(t), -s'_1(t)$ и $-s'_2(t)$	33

3.14	Две констелације од $M = 8$ тачака сигнала у две димензије, које одговарају суперпозицији два скупа биортогоналних таласних облика сигнала са различитим енергијама.	34
3.15	Пример четворофазног <i>PSK</i> сигнала.	36
3.16	Дигитална модулација фазе посматрана као два амплитудски-модулисана квадратурна носиоца.	37
3.17	Констелације <i>PSK</i> сигнала.	38
3.18	Функционални блок дијаграм модулатора за <i>QAM</i>	40
3.19	Квадратне <i>QAM</i> констелације.	41
3.20	Правоугаона <i>QAM-8</i> констелација.	42
3.21	Звездасте <i>QAM</i> констелације.	42
3.22	<i>AMPM-8</i> констелација.	43
3.23	Кружне <i>QAM</i> констелације.	44
3.24	Различите <i>V.29</i> констелације.	45
4.1	Функционални блок дијаграм комуникационог система у коме учествују алгоритми за АКМ.	47
4.2	Резиме алгоритама за АКМ.	49
4.3	Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{V.29, QAM-16\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$	52
4.4	Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{V.29, QAM-16, PAM-16\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$	53
4.5	Хистограм нормализованих естимација кумуланата шестог реда за <i>16-QAM</i> и <i>64-QAM</i> сигнале, добијен Монте-Кало симулацијом са адитивним белим Гаусовим шумом са <i>SNR</i> од <i>20dB</i>	54
5.1	Метод редукције реда модулације примењен на <i>16-QAM</i> сигналу, први корак: само симболи преко прага за поређење су изабрани за даље процесирање (одбачени су симболи у црвеној сенци).	59
5.2	Метод редукције реда модулације примењен на <i>16-QAM</i> сигналу, други корак: реални и имагинарни делови изабраних симбола се транслирају у комплексној равни за вредност прага поређења.	59
5.3	Метод редукције реда модулације примењен на <i>16-QAM</i> сигналу, резултат: добијени сигнал који наликује <i>QPSK</i> сигналу.	60
5.4	Метод редукције реда модулације примењен на <i>64-QAM</i> сигналу, први корак: само симболи преко прага за поређење су изабрани за даље процесирање (одбачени су симболи у црвеној сенци).	61

5.5	Метод редукције реда модулације примењен на <i>64-QAM</i> сигналу, други корак: реални и имагинарни делови изабраних симбола се транслирају у комплексној равни за вредност прага поређења.	61
5.6	Метод редукције реда модулације примењен на <i>64-QAM</i> сигналу, резултат: добијени сигнал који наликује <i>16-QAM</i> сигналу.	62
5.7	Дијаграм предложеног алгоритма за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда и методу редукције реда модулације, примењен на скупу $\{QPSK, 16-QAM, 64-QAM\}$ сигнала.	63
5.8	Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{QPSK, 16-QAM, 64-QAM\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$	65
5.9	АКМ помоћу кумуланата шестог реда коришћењем редукције реда модулације, за <i>16-QAM</i> и <i>64-QAM</i> сигнале.	66
5.10	Хистограм нормализованих естимација кумуланата шестог реда за <i>16-QAM</i> и <i>64-QAM</i> сигнале, добијен Монте-Кало симулацијом са адитивним белим Гаусовим шумом са $SNR=20dB$	67
5.11	Дијаграм предложеног рекурзивног алгоритма за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда и методу редукције реда модулације, примењен на скупу $\{(2^m)^2-QAM \mid m = 1, \dots, m_{max}\}$ сигнала.	72
5.12	Вероватноћа тачне класификације за рекурзивни алгоритам, за случај сигнала из скупа $\{QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$	73
5.13	Матрица конфузије класификације <i>QAM</i> сигнала за предложени рекурзивни алгоритам. Приказане су вредности у зависности од величине SNR , нормализоване стварним бројем инстанци које припадају одређеним класама.	74
5.14	Део матрице конфузије класификације која се добија коришћењем модела предложеног у [42]. Приказане су вредности за $SNR=20dB$, нормализоване стварним бројем инстанци које припадају одређеним класама.	75

Списак табела

2.1	Теоретске статистике кумуланата шестог и четвртог реда за различите реалне и комплексне констелације сигнала, као и варијансе њихових узорачких естимација, [31].	18
4.1	Примери очекиваних перформанси алгоритама за АКМ.	51
5.1	Рачунски, меморијски и процесорски захтеви различитих класификатора. M означава број модулација који је разматран (у посматраном сценарију $M = 4$ - констелације су $\{QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM\}$), M_i ред модулације, N дужину секвенце симбола (у посматраном сценарију $N = 1000$), док I_s означава број пиксела слике на улазу конволуционе мреже (у посматраном сценарију је $I_s = 36^2$).	69

Глава 1

Увод

Аутоматска класификација модулација (АКМ, *Automatic Modulation Classification* - АМС) представља процес препознавања типа модулације непознатог примљеног сигнала. АКМ чини веома важну интегралну компоненту савремених бежичних телекомуникационих система, кључну како за војне тако и за бројне цивилне примене. Док се у војним применама уобичајено користи за детекцију и идентификацију пресретнутих сигнала у електронском ратовању, значај АКМ у цивилним комуникацијама расте са динамичним развојем софтверски дефинисаног радија, паметних реконфигуришућих примопредајника, као и апликација интернета ствари (*Internet of Things*), где се користи за демодулацију унапред непознатих сигнала [16, 5, 47].

У последње две деценије је развијен велики број разних алгоритама за АКМ: најчешће су методе засноване на веродостојности (*likelihood-based*) и методе засноване на обележјима (*feature-based*) разматране од стране истраживача у области. Док методе засноване на веродостојности могу довести до оптималних решења уз велике рачунске захтеве, методе засноване на обележјима, уколико су добро пројектоване, могу довести до перформанси које су близу оптималних, уз значајно смањену рачунску комплексност [20]. Обележја могу представљати разни директни атрибути сигнала, резултати трансформације таласићима, статистике вишег реда - моменти и кумуланте, или цикличне статистике. Скорашња истраживања се уобичајено користе комплексним класификаторима који често резултују у одличним перформансама, као што су неуралне мреже, метода потпорних вектора (*support vector machine*), метода k -најближих суседа (*k-nearest neighbor*), и дубоке неуралне мреже, између осталих. Набројане методе побољшавају класификационе перформансе, али и уводе значајну рачунску комплексност у методе засноване на обележјима, чија је главна предност увек била у њиховој једноставности. Додатно, многи савремени алгоритми раде издвајање

(екстракцију) више различитих обележја истовремено [47, 21, 6], што чини још већи утицај на укупну комплексност.

Са друге стране, показано је да једноставни алгоритми за АКМ засновани на кумулантима као обележјима од интереса, као што су кумулант четвртог реда [44] или кумулант шестог реда [27], имају добре перформансе чак и у реалним комуникационим условима који укључују на пример фединг канал [25]. Иако се карактеришу веома ниском комплексношћу [19], чак и после много година истраживања у области АКМ, ови алгоритми се и даље сматрају за *state-of-the-art* [34]. Штавише, у овом контексту су се кумулант шестог реда показали као бољи избор који доводи до значајно бољих перформанси у односу на кумуланте четвртог реда [22].

1.1 Предмет истраживања

Имајући у виду горе наведене чињенице везане за различите методе АКМ, интересантну тему представља истраживање могућности додатног побољшања перформанси стандардног алгоритма заснованог на кумулантима шестог реда. Када се пореди са другим савременим алгоритмима за АКМ, алгоритам заснован на кумулантима шестог реда показује супериорност по питању ниске комплексности (број операција сабирања и множења је мањи за неколико редова величина у односу на конкуренцију, не захтевају се експоненцијалне и логаритамске операције), меморијских захтева и времена извршавања. Анализа приказана у [42], са величином узорка N и M различитих типова модулација у тесту АКМ, показала је да алгоритам заснован на кумулантима шестог реда захтева $6N$ операција сабирања, $16N$ операција множења, M поређења и $3M$ меморијских јединица укупно. Време извршавања на $i7-6700$ процесору је 0.00036 секунди. Наведена анализа показује да алгоритам заснован на дубоком учењу и конволуционим неуралним мрежама [33], под истим условима, захтева приближно 100 пута више операција сабирања и множења, 100,000 пута више поређења и 1,000 пута више меморијских ресурса. Време извршавања на истом процесору је 0.00132 секунде. Међутим, алгоритам заснован на кумулантима шестог реда захтева побољшање како би могао парирати и у класификационим перформансама савременим моделима дубоког учења.

Предмет истраживања ове дисертације је нови приступ унапређењу алгоритма за АКМ заснованог на вредностима кумуланата шестог реда, уводећи нови метод редукције реда модулације (*Modulation Order Reduction*) примљеног сигнала [32]. Предложени метод редукције реда модулације може унапредити стандардни алгоритам за АКМ и обезбедити ефикаснију и тачнију класификацију унутар

једне важне групе сигнала о којима ће, између осталог, бити детаљније речи у овој дисертацији - *QAM* сигнала [31]. Као посебан део нове методе редукције реда модулације, у дисертацији ће бити представљено и додатно унапређење ове методе увођењем принципа рекурзивности, чиме је могуће обезбедити успешну класификација већег броја *QAM* модулација.

Треба напоменути да описана побољшања уносе повећану комплексност алгоритама у смислу повећаног броја рачунских операција, али чак и то узимајући у обзир, предложени алгоритам и даље остаје за неколико редова величине једноставнији од алгоритама заснованих на другим својствима примљеног сигнала, о чему ће такође бити речи у овој дисертацији. У исто време, предложени метод редукције реда модулације је веома атрактиван и за даља истраживања и потенцијална додатна побољшања перформанси у захтевнијим условима пропагације, нпр. уз присутан *multipath* фединг или интерференцију. Такође, ова метода редукције реда модулације може се потенцијално интегрисати и у друге алгоритме за АКМ засноване на различитим вредностима параметара од интереса, као и у друге комплексне класификаторе (вештачке неуралне мреже, методе дубоког учења и слично).

Верификација постигнутих резултата у побољшању перформанси класификације је спроведена помоћу обимних различитих рачунарских симулација. У симулацијама је предложено решење упоређено са другим алгоритмима за АКМ, и дата је детаљна компаративна анализа заједно са анализом особина нових алгоритама.

1.2 Садржај дисертације

Поред увода, где је укратко изложен проблем који ће се разматрати у овој дисертацији, описано тренутно стање развоја области од интереса евидентирано у постојећој литератури, образложен коришћени методолошки приступ, и дата структура текста, дисертација садржи још четири главе и закључак.

У оквиру друге главе представљају се теоријске основе елемената статистике сигнала и кумуланата вишег реда.

Трећа глава садржи преглед модулационих поступака који се примењују у телекомуникационим системима, а чији резултат представља предмет обраде и улаз за алгоритам описан у овој дисертацији.

У четвртој глави је дат опис постојећих алгоритама аутоматске класификације модулације са посебним освртом на алгоритме на бази кумуланата вишег реда.

Пета глава садржи новопредложено унапређење аутоматске класификације

модулације засноване на кумуланту шестог реда, описујући нови алгоритам са додатном методом редукције реда модулације, као и рекурзивни алгоритам редукције реда модулације. У оквиру ове главе приказане су и рачунарске симулације за поређење резултата класификације остварених са и без примене овог метода.

На крају дисертације изнет је закључак са могућим правцима развоја у обрађеној области, и дат је списак референтне литературе.

1.3 Хипотезе и циљеви истраживања

Општа хипотеза од које се кренуло у истраживање у дисертацији је: Могуће је реализовати препознавање модулационог поступка над а приори непознатом телекомуникационом сигналу, применом наменских алгоритама креираних за ту специфичну сврху.

Посебна хипотеза која произлази из опште је: Постојећи алгоритам за аутоматску класификацију модулације примљеног сигнала заснован на кумуланту шестог реда се може побољшати, тј. коришћењем додатног метода редукције реда модулације могуће је остварити ефикаснију и тачнију класификацију *QAM* сигнала.

Појединачне хипотезе које су коришћене у дисертацији су:

1. Коришћењем алгоритма за аутоматску класификацију модулације примљеног сигнала заснованог на кумуланту шестог реда успешно се може класификовати / издвојити *BPSK* модулисани сигнал од комплексних (*QPSK* и *QAM*) сигнала, као и *QPSK* од *M-QAM* ($M > 4$) сигнала.
2. Коришћењем новог, додатног, метода редукције реда модулације могуће је остварити ефикаснију и тачнију класификацију између *QAM* (*16-QAM* и *64-QAM*) модулисаних сигнала.
3. Коришћењем рекурзивног метода редукције реда модулације могуће је остварити ефикаснију и тачнију класификацију осталих, још сложенијих, *QAM* модулисаних сигнала.

Циљеви истраживања су следећи:

1. Формулација проблема аутоматске класификације модулације примљеног сигнала.
2. Модификација и проширење постојећег алгоритма аутоматске класификације модулације заснованог на кумуланту шестог реда на такав начин да се могу

успешно класификовати 16-QAM и 64-QAM модулисани сигнали, коришћењем предложеног метода редукције реда модулације.

3. Додатна модификација и проширење новог алгоритма за АКМ, заснованог на кумуланту шестог реда и методи редукције реда модулације, на такав начин да се могу успешно класификовати и остали QAM модулисани сигнали, коришћењем предложеног рекурзивног метода.
4. Верификација унапређеног алгоритма за АКМ, заснованог на кумуланту шестог реда и (рекурзивној) методи редукције реда модулације, помоћу свеобухватних рачунарских симулација.

1.4 Методологија истраживања

У току научног и истраживачког рада употребљене су различите методе како би били задовољени основни методолошки захтеви – објективност, поузданост, општост и систематичност.

У складу са изабраном проблематиком, дефинисаним циљевима истраживања и постављеним научним хипотезама ради дефинисања научних и стручних закључака и изналагања могућих решења, употребљена је теоријска анализа уз коришћење резултата истраживања из међународне научне литературе, односно сазнања научника и других аутора који су истраживали проблематику којом се бави и овај рад. У дисертацији се представљају научно-теоријска сазнања, релевантна литература и оригинални предлози коришћењем већег броја метода, и то: историјске методе, методе комплексног посматрања и анализе садржаја, методе анализе и синтезе, методе доказивања, као и експерименталне методе.

Применом историјског метода прибављени су резултати истраживања других аутора који су се бавили проблематиком везаном за тематику од интереса. Прибављени подаци потичу углавном из еминентних научних радова и истраживања у овој области.

Метода комплексног посматрања и анализе садржаја примењена је приликом обраде резултата преузетих из истраживања других истраживача. Резултати су употребљени у циљу дефинисања недостатака постојећих алгоритама аутоматске класификације модулације и утврђивања правца за потенцијална унапређења.

Проучавањем достигнућа и поставки примењених у постојећим истраживањима уочена је могућност побољшања досадашњих и примене унапређених поставки, коришћењем нових метода у алгоритмима за аутоматску класификацију модулације. На овај начин примењене су методе анализе и синтезе.

ГЛАВА 1. УВОД

У циљу провере ефективности и ефикасности предложених решења, извршене су симулације које су потврдиле иницијалне хипотезе дисертације, што представља имплементацију експерименталног метода.

Глава 2

Елементи статистике сигнала и кумуланте вишег реда

Ова глава разматра теоријске основе елемената статистике сигнала и кумуланата вишег реда, као градивних елемената неопходних за конструисање предложених алгоритама. Сви предложени алгоритми користе кумуланте вишег (тачније шестог) реда као обележја сигнала. Израчунате вредности обележја се користе у праговском одлучивању којим се врши класификација типова модулација посматраног сигнала. Кумуланте представљају једно од често коришћених статистичких обележја у оквиру традиционалних алгоритама за АКМ [41, 38, 11, 24, 44, 27, 37], где су се показали као добар избор који даје веома добре резултате класификације уз малу употребу рачунарских ресурса. Коришћење статистика вишег реда је посебно корисно јер њихове вредности одражавају облик расподеле зашумљених узорака из основног опсега учестаности [41]. Робусност приступа је последица и природне робусности ових статистика на ротацију констелација и нестабилност фазе. Квалитет класификације је примарно одређен вредношћу односа сигнал/шум (SNR), као и дужином посматране секвенце сигнала.

Вредности кумуланата нижег реда (до трећег) се поклапају са вредностима централних момената; почев од кумуланта четвртог реда јављају се разлике па ће у наставку бити детаљно дате дефиниције кумуланата неопходне за даље разумевање предложених метода. Разматрања која следе посматрају сигнал који је добијен као резултат претпроцесирања. Претпоставља је кохерентно и синхроно окружење у коме се преноси сигнал одређене учестаности, као и да су носилац, временски одбирци и таласни облик сигнала успешно одређени.

Такође, биће дате израчунате вредности кумуланата вишег реда за поједине типове (констелације) модулација, који се за почетак могу посматрати просто као представници различитих типова сигнала. Разматрани различити формати

модулација ће детаљније бити објашњени у следећој глави.

2.1 Дефиниција кумуланата

Посматрајмо случајан вектор (Y_1, \dots, Y_r) , где је $E(|Y_i|^r) < \infty, i = 1, \dots, r$. Тада се здружени кумулант (r -тог реда), у ознаци $cum(Y_1, \dots, Y_r)$, може дефинисати као [9, 8]:

$$cum(Y_1, \dots, Y_r) = \sum (-1)^{p-1} (p-1)! \left(E \left(\prod_{j \in v_1} Y_j \right) \right) \cdots \left(E \left(\prod_{j \in v_p} Y_j \right) \right), \quad (2.1)$$

где се сумирање врши по свим партицијама (v_1, \dots, v_p) , $p = 1, 2, \dots, r$, скупа $\{1, \dots, r\}$. Може се показати [9] да $cum(Y_1, \dots, Y_r)$ заправо представља коефицијент уз члан $i^r t_1 \cdots t_r$ Тејлоровог реда за функцију $\log E \left(\exp \left(i \sum_{j=1}^r t_j Y_j \right) \right)$. Такође, могуће је лако показати да важе следеће особине кумуланата [9, 8]:

1. $cum(a_1 Y_1, \dots, a_r Y_r) = a_1 \cdots a_r cum(Y_1, \dots, Y_r)$;
2. функција $cum(Y_1, \dots, Y_r)$ је симетрична по својим аргументима;
3. уколико је било која група из скупа (Y_1, \dots, Y_r) независна од осталих чланова из (Y_1, \dots, Y_r) , тада је $cum(Y_1, \dots, Y_r) = 0$;
4. за случајну променљиву (Z_1, Y_1, \dots, Y_r) важи једнакост: $cum(Y_1 + Z_1, Y_2, \dots, Y_r) = cum(Y_1, \dots, Y_r) + cum(Z_1, Y_2, \dots, Y_r)$;
5. за константу μ и $r \geq 2$ важи: $cum(Y_1 + \mu, Y_2, \dots, Y_r) = cum(Y_1, \dots, Y_r)$;
6. за независне (Y_1, \dots, Y_r) и (Z_1, \dots, Z_r) важи једнакост: $cum(Y_1 + Z_1, \dots, Y_r + Z_r) = cum(Y_1, \dots, Y_r) + cum(Z_1, \dots, Z_r)$;
7. $cum(Y_j) = E(Y_j)$, $cum(Y_j, Y_j) = var(Y_j)$ и $cum(Y_i, Y_j) = cov(Y_i, Y_j)$.

Неке од ових особина ће бити коришћене у разматрањима која следе (на пример, особина да је кумулант збира једнак збиру кумуланата). За разлику од статистика момената, грубо говорећи, кумулант карактеришу интеракцију или зависност више променљивих која је последица удруженог деловања целе њихове групе а не деловања неколико удружених подгрупа. Због ове чињенице се и јављају разлике између кумуланата и централних момената за више од три укључене променљиве.

2.2 Кумулант четвртог реда

За комплексни стационарни случајни процес $y(n)$, кумулант другог реда се могу дефинисати на два различита начина, зависно од места конјугације:

$$\begin{aligned} C_{20} &= E(y^2(n)), \\ C_{21} &= E(|y(n)|^2). \end{aligned} \quad (2.2)$$

Слично, кумулант четвртог реда се могу записати на три начина:

$$\begin{aligned} C_{40} &= cum(y(n), y(n), y(n), y(n)), \\ C_{41} &= cum(y(n), y(n), y(n), y^*(n)), \\ C_{42} &= cum(y(n), y(n), y^*(n), y^*(n)). \end{aligned} \quad (2.3)$$

За случајне променљиве нулте средње вредности w, x, y и z , кумулант четвртог реда се може записати као:

$$cum(w, x, y, z) = E(wxyz) - E(wx)E(yz) - E(wy)E(xz) - E(wz)E(xy). \quad (2.4)$$

Једначина (2.4) се може користити како би се вредности C_{40} , C_{41} или C_{42} представиле преко кумуланата другог реда променљиве $y(n)$, са одговарајућим конјугацијама [9].

Вредности кумуланата у (2.2) и (2.3) се могу естимирати из узорачких естимација одговарајућих момената. Претпостављамо да је $y(n)$ нулте средње вредности (у пракси се средња вредност узорка одузима од вредности одбирака пре естимације кумуланата). Узорачке естимације вредности из (2.2) су дате као:

$$\begin{aligned} \hat{C}_{20} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n), \\ \hat{C}_{21} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где $\hat{\cdot}$ означава средњу вредност узорка. Ово води до следећих естимација [41]:

$$\begin{aligned}\hat{C}_{40} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^4(n) - 3\hat{C}_{20}^2, \\ \hat{C}_{41} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^3(n)y^*(n) - 3\hat{C}_{20}^2\hat{C}_{21}^2, \\ \hat{C}_{42} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^4 - |\hat{C}_{20}|^2 - 2\hat{C}_{21}^2.\end{aligned}\quad (2.6)$$

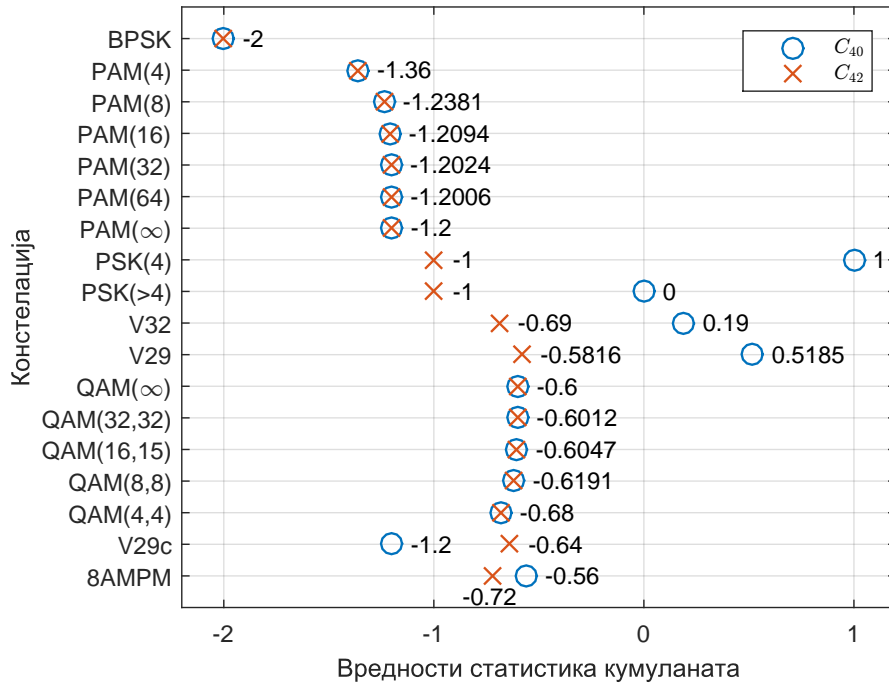
Претпоставићемо, без губљења на општости, да су констелације нормализоване на јединичну енергију, што одговара вредности $C_{21} = 1$. У пракси, естимирамо нормализоване кумуланте:

$$\tilde{C}_{4k} = \hat{C}_{4k} / \hat{C}_{21}^2, \quad k = 0, 1, 2. \quad (2.7)$$

На овај начин се кумуланте самонормализују и елиминишу евентуални проблеми са скалирањем података. Комплексност једначина (2.6) и (2.7) је реда N , и захтева само $2N$ и $4N$ комплексних множења за рачунање \hat{C}_{40} и \hat{C}_{42} , респективно. У случају зашумљених података, \hat{C}_{21} у (2.7) се мора заменити са $\hat{C}_{21} - \hat{C}_{21,g}$, где је \hat{C}_{21} и даље дато преко једначине (2.5), док $\hat{C}_{21,g}$ представља естимацију варијансе адитивног шума $g(n)$; естимација $C_{21,g}$ је уобичајено доступна у пракси.

Теоретске вредности кумуланата четвртог реда из (2.3) су дате у [41] за различите констелације сигнала од интереса, где је претпостављено да су сви симболи једнако вероватни. Ове вредности су добијене рачунањем средњих вредности ансамбала за случај идеалних констелација без шума, под претпоставком јединичне енергије. Слика 2.1 показује вредности статистика C_{40} и C_{42} . За констелације комплексне вредности излистане на Слици 2.1 (изузимајући *8AMPM*) важи $C_{20} = 0$ и $C_{41} = 0$. Може се приметити да статистике C_{42} и $|C_{40}|$ не зависе од ротације фазе скупа симбола. У случају C_{42} , овај закључак је директна последица симетричне конјугације у (2.3). Када се ради о C_{40} , уколико је ротација фазе једнака ϕ , тада ће C_{40} имати комплексни множилац $\exp(j4\phi)$ па $|C_{40}|$ неће бити промењено. Разматране констелације се природно деле на следеће четири под-класе: бинарна *PSK* (*BPSK* - бинарне реалне вредности), *PAM* (реалне вредности), *PSK* (константни модуо) и *QAM/V29-V32* (опште комплексне вредности). У [41] је предложена хијерархијска класификациона структура за АКМ заснована на кумулантима четвртог реда која ће бити описана у четвртој глави ове дисертације као увод за класификаторе засноване на кумулантима шестог реда.

Да би се одредили прагови за тестирање у класификационој структури,



Слика 2.1: Вредности статистика кумуланата C_{40} и C_{42} за различите констелације сигнала. $PAM(\infty)$ је гранична вредност за $PAM(n)$ када $n \rightarrow \infty$, док $PSK(> 4)$ важи за било коју констелацију $PSK(n)$ где је $n > 4$.

неопходно је извести изразе за варијансу узорачких естимација кумуланата у (2.6). У случају кад нема адитивног шума, за комплексне констелације где је C_{20} познато (једнако 0 за PSK и QAM), може се показати да за узорак величине N важи следећа једначина:

$$Nvar[\hat{C}_{40}] = M_{84} - |M_{40}|^2, \quad (2.8)$$

где $M_{km} = E[y^{k-m}(y^*)^m]$ означава мешани момент k -тог реда са m конјугација. Уколико се претпостави да је C_{21} познато, тада је

$$Nvar[\hat{C}_{42}] = M_{84} - |M_{42}|^2. \quad (2.9)$$

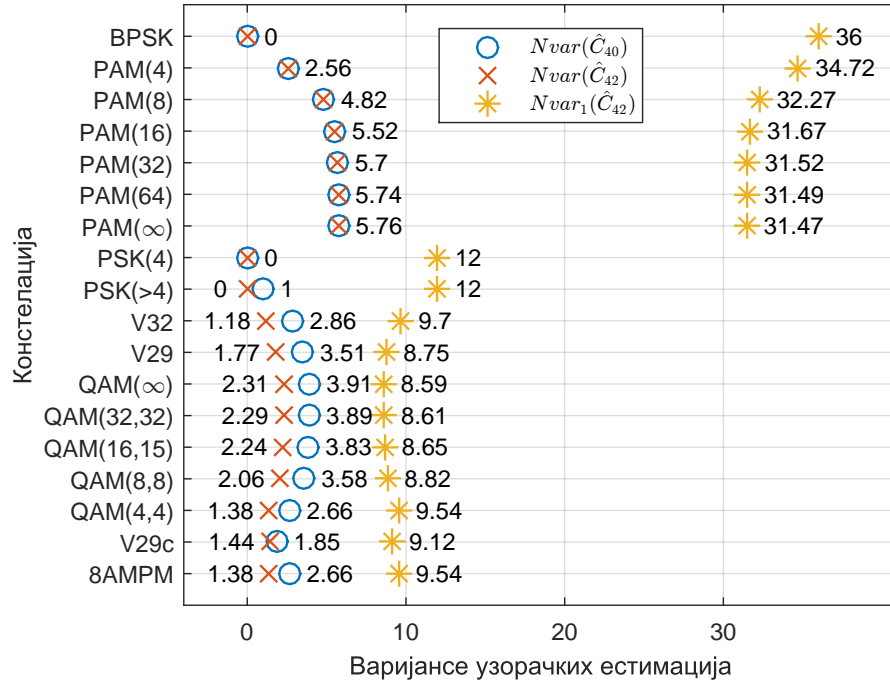
Уколико се C_{21} естимира из података, тада је

$$Nvar[\hat{C}_{42}] \approx [M_{84} - M_{42}^2] + 4M_{21} [3M_{42}M_{21} - 2M_{63} + 2M_{21}^3]. \quad (2.10)$$

За реалне констелације, имамо да је $C_{20} = C_{21}$ и $C_{40} = C_{42}$; уколико је C_{21} познато, тада је израз за варијансу дат у (2.8); иначе, имамо

$$Nvar[\hat{C}_{42}] \approx [M_{84} - M_{42}^2] + 6M_{21} [5M_{42}M_{21} - 2M_{63} + 3M_{21}^3]. \quad (2.11)$$

Једначине (2.8) и (2.9) су евалуиране за различите констелације, претпостављајући јединичну енергију $C_{21} = 1$, и резултати су приказани на Слици 2.2. Такође, на истој слици су приказани и резултати евалуације једначина (2.10) и (2.11) (у ознаци $Nvar_1 \hat{C}_{42}$). Може се уочити да се, супротно уобичајеним претпоставкама, уколико се C_{21} естимира из података, варијанса \hat{C}_{42} може повећати за фактор од 4-8 за QAM констелације, чак и у случају без шума.



Слика 2.2: Варијансе узорачких естимација кумуланата C_{40} и C_{42} за различите констелације сигнала.

У [41] се такође показује да се једначине (2.8)-(2.10) могу изразити преко кумуланата као:

$$\begin{aligned}
 Nvar[\hat{C}_{40}] &\approx C_{84,y} + 16C_{63,y}C_{21,y} + 18C_{42,y}^2 + 72C_{42,y}C_{21,y}^2 + 24C_{21,y}^4, \\
 Nvar[\hat{C}_{42}] &\approx C_{84,y} + 16C_{63,y}C_{21,y} + 17C_{42,y}^2 + 68C_{42,y}C_{21,y}^2 + 20C_{21,y}^4 + |C_{40,y}|^2, \\
 Nvar_1[\hat{C}_{42}] &\approx C_{84,y} + 8C_{63,y}C_{21,y} + 17C_{42,y}^2 + 128C_{42,y}C_{21,y}^2 + 4C_{21,y}^4 + |C_{40,y}|^2. \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

У једначинама изнад, додатна ознака y је уведена да нагласи чињеницу да су у питању кумуланте процеса са шумом $y(n) = x(n) + g(n)$. С обзиром на то да је претпостављено да је секвенца симбола $x(n)$ независна од секвенце шума $g(n)$, кумуланте $y(n)$ се могу изразити као сума кумуланата $x(n)$ и $g(n)$, тј. имамо на пример $C_{21,y} = C_{21,x} + C_{21,g}$, $C_{42,y} = C_{42,x} + C_{42,g}$, и тако даље. Уколико је адитивни шум Гаусовски, имамо да важи $C_{40,g} = C_{42,g} = C_{63,g} = C_{84,g} = 0$, као и $C_{21,g} = \sigma_g^2$.

У овом случају се за вредност нормализованог кумуланта четвртог реда добија, на основу једначине (2.7):

$$\tilde{C}_{42,x} = \frac{\hat{C}_{42,x}}{(\hat{C}_{21,x})^2} = \frac{\hat{C}_{42,y}}{(\hat{C}_{21,y} - \sigma_g^2)^2}. \quad (2.13)$$

Моменти и кумуланти секвенци симбола се могу лако евалуирати помоћу:

$$\begin{aligned} M_{63} &= C_{63} + 9C_{42}C_{21} + 6C_{21}^3, \\ M_{84} &= C_{84} + 16C_{63}C_{21} + |C_{40}|^2 + 18C_{42}^2 + 72C_{42}C_{21}^2 + 24C_{21}^4, \\ M_{42} &= C_{42} + 2C_{21}^2, \\ M_{40} &= C_{40}, \\ M_{21} &= C_{21}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Наведене једначине (2.14) омогућавају [41] евалуацију варијанси узорачких статистика C_{40} и C_{42} , датих помоћу једначина у (2.12).

2.3 Кумуланти шестог реда

Видели смо у претходном делу да се примљена секвенца сигнала $y(n)$, зашумљена адитивним белим Гаусовим шумом само током пропагације, може представити као:

$$y(n) = x(n) + g(n), \quad (2.15)$$

где $x(n)$ представља пренесене модулиране симболе, док је $g(n)$ адитивни бели Гаусов шум средње вредности 0 и варијансе σ_g^2 . За случајну променљиву x нулте средње вредности, повезану са пренесеном секвенцом података $x(n)$, кумулант другог реда $C_{21,x} = \text{cum}(x, x^*)$ је дат као:

$$C_{21,x} = E(|x|^2). \quad (2.16)$$

Кумулант шестог реда $C_{63,x} = \text{cum}(x, x, x, x^*, x^*, x^*)$ може се представити као:

$$C_{63,x} = E(|x|^6) - 9E(|x|^4)E(|x|^2) + 12|E(x^2)|^2E(|x|^2) + 12E^3(|x|^2), \quad (2.17)$$

док се само-нормализовани¹ кумулант шестог реда дефинише као:

$$\hat{C}_{63,x} = C_{63,x}/(C_{21,x})^3. \quad (2.18)$$

Усвојићемо следеће релације између кумуланата променљиве x и кумуланата променљиве y (повезане са примљеном секвенцом $y(n)$):

$$C_{63,y} = C_{63,x}, \quad (2.19)$$

$$C_{21,y} = C_{21,x} + \sigma_g^2. \quad (2.20)$$

Дакле, имамо:

$$\hat{C}_{63,x} = \frac{C_{63,y}}{(C_{21,y} - \sigma_g^2)^3}. \quad (2.21)$$

Снага шума σ_g^2 се може мерити у тачки пријема, док се рачунање кумуланата другог и шестог реда примљеног сигнала практично своди на рачунање средњих вредности ансамбла сакупљених одбирака сигнала, и њихово даље комбиновање. Уколико је број одбирака N , једначина (2.21) се у практичној реализацији може писати као:

$$\begin{aligned} \tilde{C}_{63,x} = & \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^6 - 9 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^4 \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \right) \right. \\ & + 12 \left(\left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) \right|^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \right) \\ & \left. + 12 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \right)^3 \right] \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 - \sigma_g^2 \right)^3}. \quad (2.22) \end{aligned}$$

Ове теоретске вредности представљају само очекиване вредности кумуланата; одређена дисперзија око очекиваних вредности је неизбежна у практичним рачунањима. Овај феномен је истражен и описан у постојећој литератури за кумуланте четвртог реда [41], и за кумуланте шестог реда [28]. Варијанса грешке која настаје услед ограничене прецизности рачунања $C_{63,x}$, за комплексне сигнале

¹У овом делу и надаље када је реч о кумулантима шестог реда ћемо, у односу на претходни део, због поједностављења, изоставити ознаку $\hat{\cdot}$ за средњу вредност узорка; она ће означавати нормализоване кумуланте. Ознака $\tilde{\cdot}$ ће означавати узорачку естимацију. Неуниформност коришћених ознака одражава стање у постојећој литератури.

са N одбирака, је дата као:

$$\begin{aligned} Nvar(C_{63,x}) = & [m_{12,6} - m_{6,3}^2] + 9 \left[m_{2,1}^2 (48m_{4,2}m_{2,1}^2 - 54m_{4,2}^2 + 96m_{2,1}^4 - 64m_{6,3}m_{2,1}) \right. \\ & \left. + m_{4,2} (9m_{4,2}^2 + 16m_{6,3}m_{2,1} - 2m_{8,4}) + m_{2,1} (17m_{8,4}m_{2,1} - 2m_{10,5}) \right], \end{aligned} \quad (2.23)$$

где $m_{k,l} = E[y^{k-l}(y^*)^l]$ представља мешани момент реда k са l конјугација. За реалне констелације, варијанса је

$$\begin{aligned} Nvar(C_{63,x}) = & [m_{12,6} - m_{6,3}^2] + 9 \left[m_{2,1}^2 (384m_{4,2}m_{2,1}^2 - 126m_{4,2}^2 + 384m_{2,1}^4 - 128m_{6,3}m_{2,1}) \right. \\ & \left. + m_{4,2} (9m_{4,2}^2 + 16m_{6,3}m_{2,1} - 2m_{8,4}) + m_{2,1} (25m_{8,4}m_{2,1} - 2m_{10,5}) \right]. \end{aligned} \quad (2.24)$$

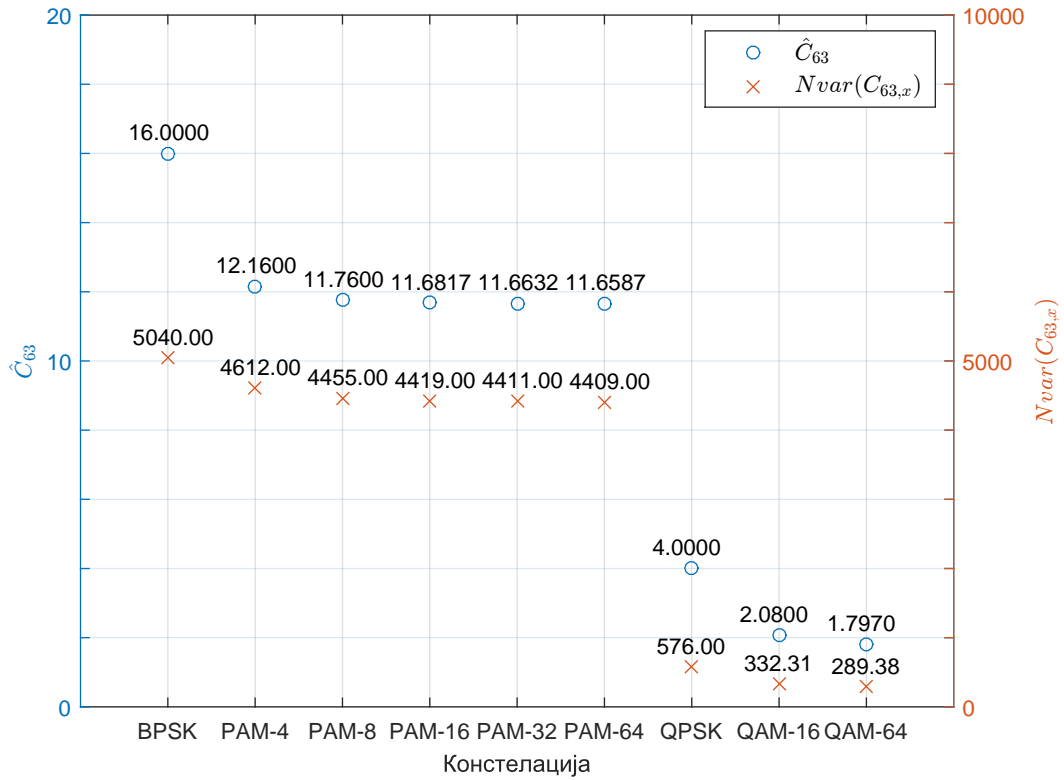
Као што се може приметити из једначина (2.23) и (2.24), варијансе грешке су директно пропорционалне величини узорка N , и узимају различите вредности за различите формате модулација [28, 37]. Ограничена прецизност у нумеричким израчунавањима није једини извор дисперзије вредности кумуланата вишег реда: дисперзија је узрокована и неједнаким бројем различитих симбола у насумично генерисаним порукама, као и присуством шума. На Слици 2.3 су дате теоретске вредности кумуланата као и одговарајуће варијансе различитих констелација модулација.

Треба напоменути да формула (2.17) представља само апроксимацију и поједностављену верзију теоретске формуле за кумуланте (2.1), коју је згодно применити у случају појединих констелација али не и у општем случају. Наиме, у [37] је изведена непомерена (*unbiased*) формула:

$$\begin{aligned} C_{63,x_UNB} = & E(|x|^6) - 9E(|x|^4)E(|x|^2) + 18|E(x^2)|^2E(|x|^2) \\ & - 6|E(x^2)|E(x^2|x^2) + 12E^3(|x|^2). \end{aligned} \quad (2.25)$$

За комплексне сигнале се може показати да (2.25) добија редуковану форму (2.17). Међутим, у случају реалних сигнала, коришћењем (2.25) се могу добити значајно бољи резултати класификације тако што се убаца корекција $O_{63,x}$, тј. померај:

$$C_{63,x_UNB} = C_{63,x} + \underbrace{6|E(x^2)|^2E(|x|^2) - 6|E(x^2)|E(x^2|x^2)}_{O_{63,x}}. \quad (2.26)$$



Слика 2.3: Теоретске вредности статистика кумуланата шестог реда за различите типове констелација (ордината лево), и варијансе њихових узорачких естимација (ордината десно).

На тај начин, формула (2.22) постаје:

$$\tilde{C}_{63,x_UNB} = \tilde{C}_{63,x} + \left[6 \left(\left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) \right|^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \right) - 6 \left(\left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) \right| \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) |y(n)|^2 \right) \right] \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 - \sigma_g^2 \right)^3}. \quad (2.27)$$

На овом месту ће бити дата мала анализа и дискусија везана за рачунање статистика кумуланата вишег реда за различите типове сигнала, који се, засад, могу посматрати просто као различите класе сигнала са различитим статистичким особинама. У следећој глави посматране класе сигнала ће открити своје право значење - оне заправо представљају различите типове модулатија сигнала повезане са различитим тзв. констелацијама сигнала.

Када је реч о стању у референтној литератури по питању алгоритама за АКМ који користе кумуланте вишег реда, док су варијансе узорачких естимација кумуланата четвртог реда за различите PAM констелације, заједно са више констелација

комплексних сигнала, објављене у [41] (приказане на Слици 2.2), варијансе узорачких естимација $C_{63,x}$ PAM сигнала су по први пут тек недавно објављене [37] (приказане на Слици 2.3). Уопште узев, кумулантн шестог реда су највише посматрани у контексту QPSK, V.29 и тек неколико QAM констелација [38, 14], заједно са BPSK сигнаима [27, 13], тако да су се у постојећој литератури варијансе узорачких естимација за многе констелације сигнала углавном тичале само $C_{42,x}$ кумуланта. Очигледан је интерес да се на једном месту направи свеобухватан преглед $C_{63,x}$ вредности и одговарајућих варијанси различитих констелација комплексних сигнала [31]. У исто време, од интереса је да се реше евентуална неслагања у приказаним нумеричким резултатима, која се појављују као последица коришћења незнатно различитих облика констелација од стране различитих аутора. Треба омогућити јасну идентификацију констелација које се анализирају помоћу особина кумуланата, како у визуелном (о чему ће детаљније бити речи у следећој глави), тако и у нумеричком контексту, зато што се у многим случајевима само визуелна репрезентација показује недовољна за репродукцију приказаних резултата [39]. Штавише, постоји значајан број констелација комплексних сигнала које уопште нису до сада анализирани у смислу кумуланата вишег реда. Због свих наведених разлога, скуп теоретских вредности кумуланата и одговарајућих варијанси за различите констелације модулатија од интереса је израчунат и дат у Табели 2.1. Поједине специфичне комплексне констелације наведене у Табели 2.1 су анализирани даље и приказане у последњем одељку следеће главе дисертације, у циљу постизања додатне визуелне прецизности у идентификацији.

Табела 2.1: Теоретске статистике кумуланата шестог и четвртог реда за различите реалне и комплексне констелације сигнала, као и варијансе њихових узорачких естимација, [31].

Констелација	\hat{C}_{63}	$Nvar(C_{63,x})$	\hat{C}_{42}	$Nvar(C_{42,x})$
BPSK	16.0000	5040.00	-2.0000	36.00
PAM-4	12.1600	4612.00	-1.3600	34.72
PAM-8	11.7600	4455.00	-1.2381	32.27
PAM-16	11.6817	4419.70	-1.2094	31.67
PAM-32	11.6632	4411.00	-1.2023	31.52
PAM-64	11.6587	4409.00	-1.2006	31.49
-----	-----	-----	-----	-----
QPSK	4.0000	576.00	-1.0000	12.00
rQAM-8	3.3300	485.72	-0.8900	11.11
(8,8) QAM-16	2.6814	401.09	-0.7800	10.24
AMPM-8	2.5600	332.31	-0.7200	9.54
(12,4) QAM-16	2.5000	404.16	-0.7711	10.74
rQAM-32	2.1100	338.92	-0.6900	9.70
rQAM-16	2.0800	332.31	-0.6800	9.54
cQAM-8	2.0000	317.05	-0.6670	9.33
rQAM-128	1.9594	315.43	-0.6573	9.31
rQAM-512	1.9240	309.92	-0.6494	9.21
V29c [41]	1.8400	298.00	-0.6400	9.12
rQAM-64	1.7970	289.38	-0.6190	8.82
rQAM-256	1.7345	279.84	-0.6047	8.65
rQAM-1024	1.7193	277.52	-0.6012	8.61
V29c (7200s)	1.5700	266.59	-0.5950	8.76
V29	1.4897	262.45	-0.5816	8.75
(4,4,4,4) QAM-16	0.7380	161.98	-0.4270	6.94
sQAM-8	0.1600	116.92	-0.3600	6.88
sQAM-16	0.1600	116.92	-0.3600	6.88

Глава 3

Модулациони поступци

У овој глави биће објашњене различите методе модулације и резултујуће констелације сигнала. У другом делу главе разматране су констелације комплексних сигнала, са посебним акцентом на једној класи модулација - Квадратурној амплитудској модулацији (*Quadrature Amplitude Modulation - QAM*). Дата је такође и анализа у контексту кумуланата шестог реда, усмерена ка елиминисању недоследности у претпостављеним облицима констелација сигнала.

У теоретским разматрањима везаним за различите модулације сигнала, претпоставља се да извор сигнала даје секвенцу бинарних цифара. Уколико ова претпоставка није испуњена, могу се користити разне методе којима се претвара излаз извора сигнала у дигиталну секвенцу. Даље, као што је најчешће случај, разматра се пренос дигиталне информационе секвенце путем комуникационих канала који су карактерисани присуством адитивног белог Гаусовог шума (*additive white Gaussian noise - AWGN*). *AWGN* канал представља један од најједноставнијих математичких модела за разне физичке комуникационе канале, укључујући и бежичне и одређене радио канале [12]. Такви канали су у основи аналогни канали, што значи да се дигитална информациона секвенца која се преноси мора пресликати у аналогне таласне облике сигнала.

У овом контексту, од интереса су карактеризација и дизајн аналогних таласних облика сигнала који носе дигиталне информације, као и резултујуће перформансе на *AWGN* каналу. Типично се разматрају канали основног опсега учестаности (*baseband channels*), тј. канали пропусници опсега учестаности који уобичајено укључују нулту учестаност ($f = 0$), као и канали транспоновог опсега учестаности (*bandpass channels*), тј. канали код којих су пропусни опсеги далеко од $f = 0$ [35, 17, 10]. Када се дигиталне информације преносе преко канала основног опсега учестаности, фреквенција носиоца се не мора користити за пренос дигитално модулисаних сигнала. Са друге стране, постоји много комуникационих

канала, укључујући телефонске канале, радио канале, и сателитске канале, који представљају канале транспонованог опсега учестаности. У оваквим каналима, сигнал који носи информације се утискује у синусоидни носилац, чиме се помера фреквенцијски садржај сигнала који носи информације у одговарајући опсег учестаности који се преноси каналом. Дакле, сигнал се преноси модулацијом носиоца.

У процени карактеристика перформанси на претпостављеном каналу корисно је разматрати геометријске репрезентације типова сигнала од интереса, као и различите типове аналогних таласних облика сигнала за пренос дигиталних информација. Често се разматрају и алгоритми оптималне демодулације и детекције посматраних сигнала [7, 35, 17, 10, 12], као и њихове перформансе у смислу вероватноће грешке. Различите методе модулације се најчешће пореде на основу карактеристика њихових перформанси, захтева за пропусним опсегом, као и комплексности имплементације у пракси.

3.1 Геометријска репрезентација таласних облика сигнала

За конструисање ортонормиране базе скупа сигнала могуће је користити Грам-Шмитову процедуру ортогонализације [7, 35, 17]. Геометријска репрезентација таласних облика сигнала као тачака у простору сигнала омогућава компактну карактеризацију скупова сигнала за пренос информација преко канала и поједностављује анализу перформанси. Коришћењем векторске репрезентације, комуникациони канали таласних облика се представљају као векторски канали. Ово значајно смањује комплексност анализе.

У наставку ћемо претпоставити да имамо скуп од M таласних облика сигнала $s_m(t)$, $1 \leq m \leq M$, који се користе за пренос информација преко комуникационог канала [35]. Из скупа M таласних облика, најпре конструирамо скуп $N \leq M$ ортонормираних таласних облика, где је N димензија у простору сигнала. У ову сврху се може користити Грам-Шмитова процедура ортогонализације.

3.1.1 Грам-Шмитова процедура ортогонализације

Таласни облици $\psi_k(t)$, $k = 1, \dots, N$, ортонормираног скупа се конструирају као

$$\psi_k(t) = \frac{d_k(t)}{\sqrt{\mathcal{E}_k}}, \quad (3.1)$$

где је $d_k(t) = s_k(t) - \sum_{i=1}^{k-1} c_{ki}\psi_i(t)$, $c_{ki} = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t)\psi_i(t)dt$ и $\mathcal{E}_k = \int_{-\infty}^{\infty} d_k^2(t)dt$. За $k = 1$, $d_1(t) = s_1(t)$ и \mathcal{E}_1 представља енергију $s_1(t)$, па је $d_1(t)$ у ствари $s_1(t)$ нормализован на јединичну енергију.

Процес ортогонализације се одвија све док се не искористи свих M таласних облика сигнала $\{s_m(t)\}$ и конструише $N \leq M$ ортонормираних таласних облика. N ортонормираних таласних облика $\{\psi_n(t)\}$ формирају базу у N -димензионом простору сигнала. Димензионалност простора сигнала N је једнака M уколико су свих M таласних облика сигнала линеарно независни, тј. уколико се ниједан од таласних облика не може представити у форми линеарне комбинације осталих таласних облика.

Када имамо скуп ортогоналних таласних облика $\{\psi_n(t)\}$, M сигнала $\{s_m(t)\}$ се може представити у форми линеарних комбинација $\{\psi_n(t)\}$:

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^N s_{mn}\psi_n(t), \quad (3.2)$$

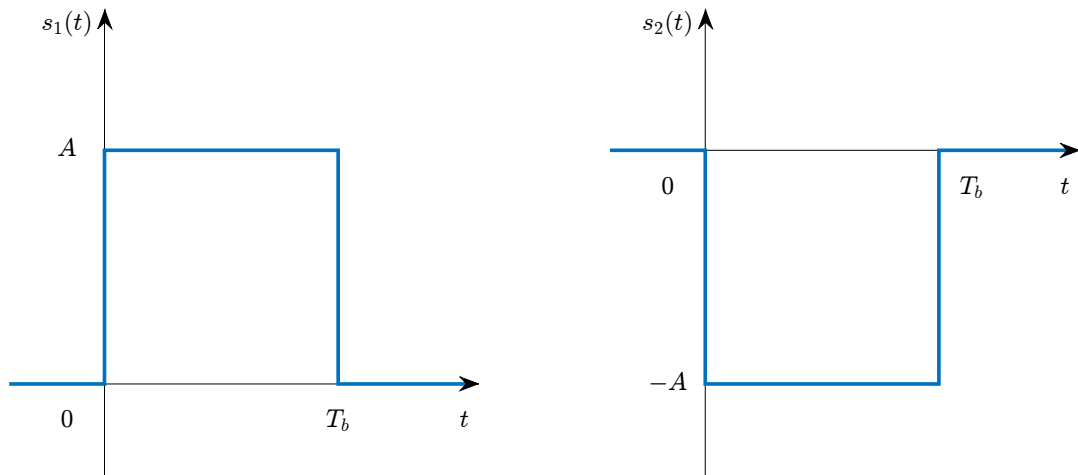
$m = 1, \dots, M$, где је $s_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} s_m(t)\psi_n(t)dt$ и $\mathcal{E}_m = \int_{-\infty}^{\infty} s_m^2(t)dt = \sum_{n=1}^N s_{mn}^2$.

У векторској репрезентацији, таласни облици сигнала се могу представити као $\mathbf{s}_m = (s_{m1}, \dots, s_{mN})$, или еквивалентно, као тачка у N -димензионом простору сигнала са координатама $\{s_{mi}\}$, $i = 1, \dots, N$. Енергија m -тог таласног облика је просто корен дужине вектора, или еквивалентно, корен еуклидског растојања између координатног почетка и тачке у N -димензионом простору. Такође се може показати да је скаларни производ два сигнала једнак скаларном производу њихових векторских репрезентација, тј. $\int_{-\infty}^{\infty} s_m(t)s_n(t)dt = \mathbf{s}_m \cdot \mathbf{s}_n$. Дакле, било који N -димензиони сигнал се може представити геометријски као тачка у простору сигнала одређеним са N ортонормираних функција $\{\psi_n(t)\}$.

Треба напоменути да скуп функција базиса $\{\psi_n(t)\}$ који се добија Грам-Шмитовом процедуром није јединствен. Промена у функцијама базиса не мења димензионалност простора N , дужине (енергије) вектора сигнала, као ни скаларни производ било која два вектора. Поред описане процедуре, постоје и алтернативни методи који су једноставнији и који се често заснивају на инспекцији оригиналних сигнала за генерисање ортонормиране базе.

3.2 Импулсна амплитудска модулација

У импулсној амплитудској модулацији (*pulse amplitude modulation, PAM*), информација је садржана у амплитуди пренесеног сигнала. Најпре ће бити речи о



Слика 3.1: Бинарни *PAM* сигнали.

PAM сигналама који су погодни за канале основног опсега учестаности [35, 17, 12].

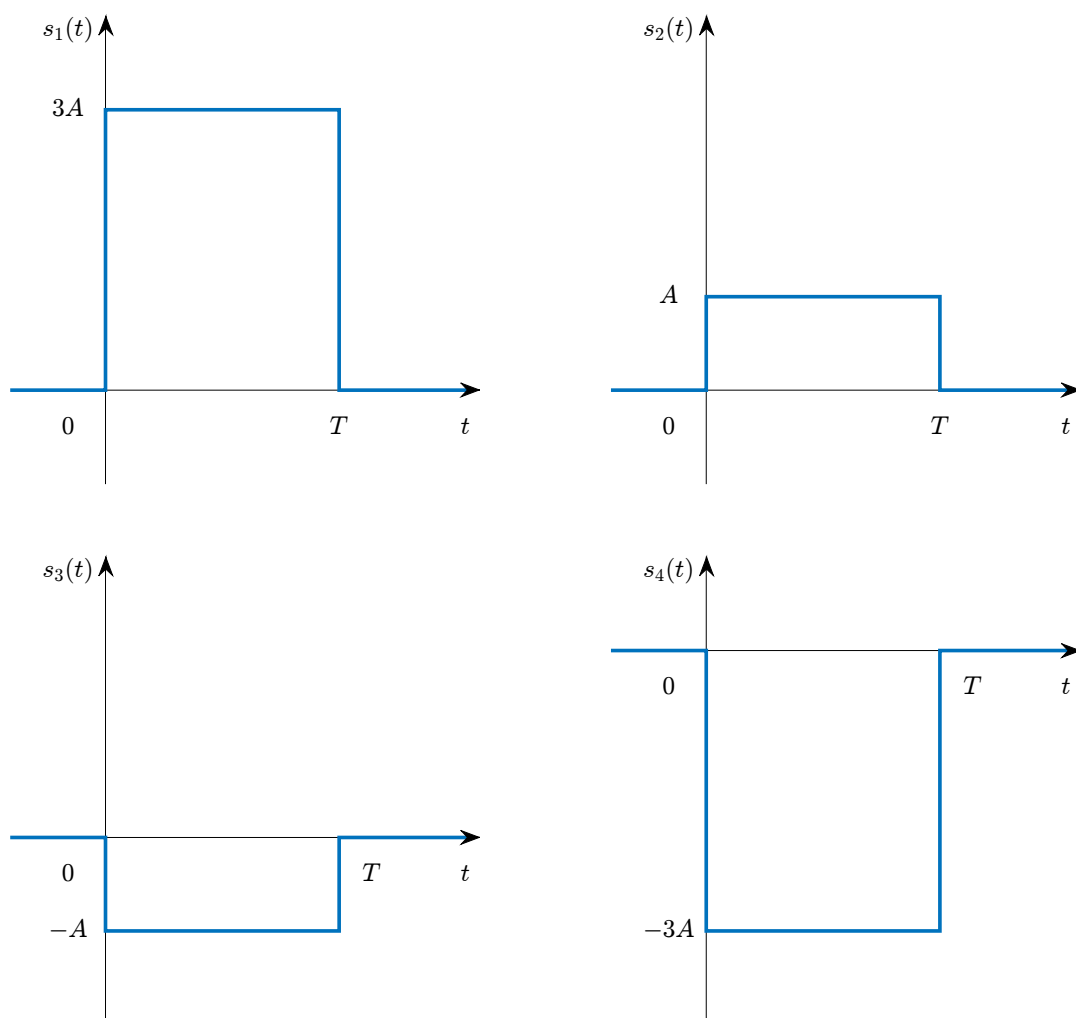
3.2.1 Сигнали основног опсега учестаности

Бинарна *PAM* је најједноставнији метод дигиталне модулације. У бинарној *PAM*, информациони бит 1 може се представити импулсом амплитуде A , док се информациони бит 0 може представити импулсом амплитуде $-A$, као што је приказано на Слици 3.1. Овакав начин конструисања сигнала је познат и као бинарно антиподско сигналирање. Правоугаони одбирци се преносе брзином протока у битовима од $R_b = 1/T_b$ *bits/sec*, где је T_b битски интервал. Иако су приказани правоугаони одбирци, у системима у пракси, времена успона и спуста нису нулта и импулси су више звонастог облика. Облик импулса одређује спектралне карактеристике пренесеног сигнала.

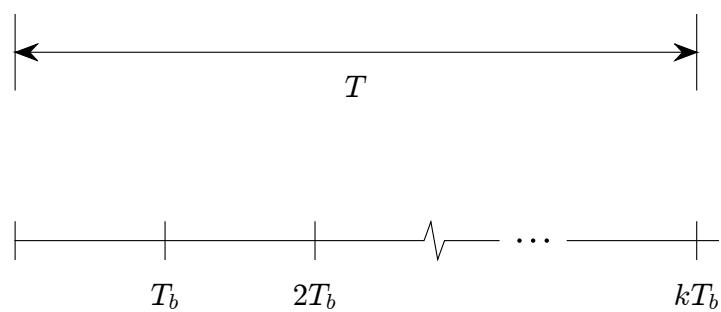
Генерализација *PAM* на небинарни импулсни пренос (M -арну *PAM*) је релативно праволинијска. Уместо преноса једног по једног бита, бинарна информациона секвенца је подељена на блокове од k битова, званих симболи, и сваки блок, или симбол, се представља једном од $M = 2^k$ импулсних амплитудских вредности. Тако за $k = 2$ имамо $M = 4$ импулсних амплитудских вредности. Слика 3.2 илуструје *PAM* сигнале за $k = 2$, $M = 4$. Уколико је брзина протока у битовима R_b фиксна, интервал симбола је $T = k/R_b = kT_b$, као што је приказано на Слици 3.3.

PAM сигнали се могу карактерисати у смислу њихових основних особина. У општем случају, таласни облици M -арних *PAM* сигнала се могу представити као

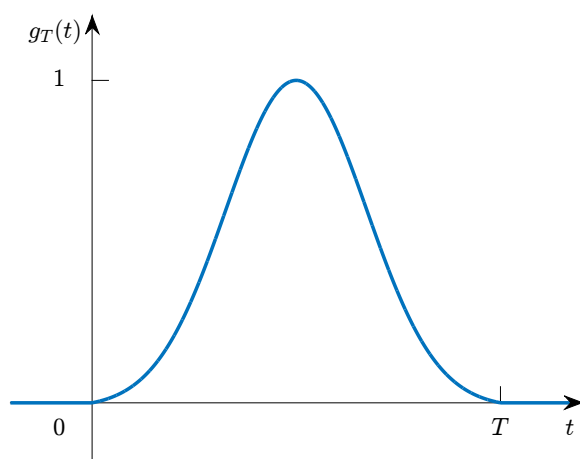
$$s_m(t) = A_m g_T(t), \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.3)$$



Слика 3.2: Таласни облици сигнала за $M = 4$ PAM сигнал.



Слика 3.3: Веза између интервала симбола и битског интервала (T_b - битски интервал, T - интервал симбола).



Слика 3.4: Пример импулсног сигнала за PAM.

где је $g_T(t)$ импулс произвољног облика, као што је на пример облик приказан на Слици 3.4. Можемо видети да је обележје које разликује M сигнала њихова амплитуда, док свих M сигнала има исти облик импулса. Друго важно обележје ових сигнала су њихове енергије: можемо приметити да сигнали имају различите енергије, тј.

$$\mathcal{E}_m = \int_0^T s_m^2(t) dt = A_m^2 \int_0^T g_T^2(t) dt = A_m^2 \mathcal{E}_g, \quad m = 1, \dots, M, \quad (3.4)$$

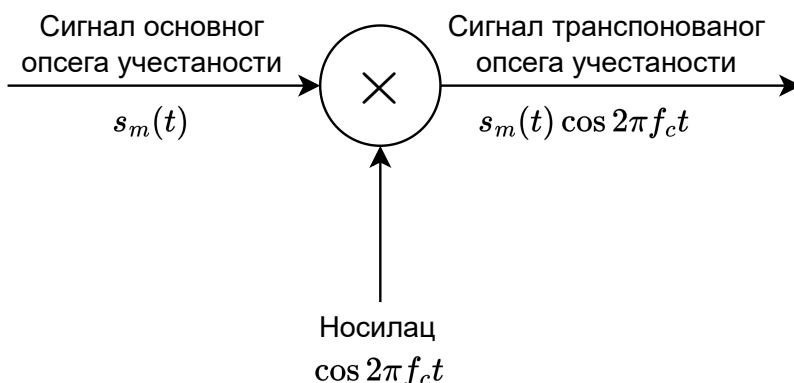
где је \mathcal{E}_g енергија сигнала импулса $g_T(t)$.

3.2.2 Сигнали транспоновоаног опсега учестаности

Како би се вршио пренос таласних облика дигиталних сигнала преко канала транспоновоаног опсега учестаности помоћу амплитудске модулације, таласни облици сигнала основног опсега учестаности $s_m(t)$, $m = 1, \dots, M$, се множе синусоидним носиоцем у форми $\cos 2\pi f_c t$, као што је приказано на Слици 3.5, где је f_c учестаност носиоца која одговара централној учестаности у пропусном опсегу канала [35]. Дакле, таласни облици сигнала који се преноси могу се приказати као

$$u_m(t) = A_m g_T(t) \cos 2\pi f_c t, \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3.5)$$

Из спектралне анализе сигнала је познато да модулација амплитуде носиоца $\cos 2\pi f_c t$ помоћу таласних облика сигнала основног опсега учестаности који су у форми $s_m(t) = A_m g_T(t)$ помера спектар сигнала основног опсега за f_c и на тај начин



Слика 3.5: Модулација амплитуде синусоидног носиоца помоћу сигнала основног опсега учестаности.

смешта сигнал у пропусни опсег канала [7, 35, 17, 10]. Фуријеова трансформација носиоца је $[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]/2$. Имајући у виду да производ два сигнала у временском домену одговара конволуцији њихових спектра у фреквенцијском домену, спектар амплитудско-модулисаног сигнала датог једначином (3.5) је

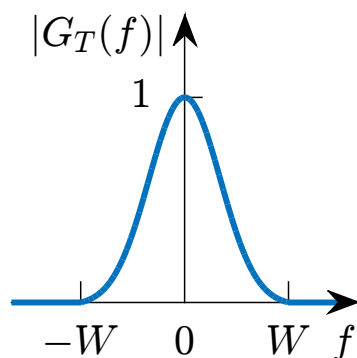
$$U_m(f) = \frac{A_m}{2} [G_T(f - f_c) + G_T(f + f_c)]. \quad (3.6)$$

Видимо да је спектар сигнала основног опсега учестаности $s_m(t) = A_m g_T(t)$ померен у фреквенцијском домену за учестаност носиоца f_c . Резултат је сигнал амплитудске модулације са два бочна опсега, као што је приказано на Слици 3.6. Горњи бочни опсег модулисаног сигнала се састоји из фреквенцијског садржаја $u_m(t)$ за $|f| > f_c$, тј. за $f_c < |f| \leq f_c + W$. Доњи бочни опсег се састоји из фреквенцијског садржаја $u_m(t)$ за $|f| < f_c$, тј. за $f_c - W < |f| < f_c$. Дакле, модулисани сигнал заузима опсег учестаности од $2W$, што је два пута већи опсег од оног који је потребан за пренос сигнала основног опсега.

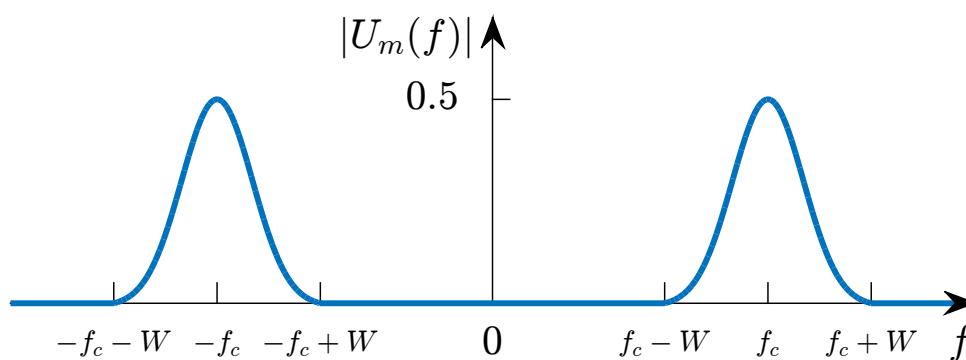
Енергија таласних облика сигнала транспонованог опсега учестаности $u_m(t)$, $m = 1, \dots, M$, датих једначином (3.5), дефинише се као

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_m &= \int_{-\infty}^{\infty} u_m^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} A_m^2 g_T^2(t) \cos^2 2\pi f_c t dt \\ &= \frac{A_m^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) dt + \frac{A_m^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) \cos 4\pi f_c t dt. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Члан $\int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) \cos 4\pi f_c t dt$, у случају када важи $f_c \gg W$, укључује интеграл производа споро променљиве функције $g_T^2(t)$ и брзо променљивог синусоидног



(а) Сигнал основног опсега.



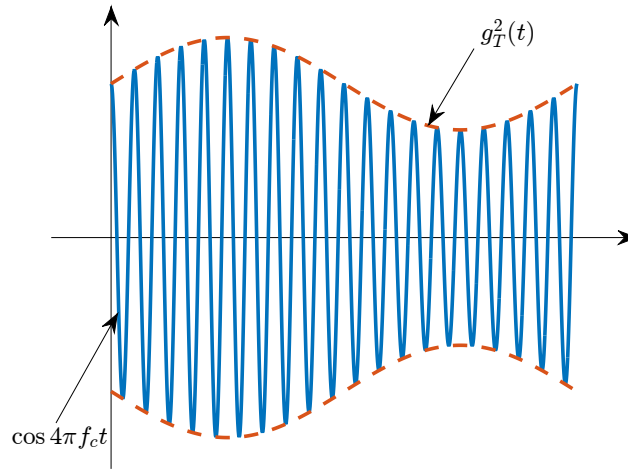
(б) Амплитудско модулисан сигнал.

Слика 3.6: Спектри одговарајућих сигнала.

члана $\cos 4\pi f_c t$, као што је приказано на Слици 3.7. Због тога што је $g_T^2(t)$ споро променљиво у односу на $\cos 4\pi f_c t$, поменути интеграл за један циклус $\cos 4\pi f_c t$ је (приближно) једнак нули, па је и интеграл за произвољан број циклуса (приближно) једнак нули. На тај начин добијамо

$$\mathcal{E}_m \approx \frac{A_m^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) dt = \frac{A_m^2}{2} \mathcal{E}_g, \quad (3.8)$$

где је \mathcal{E}_g енергија импулсног сигнала $g_T(t)$. Дакле, можемо видети да је енергија сигнала транспонованог опсега учестаности (приближно) једнака половини енергије сигнала основног опсега учестаности. Скалирајући фактор једнак $\frac{1}{2}$ је последица компоненте носиоца $\cos 2\pi f_c t$, која има средњу снагу $\frac{1}{2}$.



Слика 3.7: Сигнал $g_T^2(t) \cos 4\pi f_c t$.

Када је облик импулсног сигнала који се преноси $g_T(t)$ правоугаони, тј. када је

$$g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\mathcal{E}_g}{T}}, & 0 \leq t \leq T, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (3.9)$$

амплитудско-модулисани сигнал носиоца се уобичајено зове *ASK (amplitude-shift keying)*.

3.2.3 Геометријска репрезентација *PAM* сигнала

Таласни облици сигнала основног опсега учестаности за M -арну *PAM* су дати једначином (3.18), где је $M = 2^k$, док $g_T(t)$ представља импулсни сигнал са максималном амплитудом скалираном на 1, као што је приказано на Слици 3.4.

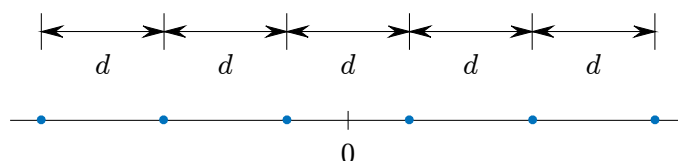
Таласни облици M -арне *PAM* су једнодимензиони сигнали, који се могу представити као

$$s_m(t) = s_m \psi(t), \quad m = 1, \dots, M, \quad (3.10)$$

где је функција базиса $\psi(t)$ дефинисана као

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{\mathcal{E}_g}} g_T(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.11)$$

где \mathcal{E}_g представља енергију импулсног сигнала $g_T(t)$, док су коефицијенти сигнала



Слика 3.8: Тачке сигнала (констелација) за симетричну PAM.

(у овом случају једнодимензиони вектори) дати као

$$s_m = \sqrt{\mathcal{E}_g} A_m, \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.12)$$

Важан параметар и метрику представља еуклидско растојање између две тачке сигнала, које се дефинише као

$$d_{mn} = \sqrt{|s_m - s_n|^2} = \sqrt{\mathcal{E}_g (A_m - A_n)^2}. \quad (3.13)$$

Уколико изаберемо да сигнали амплитуда $\{A_m\}$ буду симетрично распоређени око нуле и еквидистантни у односу на суседне амплитуде сигнала, можемо добити тачке сигнала за симетричну PAM, као што је приказано на Слици 3.8.

Можемо видети да PAM сигнали имају различите енергије. Тачније, енергија m -тог сигнала је

$$\mathcal{E}_m = s_m^2 = \mathcal{E}_g A_m^2, \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.14)$$

За једнако вероватне сигнале, средња енергија је

$$\mathcal{E}_{av} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathcal{E}_m = \frac{\mathcal{E}_g}{M} \sum_{m=1}^M A_m^2. \quad (3.15)$$

Уколико су амплитуде сигнала симетричне око координатног почетка, тада је

$$A_m = 2m - 1 - M, \quad m = 1, \dots, M, \quad (3.16)$$

па је средња енергија дата као

$$\mathcal{E}_{av} = \frac{\mathcal{E}_g}{M} \sum_{m=1}^M (2m - 1 - M)^2 = \mathcal{E}_g (M^2 - 1)/3. \quad (3.17)$$

Када се PAM сигнали основног опсега учестаности утисну на сигнал носиоца, основна геометријска репрезентација таласних облика дигиталних PAM сигнала ће остати иста. Тада се сигнали транспонованог опсега учестаности $u_m(t)$ могу

представити као

$$u_m(t) = s_m \psi(t), \quad (3.18)$$

где је основни таласни облик сигнала $\psi(t)$ дефинисан као

$$\psi(t) = \sqrt{\frac{2}{\mathcal{E}_g}} g_T(t) \cos 2\pi f_c t, \quad (3.19)$$

док је

$$s_m = \sqrt{\frac{\mathcal{E}_g}{2}} A_m, \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.20)$$

Може се видети да је једина промена у геометријској репрезентацији *PAM* сигнала транспонованог опсега учестаности, у односу на сигнале основног опсега учестаности, у скалирајућем фактору $\sqrt{2}$, који се појављује у једначинама (3.19) и (3.20).

3.3 Дводимензиони таласни облици сигнала

Као што смо могли видети, *PAM* сигнали представљају у основи једнодимензионе сигнале. У наредном делу биће речи о конструисању дводимензионих сигнала [7, 35, 17, 10, 12].

3.3.1 Сигнали основног опсега учестаности

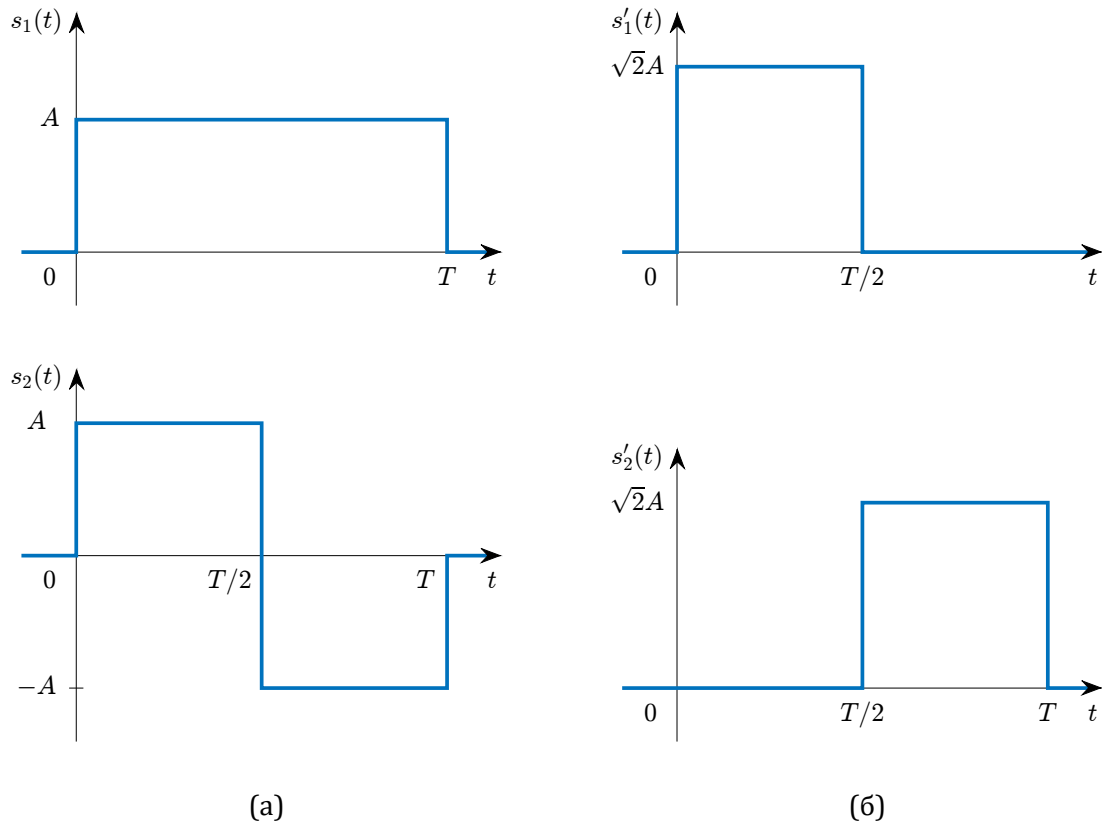
За почетак ћемо конструисати два ортогонална сигнала. За два таласна облика сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$ кажемо да су ортогонални на интервалу $(0, T)$ уколико важи

$$\int_0^T s_1(t)s_2(t)dt = 0. \quad (3.21)$$

Два примера ортогоналних сигнала су дати на Слици 3.9. Може се приметити да се два сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$ преклапају у потпуности на интервалу $(0, T)$, док се сигнали $s'_1(t)$ и $s'_2(t)$ не преклапају у времену. Оба пара сигнала задовољавају особину ортогоналности дату једначином (3.21) и оба пара имају идентичну енергију, тј.

$$\mathcal{E} = \int_0^T s_1^2(t)dt = \int_0^T s_2^2(t)dt = \int_0^T [s'_1(t)]^2 dt = \int_0^T [s'_2(t)]^2 dt = A^2 T. \quad (3.22)$$

Било који од ова два пара сигнала се може користити у преносу бинарних информација, где један таласни облик сигнала одговара симболу 1, док други таласни облик одговара симболу 0.



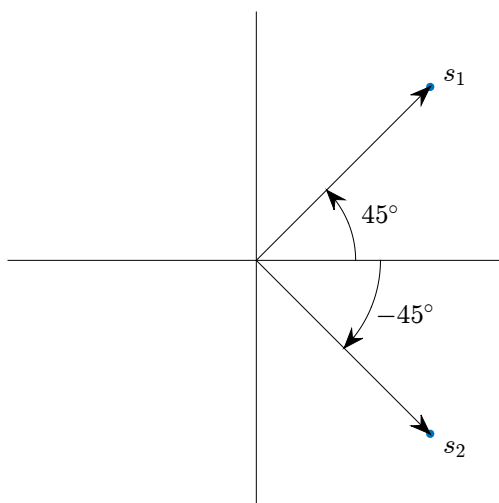
Слика 3.9: Два скупа ортогоналних сигнала.

У геометријском смислу, поменути таласни облици сигнала се могу представити као вектори сигнала у дводимензионом простору. За функције базиса можемо изабрати правоугаоне функције јединичне енергије:

$$\begin{aligned} \psi_1(t) &= \begin{cases} \sqrt{2/T}, & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \\ \psi_2(t) &= \begin{cases} \sqrt{2/T}, & T/2 < t \leq T \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.23)$$

На овај начин се таласни облици сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$, приказани на Слици 3.9а, могу приказати као

$$\begin{aligned} s_1(t) &= s_{11}\psi_1(t) + s_{12}\psi_2(t), \\ s_2(t) &= s_{21}\psi_1(t) + s_{22}\psi_2(t), \end{aligned} \quad (3.24)$$



Слика 3.10: Два вектора сигнала који одговарају таласним облицима сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

где је

$$\begin{aligned}\mathbf{s}_1 &= (s_{11}, s_{12}) = (A\sqrt{T/2}, A\sqrt{T/2}), \\ \mathbf{s}_2 &= (s_{21}, s_{22}) = (A\sqrt{T/2}, -A\sqrt{T/2}).\end{aligned}\quad (3.25)$$

Вектори сигнала \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 су приказани на Слици 3.10. Може се видети да су вектори сигнала померени за 90° , тако да су ортогонални. Такође, квадрат дужине сваког вектора даје енергију тог сигнала, тј.

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_1 &= \|\mathbf{s}_1\|^2 = A^2T, \\ \mathcal{E}_2 &= \|\mathbf{s}_2\|^2 = A^2T.\end{aligned}\quad (3.26)$$

Еуклидско растојање између два сигнала је

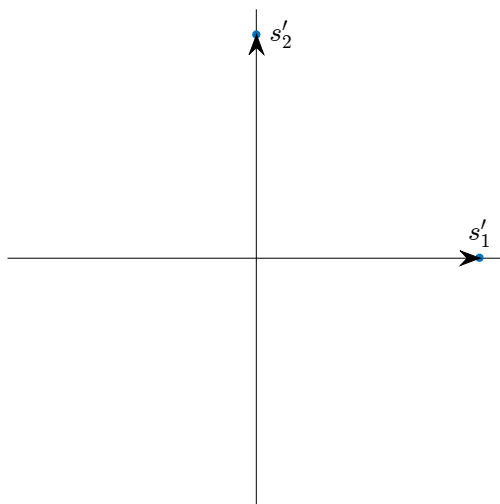
$$d_{12} = \sqrt{\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2\|^2} = A\sqrt{2T} = \sqrt{2A^2T} = \sqrt{2\mathcal{E}},\quad (3.27)$$

где је $\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2$ енергија сигнала.

Слично, пар ортогоналних сигнала приказан на Слици 3.9б може се представити помоћу једначине (3.24), где је

$$\begin{aligned}\mathbf{s}'_1 &= (A\sqrt{T}, 0) = (\sqrt{\mathcal{E}}, 0), \\ \mathbf{s}'_2 &= (0, A\sqrt{T}) = (0, \sqrt{\mathcal{E}}).\end{aligned}\quad (3.28)$$

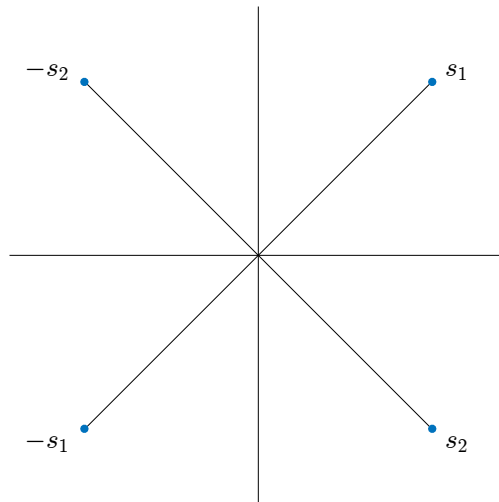
Ова два вектора сигнала су приказани на Слици 3.11. Може се видети да су \mathbf{s}'_1 и \mathbf{s}'_2 повезани са векторима сигнала приказаним на Слици 3.10 простом ротацијом од 45° . На тај начин је еуклидско растојање између тачака сигнала \mathbf{s}'_1 и \mathbf{s}'_2 идентично оном између тачака сигнала \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 .



Слика 3.11: Два вектора сигнала који одговарају таласним облицима сигнала $s'_1(t)$ и $s'_2(t)$.

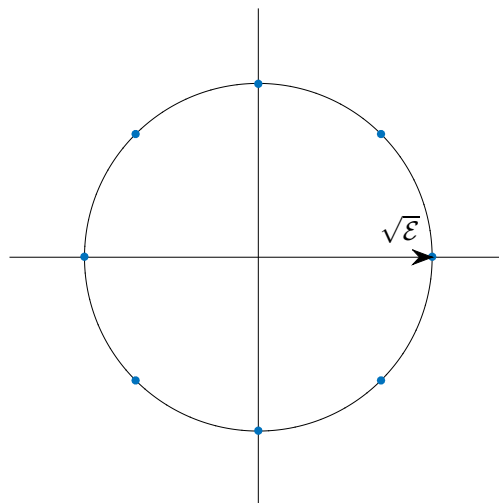
Претпоставимо да желимо да конструишемо четири таласна облика сигнала у две димензије [35]. Са четири таласна облика је могуће вршити пренос два информациона бита у интервалу сигнала дужине T . Уколико почнемо са два ортогонална сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$, приказана на Слици 3.9а, и њиховом одговарајућом векторском репрезентацијом приказаном на Слици 3.10, лако је видети да једноставну конструкцију представља она која додаје два вектора сигнала $-\mathbf{s}_1$ и $-\mathbf{s}_2$. На тај начин можемо добити констелацију од четири тачке сигнала, приказану на Слици 3.12, која одговара таласним облицима аналогних сигнала $s_1(t)$, $s_2(t)$, $-s_1(t)$ и $-s_2(t)$. С обзиром на то да је пар $s_1(t)$ и $s_2(t)$ ортогоналан, као и пар $-s_1(t)$ и $-s_2(t)$, овакав скуп сигнала који се састоји из четири таласна облика сигнала се назива скуп биортогоналних сигнала.

Процедура за конструисање већег скупа таласних облика је релативно праволинијска. Прецизније, можемо додати још тачака сигнала (векторе сигнала) у дводимензионој равни, и конструисати одговарајуће таласне форме сигнала помоћу две ортонормиране функције базиса $\psi_1(t)$ и $\psi_2(t)$, дате једначином (3.23). На пример, претпоставимо да желимо да конструишемо $M = 8$ дводимензионих таласних облика сигнала једнаке енергије \mathcal{E} . Ових осам тачака сигнала је приказано на Слици 3.13, и омогућава нам једновремени пренос 3 бита. Одговарајућих осам



Слика 3.12: Констелација сигнала за $M = 4$ биортогонална сигнала.

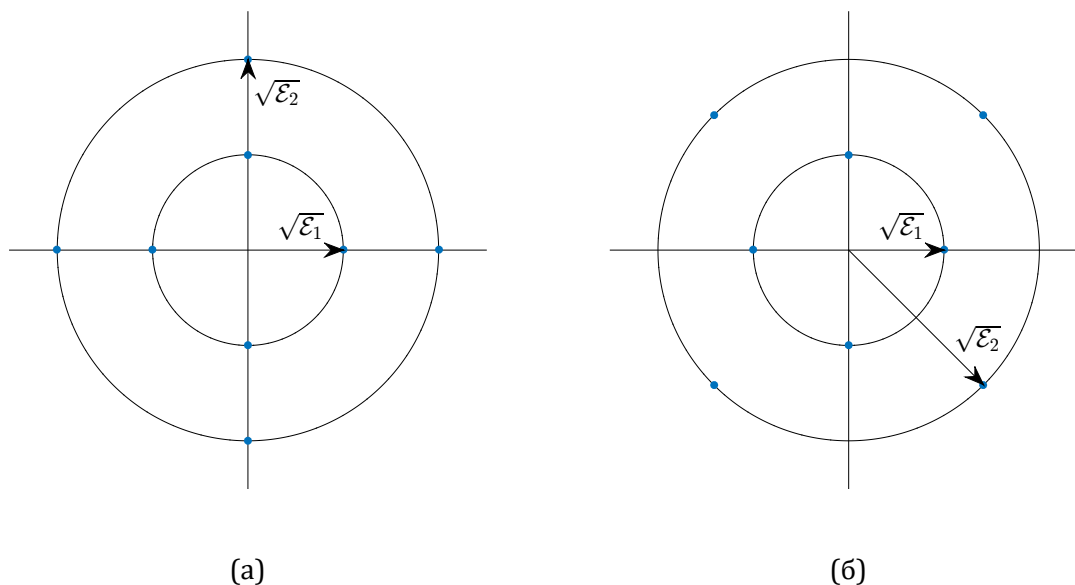
таласних облика сигнала представља два скупа биортогоналних таласних облика сигнала конструисаних из два пара ортогоналних сигнала датих на Слици 3.9.



Слика 3.13: Констелација од $M = 8$ тачака сигнала која одговара двама тачкама ортогоналних таласних облика сигнала са Слике 3.9 и њиховим негативима, тј. $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s'_1(t)$, $s'_2(t)$, $-s_1(t)$, $-s_2(t)$, $-s'_1(t)$ и $-s'_2(t)$.

Алтернативно, можемо претпоставити да нема услова да једнаку енергију има свих осам таласних облика сигнала. На пример, претпоставимо да изаберемо четири биортогонална таласна облика који имају енергију \mathcal{E}_1 и још четири таласна облика који имају енергију \mathcal{E}_2 , где је $\mathcal{E}_2 > \mathcal{E}_1$. Две могуће констелације од осам

тачка сигнала су приказане на Слици 3.14, где су тачке сигнала лоциране на двама концентричним кружницама полупречника $\sqrt{\mathcal{E}_1}$ и $\sqrt{\mathcal{E}_2}$. Са аспекта перформанси приликом коришћења канала са адитивним белим Гаусовим шумом, може се показати да је скуп сигнала приказан на Слици 3.14б бољи избор од скупа сигнала са Слике 3.14а [35, 12].



Слика 3.14: Две констелације од $M = 8$ тачака сигнала у две димензије, које одговарају суперпозицији два скупа биортогоналних таласних облика сигнала са различитим енергијама.

3.3.2 Дводимензиони сигнали транспонованог опсега учестаности - Модулација фазе носиоца

У случају *РАМ* сигнала смо видели да су таласни облици сигнала транспонованог опсега учестаности, погодни за пренос на каналима транспонованог опсега учестаности, генерисани тако што се скуп сигнала основног опсега учестаности утискивао на носиоца. На сличан начин, уколико имамо скуп од M дводимензионих таласних облика сигнала, рецимо $s_m(t)$, $m = 1, \dots, M$, можемо генерисати скуп од M таласних облика сигнала транспонованог опсега учестаности као [35]

$$u_m(t) = s_m(t) \cos 2\pi f_c t, \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3.29)$$

Посматраћемо специјалан случај у коме су M дводимензионих сигнала транспонованог опсега учестаности ограничени да имају исту енергију, тј.

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_m &= \int_0^T u_m^2(t) dt = \int_0^T s_m^2(t) \cos^2 2\pi f_c t \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T s_m^2(t) dt + \frac{1}{2} \int_0^T s_m^2(t) \cos 4\pi f_c t dt.\end{aligned}\quad (3.30)$$

Као што смо видели у прошлом одељку, интеграл компоненте са двоструком учестаношћу се усредњава до нуле када $f_c \gg W$, где је W пропусни опсег сигнала основног опсега учестаности $s_m(t)$. Дакле,

$$\mathcal{E}_m = \frac{1}{2} \int_0^T s_m^2(t) dt = \mathcal{E}_s, \quad m = 1, \dots, M, \quad (3.31)$$

где \mathcal{E}_s означава енергију сигнала или симбола.

Раније у овој глави смо видели да, када сви таласни облици сигнала имају исту енергију, одговарајуће тачке сигнала у геометријској репрезентацији таласних облика сигнала леже на кружници полупречника $\sqrt{\mathcal{E}_s}$. На пример, у случају четири биортогонална таласна облика, тачке сигнала су приказане на Слици 3.12, или, еквивалентно, могу се приказати у било којој верзији ових тачака сигнала која се добија фазном ротацијом.

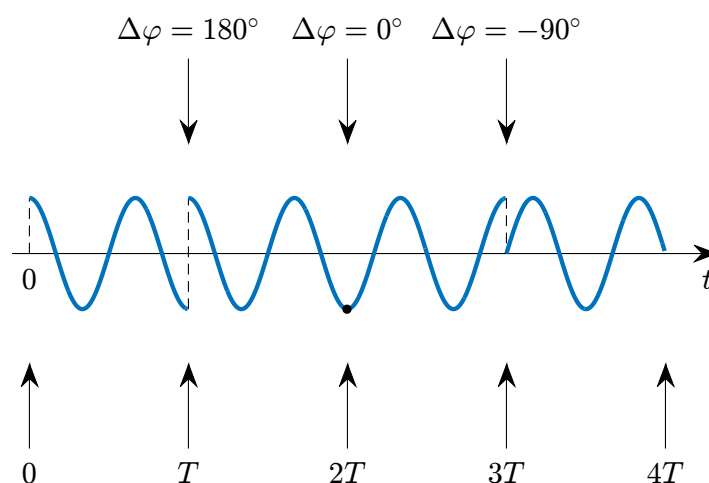
Из описане геометријске репрезентације за $M = 4$, можемо видети да су тачке сигнала еквивалентне једном сигналу чија је фаза померена за целобројне умношке $\pi/2$. Прецизније, сигнал транспонованог опсега учестаности у форми $s(t) \cos(2\pi f_c t + \pi m/2)$, $m = 0, 1, 2, 3$, има исту геометријску репрезентацију као општи $M = 4$ биортогонални скуп сигнала. Зато је једноставан начин за конструисање скупа од M сигнала транспонованог опсега учестаности који имају једнаку енергију утискивање информација у фазу носиоца. На тај начин добијамо у ствари сигнал модулисане фазе носиоца.

Општа репрезентација скупа M таласних облика сигнала модулисане фазе носиоца је

$$u_m(t) = g_T(t) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.32)$$

где је $g_T(t)$ импулсни облик сигнала основног опсега учестаности, који одређује спектралне особине сигнала који се преноси. Када је $g_T(t)$ правоугаони импулс, дефинисан као

$$g_T(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.33)$$



Слика 3.15: Пример четворофазног *PSK* сигнала.

одговарајући таласни облици сигнала који се преноси су у форми

$$u_m(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.34)$$

имају константну амвелопу (јер је импулсни облик $g_T(t)$ правоугаони) и фаза носиоца се нагло мења на почетку сваког интервала сигнала. Овакав тип дигиталне модулације фазе се назива Фазна модулација (*Phase-Shift Keying, PSK*). Слика 3.15 илуструје таласни облик четворофазног ($M = 4$) *PSK* сигнала, који се уобичајено назива квадратурни *PSK* (*Quadrature PSK, QPSK*) сигнал.

Уколико посматрамо угао у косинусној функцији у једначини (3.34) као збир два угла, таласне облике из (3.34) можемо представити као

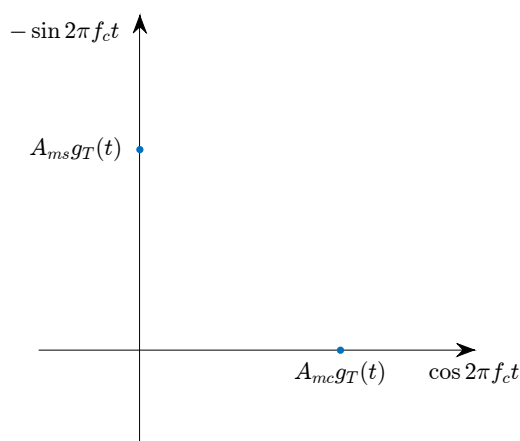
$$u_m(t) = g_T(t)A_{mc} \cos 2\pi f_c t - g_T(t)A_{ms} \sin 2\pi f_c t, \quad (3.35)$$

где је

$$\begin{aligned} A_{mc} &= \cos 2\pi m/M, & m &= 0, 1, \dots, M-1, \\ A_{ms} &= \sin 2\pi m/M, & m &= 0, 1, \dots, M-1. \end{aligned} \quad (3.36)$$

На овај начин се фазно-модулисани сигнал може посматрати као последица два квадратурна носиоца са амплитудама $g_T(t)A_{mc}$ и $g_T(t)A_{ms}$, који зависе од фазе која се преноси у сваком интервалу сигнала, као што је приказано на Слици 3.16.

Из једначине (3.35) следи да се дигитални фазно модулисани сигнали могу геометријски представити као дводимензиони вектори са два компонента



Слика 3.16: Дигитална модулација фазе посматрана као два амплитудски-модулисана квадратурна носиоца.

које су једнаке $\sqrt{\mathcal{E}_s} \cos 2\pi m/M$ и $\sqrt{\mathcal{E}_s} \sin 2\pi m/M$, тј.

$$\mathbf{s}_m = (\sqrt{\mathcal{E}_s} \cos 2\pi m/M, \sqrt{\mathcal{E}_s} \sin 2\pi m/M). \quad (3.37)$$

Треба уочити да су ортогоналне функције базиса $\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{\mathcal{E}_g}} g_T(t) \cos 2\pi f_c t$ и $\psi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{\mathcal{E}_g}} g_T(t) \sin 2\pi f_c t$. Констелације тачака сигнала за $M = 2, 4, 8$ су приказане на Слици 3.17. Може се видети да је бинарна фазна модулација идентична бинарној PAM.

Пресликавање или придруживање k информационах битова уз $M = 2^k$ могућих фаза може се вршити на више начина. Уобичајено је коришћење Gray кодирања [35, 17, 10], у коме се суседне фазе разликују за једну бинарну цифру, као што је приказано на Слици 3.17. С обзиром на то да највероватније грешке узроковане шумом имају за последицу погрешан избор суседне фазе у односу на фазу која се преноси, када се користи Gray кодирање, у секвенци од k битова јавља се само један бит грешке.

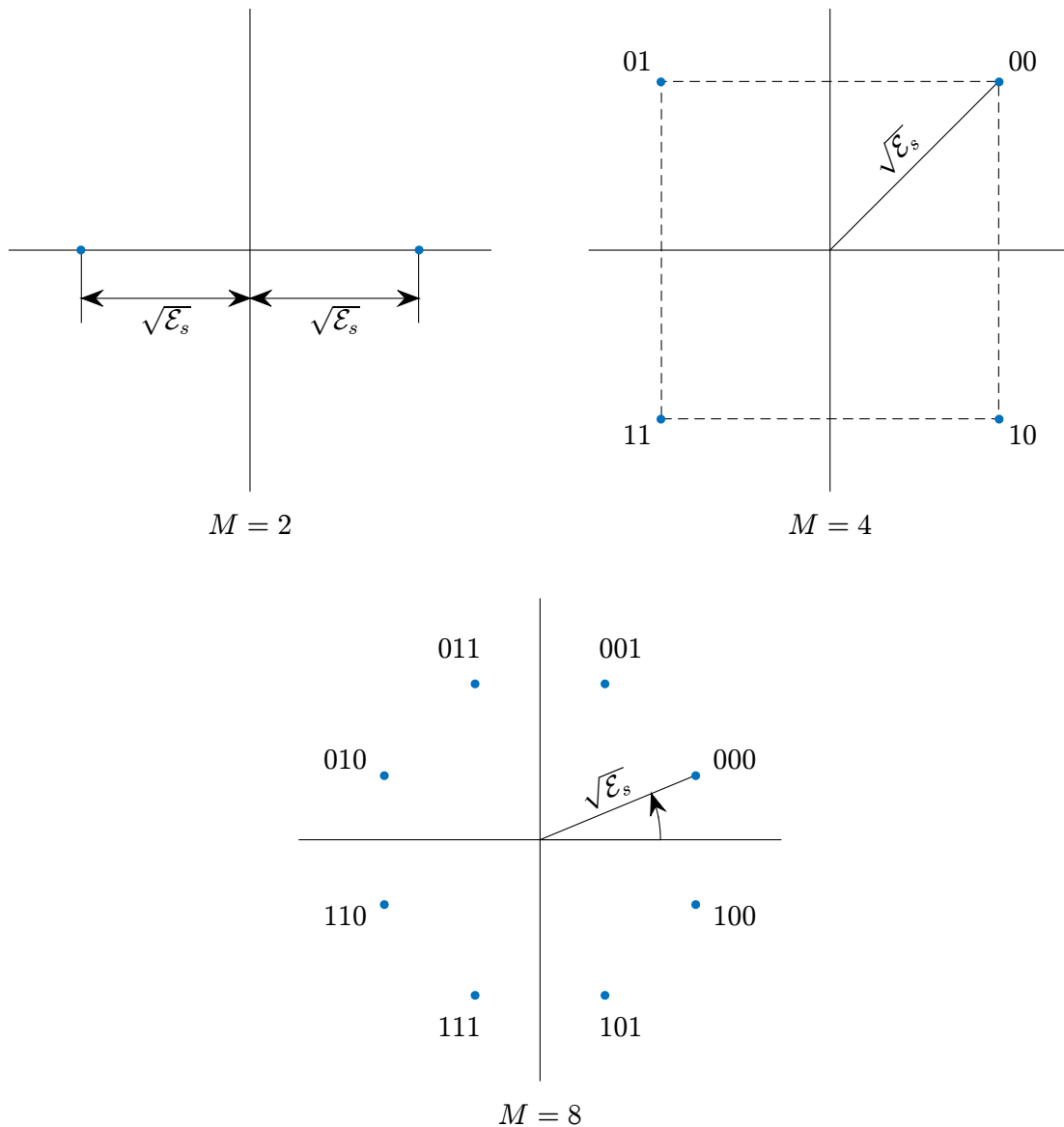
Еуклидско растојање између било које две тачке сигнала у констелацији је

$$d_{mn} = \sqrt{\|\mathbf{s}_m - \mathbf{s}_n\|^2} = \sqrt{2\mathcal{E}_s(1 - \cos \frac{2\pi(m-n)}{M})}, \quad (3.38)$$

док је минимално еуклидско растојање (растојање између две суседне тачке сигнала) дато као

$$d_{\min} = \sqrt{2\mathcal{E}_s(1 - \cos \frac{2\pi}{M})}. \quad (3.39)$$

Минимално еуклидско растојање d_{\min} игра важну улогу у одређивању перформанси



Слика 3.17: Констелације *PSK* сигнала.

у смислу стопе грешке пријемника који демодулише и детектује информације у присуству адитивног Гаусовог шума [35, 12].

3.3.3 Дводимензиони сигнали транспонованог опсега учестаности - Квадратурна амплитудска модулација

Видели смо у овој глави да се, у случају модулације фазе носиоца, таласни облици сигнала транспонованог опсега учестаности могу представити једначином (3.35), у којој се таласни облици сигнала посматрају као два ортогонална носиоца сигнала,

$\cos 2\pi f_c t$ и $\sin 2\pi f_c t$, модулисана информационим битовима. Међутим, таласни облици сигнала модулације фазе носиоца су ограничени на једнаку енергију \mathcal{E}_s , што за последицу има да тачке сигнала у геометријској репрезентацији таласних облика сигнала леже на кружници полупречника $\sqrt{\mathcal{E}_s}$. Уколико уклонимо ограничење константне енергије, можемо конструисати таласне облике сигнала који нису ограничени да морају да леже на кружници.

Најједноставнији начин конструкције таквих сигнала је да се одвојени информациони битови утискују у сваки од носилаца сигнала, $\cos 2\pi f_c t$ и $\sin 2\pi f_c t$. Овакав тип дигиталне модулације се назива квадратурна амплитудска модулација (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*) [7, 35, 17, 10, 12]. Овај метод преноса информација се може посматрати као форма мултиплексирања квадратурног носиоца.

Таласни облици сигнала који се преноси имају форму

$$u_m(t) = A_{mc}g_T(t) \cos 2\pi f_c t + A_{ms}g_T(t) \sin 2\pi f_c t, \quad m = 1, \dots, M, \quad (3.40)$$

где су $\{A_{mc}\}$ и $\{A_{ms}\}$ скупови нивоа амплитуда који се добијају пресликавањем секвенци од k битова у амплитуде сигнала. На пример, *QAM-16* констелација сигнала се добија модулацијом сваког квадратурног носиоца са $M = 4$ *PAM*. У општем случају, правоугаоне констелације сигнала су резултат модулисања помоћу *PAM* оба квадратурна носиоца.

У ширем смислу, на *QAM* се може гледати као на форму комбиноване дигиталне амплитудске и дигиталне фазне модулације. На тај начин се таласни облици *QAM* сигнала који се преноси могу представити као

$$u_{mn}(t) = A_m g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n), \quad m = 1, \dots, M_1, \quad n = 1, \dots, M_2. \quad (3.41)$$

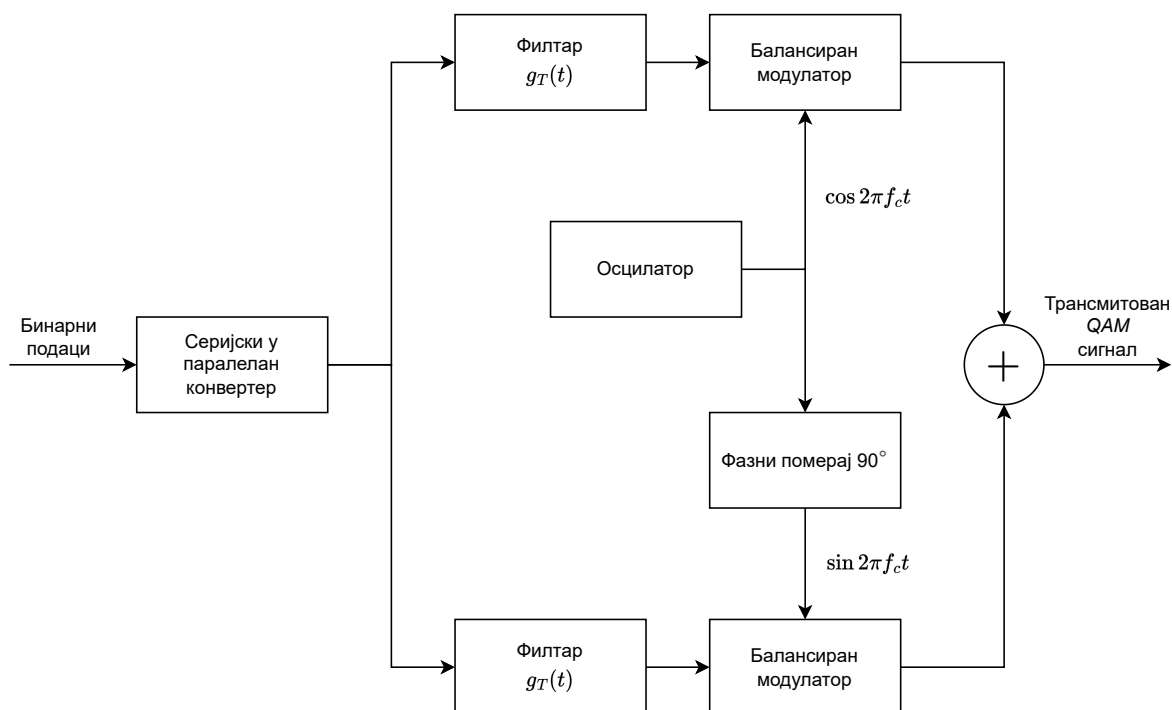
Уколико је $M_1 = 2^{k_1}$ и $M_2 = 2^{k_2}$, метод комбиновања амплитуске и фазне модулације резултује у симултаном преносу $k_1 + k_2 = \log_2 M_1 M_2$ бинарних цифара, који се врши по стопи симбола од $R_b/(k_1 + k_2)$. На Слици 3.18 је дат функционални блок дијаграм *QAM* модулятора.

Може се видети да је геометријска репрезентација сигнала датих једначинама (3.40) и (3.41) у смислу дводимензионих вектора сигнала дата у форми

$$\mathbf{s}_m = (\sqrt{\mathcal{E}_s} A_{mc}, \sqrt{\mathcal{E}_s} A_{ms}), \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.42)$$

Неки примери констелација у простору сигнала за *QAM* су дати у наредном одељку.

Средња енергија сигнала који се преносе за посматране констелације је



Слика 3.18: Функционални блок дијаграм модулятора за QAM.

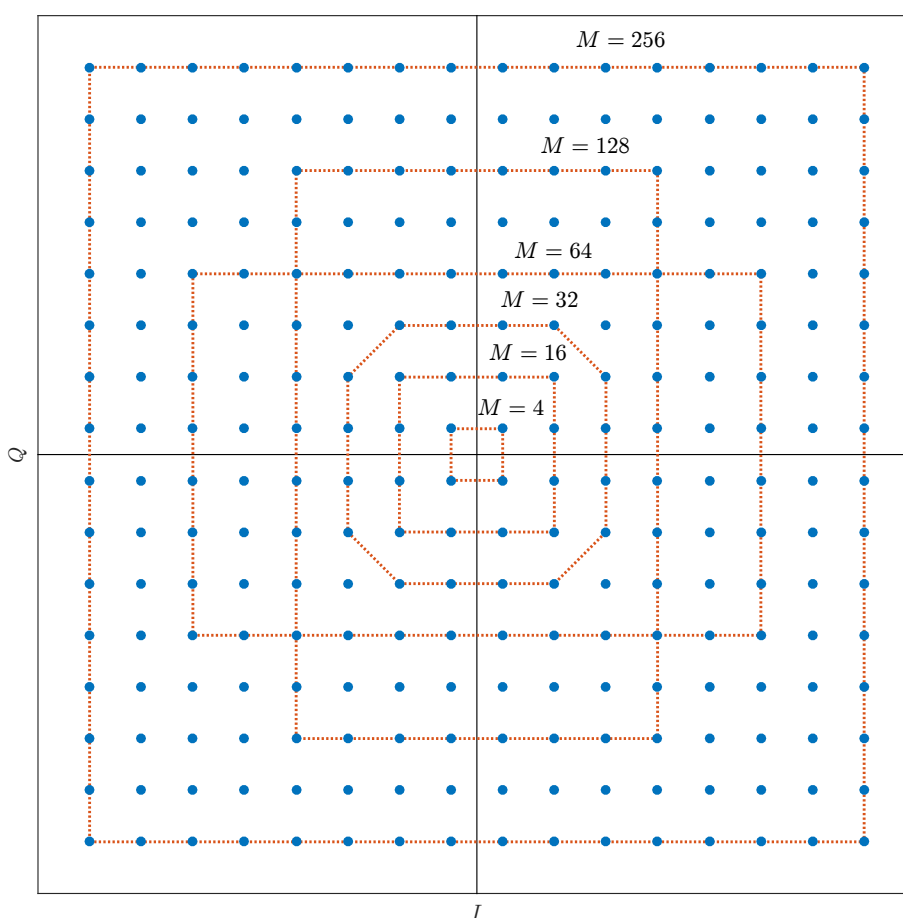
просто сума средњих енергија сваког од квадратурних носиоца. За правоугаоне констелације сигнала, средња енергија симбола је дата као $\mathcal{E}_{av} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \|\mathbf{s}_i\|^2$. Еуклидско растојање између било ког пара тачака сигнала је

$$d_{mn} = \sqrt{\|\mathbf{s}_m - \mathbf{s}_n\|^2}. \quad (3.43)$$

3.3.4 Констелације комплексних сигнала и кумуланте шестог реда

Видели смо, на основу анализе дате у претходној глави, која се тичала коришћења статистика кумуланата вишег реда у алгоритмима за АКМ, да је веома пожељно решити евентуална неслагања у добијеним вредностима статистика кумуланата, која се појављују као последица коришћења незнатно различитих облика констелација од стране различитих аутора. У наставку следи анализа која би требало да потпомогне јасну идентификацију констелација у визуелном смислу када се разматрају њихове статистичке особине везане за кумуланте вишег реда [31]. Поред QAM констелација о којима је било речи у претходном одељку, разматрано је још неколико комплексних констелација, због њиховог практичног значаја и због сличности са QAM констелацијама.

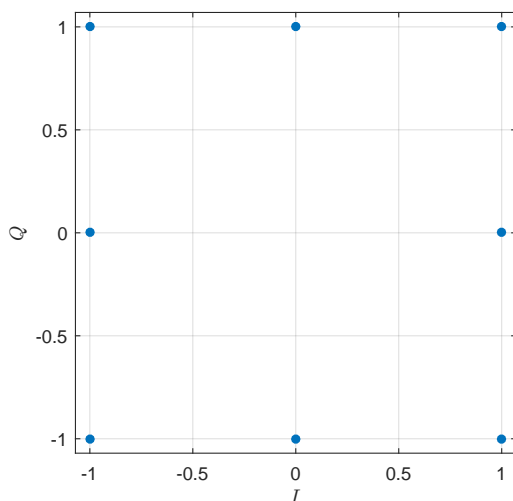
Вредности кумуланата вишег реда као и вредности одговарајућих варијанси су приказане у претходној глави за више констелација комплексних сигнала, почев од стандардних правоугаоних QAM констелација (*rectangular*, са префиксом r у Табели 2.1) [31]. Колико је аутору познато, то је први случај да су приказане све правоугаоне QAM констелације са више од 256 симбола. Одговарајуће визуелне представе опште познатих правоугаоних QAM констелација су приказане на Слици 3.19, док је правоугаона QAM -8 структура која је коришћена у анализи дата на Слици 3.20. Може се видети да је, у својој најчешће коришћеној форми, $QPSK$ констелација еквивалентна QAM -4 констелацији.



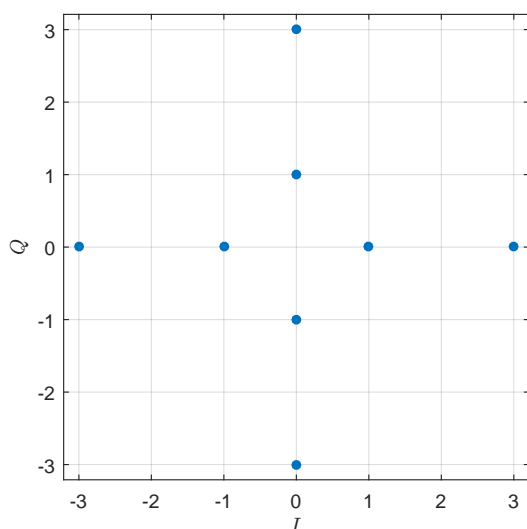
Слика 3.19: Квадратне QAM констелације.

Звездаста QAM -8 [23] и звездаста QAM -16 [15] констелација (*star*, са префиксом s у Табели 2.1) су такође по први пут анализирани у контексту кумуланата, и њихове структуре су приказане на Слици 3.21.

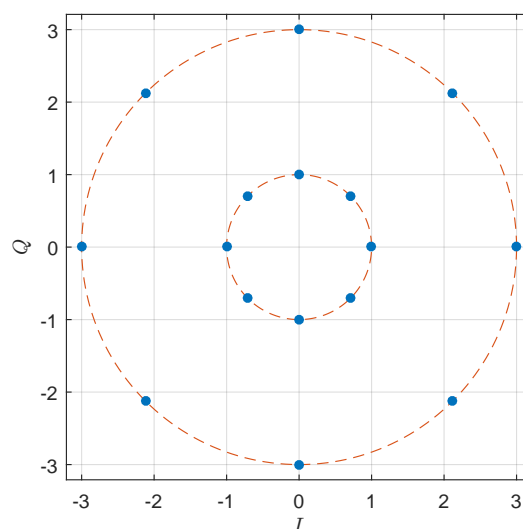
Док је $AMPM$ -8 констелација разматрана у вези статистика кумуланата четвртог реда у [41], њена статистика кумуланата шестог реда је, према сазнањима аутора,



Слика 3.20: Правоугаона $QAM-8$ констелација.



(а) Звездаста $QAM-8$ констелација.



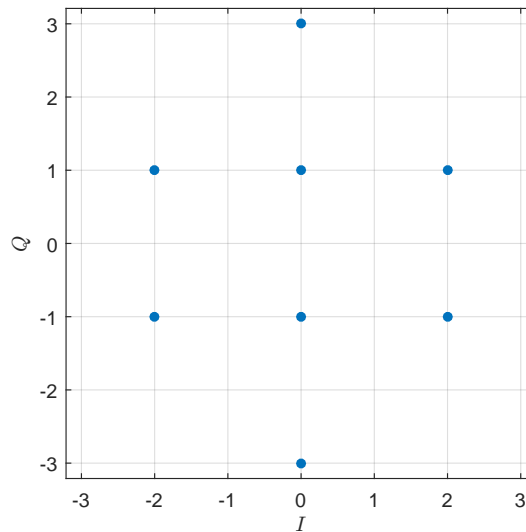
(б) Звездаста $QAM-16$ констелација.

Слика 3.21: Звездасте QAM констелације.

по први пут дата у Табели 2.1. Структура ове констелације коришћена за анализу је представљена на Слици 3.22, и формирана је према [12].

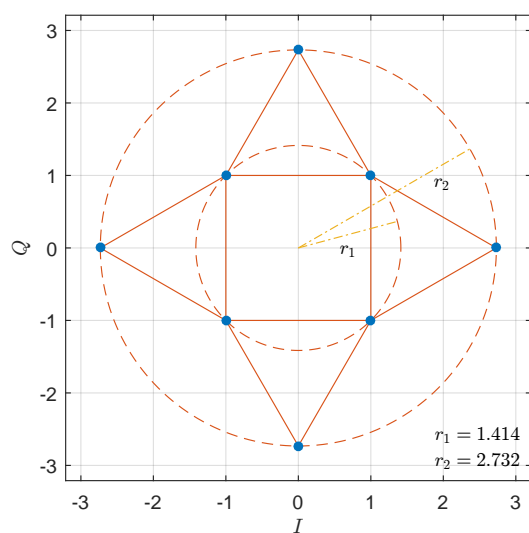
Различите кружне QAM констелације (*circular*, са префиксом *c* у Табели 2.1), тј. $cQAM-8$ са 8 симбола, као и $(12,4)$, $(8,8)$ [43] и $(4,4,4,4)$ [23] са 16 симбола, су такође анализирани у контексту (било каквих) кумуланата по први пут. Њихове статистике кумуланата четвртог и шестог реда су приказане, према сазнањима аутора, по први пут у Табели 2.1, док су њихове структуре приказане на Слици 3.23.

Класични $V.29$ стандард са 16 тачака који се користи у $9600bps$ преносу података

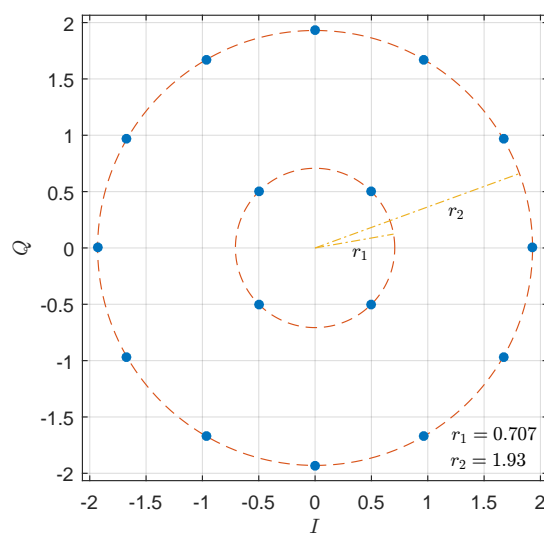


Слика 3.22: AMPM-8 констелација.

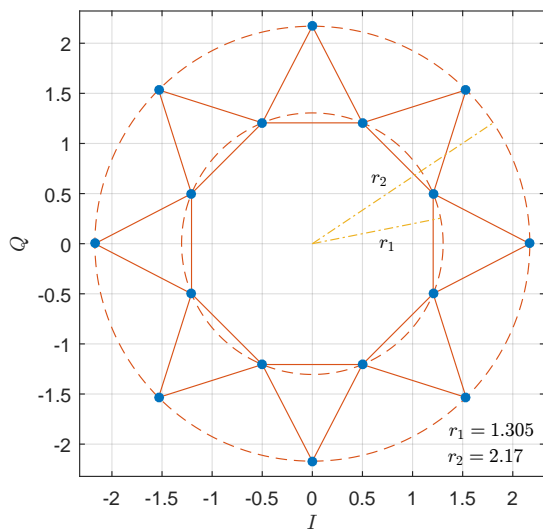
преко 4-жичног телефонског канала [2] је дат на Слици 3.24а. Верзија са 8 тачака, стандард за 7200bps комуникациони модем везано за исте препоруке [2] је дат на Слици 3.24б и представљен у Табели 2.1 као $V.29c$ ($7200s$). Интересантно је приметити да је у [41] под ознаком $V.29c$ означено нешто друго. Наиме, нестандартна структура констелације је коришћена, разликујући се од стандардне незнатно у смислу амплитуде четири симбола. Ипак, ова мала разлика се показала довољном да резултује у потпуно различитим статистикама кумуланата шестог реда, као што се види из Табеле 2.1. У сврху поређења, $V.29$ констелација са 8 тачака из [41] је такође укључена у анализу и представљена на Слици 3.24в, као и у Табели 2.1 под ознаком $V.29c$ [41]. За поређење са осталим изворима који такође разматрају констелације комплексних сигнала, треба напоменути да правоугаони $QAM-32$ сигнал одговара сигналу стандарда $V.32$ [3], док правоугаони $QAM-128$ одговара сигналу стандарда $V.33$ (тј. $V.32\text{ bis}$) за 14400bps комуникације преко телефонског мрежног канала [1]. Ове констелације се такође могу наћи и под алтернативним именима у литератури (у [41], на пример).



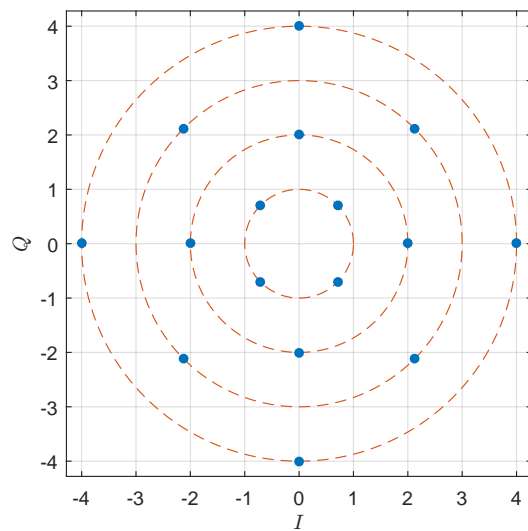
(а) Кружна QAM-8 констелација.



(б) (12,4) QAM-16 констелација.

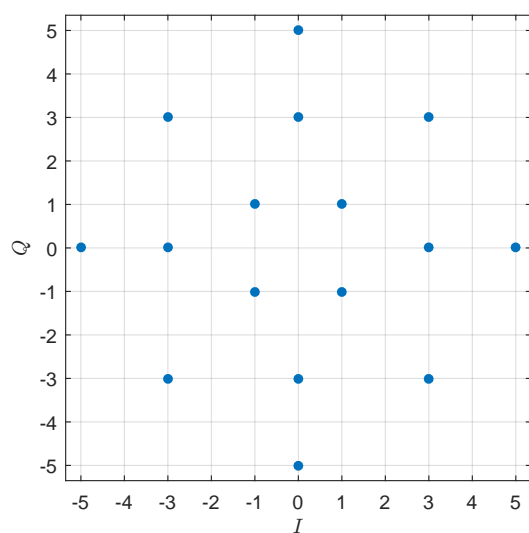


(в) (8,8) QAM-16 констелација.

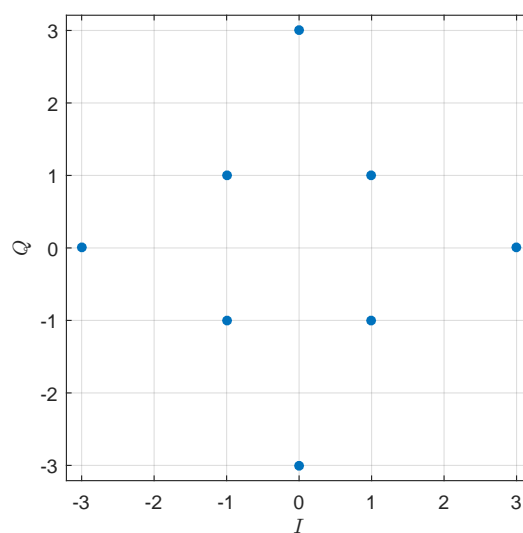


(г) (4,4,4,4) QAM-16 констелација.

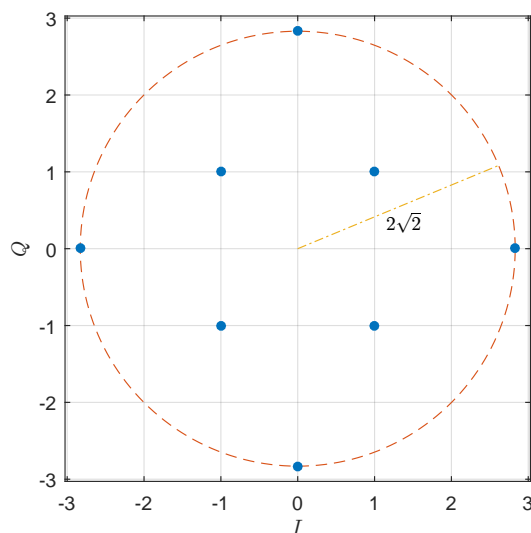
Слика 3.23: Кружне QAM констелације.



(а) V.29 констелација.



(б) V.29c (7200bps стандард) констелација.



(в) V.29c у констелацији из [41].

Слика 3.24: Различите V.29 констелације.

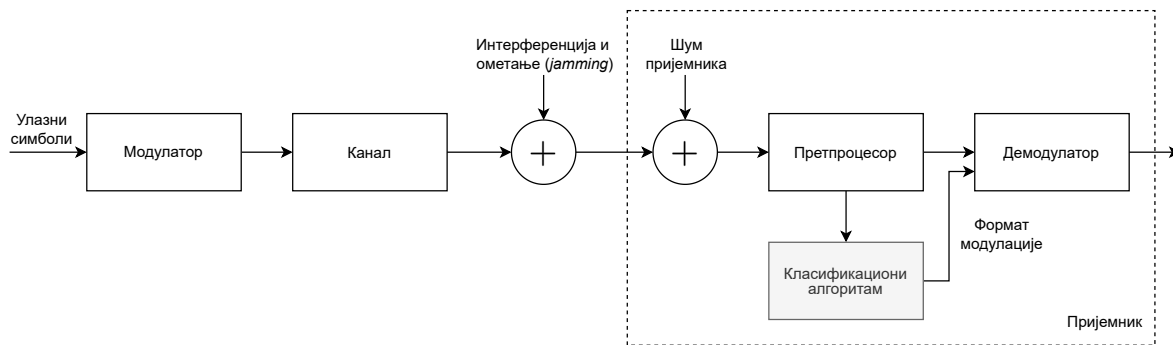
Глава 4

Алгоритми за аутоматску класификацију модулација засновани на кумулантима вишег реда

У овој глави ће најпре бити речи уопштено о алгоритмима за АКМ, а затим и о једној њиховој специфичној класи која је коришћена у овој дисертацији - алгоритмима заснованим на кумулантима шестог реда.

АКМ представља спојницу између корака детекције сигнала и демодулације и игра важну улогу у многим цивилним и војним применама [13, 4]. Препознавање формата модулације примљеног сигнала без додатних априорних информација има значајну примену у цивилним апликацијама као што је на пример софтверски дефинисан радио, где је за реконфигурацију уобичајено неопходан пренос додатних информација. Алгоритми за АКМ се могу користити као део интелигентног пријемника, чиме се повећава ефикасност преноса. Треба напоменути да код војних примена алгоритми за АКМ типично чине део напредних метода за пресретање и процесирање сигнала у реалном времену, под условима коришћења широког спектра и различитих формата сигнала. На овај начин је могуће жељене сигнале сигурно преносити, и нежељене сигнале идентификовати и евентуално ометати.

Упрошћен блок дијаграм комуникационог система у коме учествују алгоритми за АКМ је приказан на Слици 4.1. Дизајн класификатора за различите формате или типове модулација укључује најчешће претпроцесирање сигнала, праћено избором одговарајућег класификационог алгоритма. Корак претпроцесирања може укључивати, на пример, естимацију учестаности носиоца, периоде симбола или снаге сигнала, редукцију шума, еквилизацију итд. Од овог корака се захтевају



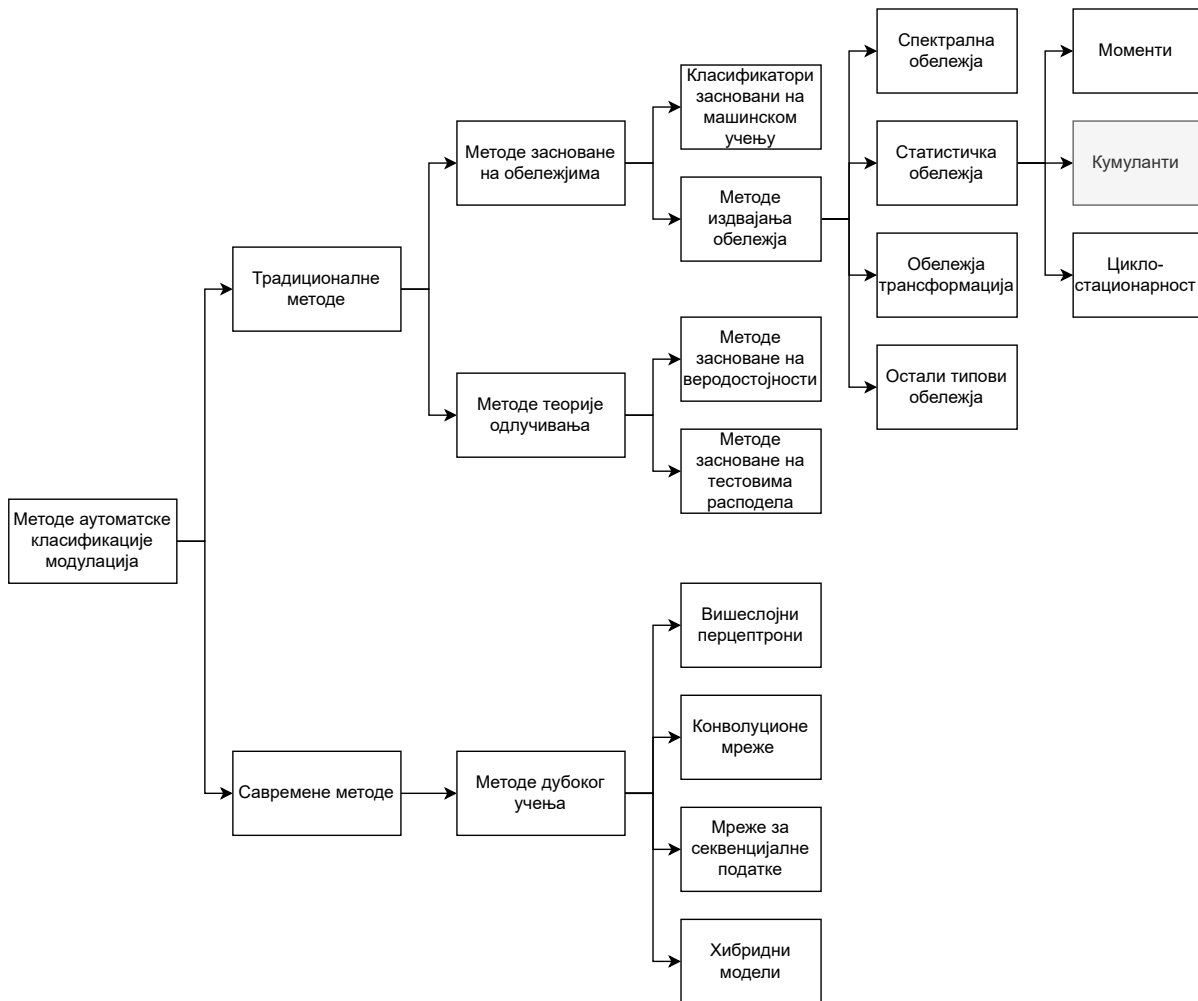
Слика 4.1: Функционални блок дијаграм комуникационог система у коме учествују алгоритми за АКМ.

различити нивои перформанси, зависно од особина алгоритма класификације који се даље користи - поједини алгоритми захтевају висок ниво квалитета претпроцесирања, док други нису претерано осетљиви на недовољно добро претпроцесирање.

Када су у питању сами алгоритми за АКМ, пре деценију или две су се типично разликовале две велике класе алгоритама - алгоритми засновани на веродостојности и алгоритми засновани на обележјима [13]. Прва наведена класа се заснива на рачунању функције веродостојности примљеног сигнала (вероватноће реализације одбирака сигнала под условом претпостављених параметара сигнала што дефинише веродостојност тих параметара сигнала), која се затим користи у тесту где се однос веродостојности пореди са предефинисаним прагом и на основу тога доноси одлука о типу модулације. Добијено решење је оптимално у бајесовском смислу јер минимизује вероватноћу погрешне класификације али је рачунски захтевно (због потребних маргинализација функција вероватноћа), па се у пракси често користе субоптимална решења. Са друге стране, у приступу који се заснива на обележјима сигнала, рачуна се вредност једног или више изабраних обележја сигнала, и ове вредности се затим пореде са предефинисаним прагом, на основу чега се доноси одлука. Обележја се најчешће бирају емпиријски, на основу претходних искустава истраживача и природе постављеног проблема АКМ (претпостављеног скупа могућих модулација и слично). За методе засноване на обележјима не постоји доказ оптималности, међутим, уколико се конструишу на прави начин, могуће је добијање перформанси које су довољно близу оптималних. После корака одређивања типа модулације, уобичајено следе даљи кораци демодулације сигнала и потоњег извлачења информација. У сваком случају, АКМ представља захтеван проблем, поготово у условима непостојања априорних информација о сигналу.

Отприлике у последњој деценији су постале популарне две нове велике класе алгоритама, засноване на подобластима вештачке интелигенције - машинском учењу [26] и дубоком учењу [18]. Класификатори засновани на машинском учењу спадају под методе засноване на обележјима, где ова обележја представљају улазе за различите моделе машинског учења који на излазу дају класу модулације. Неки од ових модела, који не претпостављају експлицитно програмирање већ имплицитно учење из података, су: класификатор помоћу k -најближих суседа, методе потпорних вектора, (плитке) неуралне мреже, стабла и случајне шуме одлучивања, логистичка регресија, скривени Марковљеви модели, алгоритми појачања (*boosting*) градијената итд. Последњих година нарочиту пажњу истраживача привлаче дубоке неуралне мреже (са великим бројем слојева процесирајућих јединица - неурона), које се уобичајено деле на класичне вишеслојне мреже са пропагацијом сигнала унапред, конволуционе мреже, мреже погодне за рад са секвенцама (раније типично рекурентне мреже, данас све више специфичне архитектуре са механизмом пажње зване Трансформери [26]), и хибридне мреже које комбинују различите типове мрежа [4]. Дубоко учење, за разлику од машинског, понекад се представља као учење које не захтева конструисање обележја већ овај корак имплицитно укључује у рад мреже па заправо чини један интегралан систем који прима (претпроцесиран) сигнал на улазу а на излазу даје класу модулације. Треба свакако напоменути да популарни модели дубоког учења претпостављају огроман број параметара који резултује у великим меморијским захтевима као и у релативно великим временима извршавања. Један од битних резултата у овој дисертацији, као што ће бити показано у наредним главама, је тај да се у појединим случајевима слични или бољи резултати могу постићи пажљивим дизајном обележја и конструкцијом алгоритама који спадају у традиционалне методе за АКМ.

У односу на класичне прегледне радове (нпр. [13]), новији радови (нпр. [4]) методе засноване на веродостојности укључују у класу метода теорије одлучивања унутар традиционалних метода, а у методе теорије одлучивања укључују још и методе засноване на различитим тестовима расподела. У сваком случају, алгоритми који се разматрају у овој дисертацији представљају подскуп метода заснованих на обележјима, и то статистичким обележјима (користе се још и спектрална обележја, обележја трансформација и слично). На Слици 4.2 је дат свеобухватан преглед различитих метода и алгоритама које се данас користе за АКМ, слично начину на који је дат у савременој литератури, као нпр. у [4].



Слика 4.2: Резиме алгоритама за АКМ.

4.1 Алгоритам за АКМ заснован на кумулантима четвртог реда

У другој глави где су биле дате дефиниције кумуланата као и њихове вредности за различите констелације модулација, са Слика 2.1 и 2.2 се може видети да су вредности кумуланата четвртог реда C_{40} и C_{42} , као и вредности њихових узорачких варијанси различите за различите констелације. У сврху њихове класификације, као први корак, може се поставити тест односа веродостојности (*likelihood ratio test*) за хипотезе H_0 и H_1 (са средњим вредностима μ_0 и μ_1 , и варијансама σ_0^2 и σ_1^2 , респективно) како би се постигла минимална вероватноћа грешке, претпостављајући једнаке априорне вероватноће. Овај тест представља

интервални детектор, дефинисан као [40]:

$$\text{изабери } H_0 \text{ ако } S \in [\mu - a, \mu + a], \quad (4.1)$$

где је

$$\mu = \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} \right) \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2}, \quad (4.2)$$

$$a^2 = \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \left[\ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} + \frac{(\mu_1 - \mu_0)^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \right]; \quad (4.3)$$

претпостављено је, без губитка општости да је $\sigma_0 < \sigma_1$. Уколико важи $\sigma_0^2 = \sigma_1^2$, тада имамо детектор прага (за $\mu_0 < \mu_1$):

$$\text{изабери } H_0 \text{ ако } S < \frac{\mu_0 + \mu_1}{2}. \quad (4.4)$$

На Слици 2.2 се може видети да су варијансе \tilde{C}_{40} приближно исте за констелације из скупа *QAM* и скупа *PAM*, што оправдава коришћење детектора прага. За проблем бинарне класификације, вероватноћа укупне грешке је дата са $Q(d/2)$, где је

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du \quad (4.5)$$

функција вероватноће репа стандардне Гаусове функције густине расподеле, док је $d = (\mu_1 - \mu_0)/\sigma$. У раду [41] је, између осталог, разматран потребан број узорака како би се добила одговарајућа вероватноћа тачности (од 90%, 95% и 99%) за различите проблеме бинарне класификације. Главни допринос овог класичног рада је ипак предлог хијерархијске шеме за АКМ, засноване на статистикама кумуланата четвртог реда.

4.2 Алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда

Перформансе класификације када се користе нормализовани кумулантима вишег реда могу се објаснити преко нумеричких вредности варијанси грешака из једначина (2.10), (2.23) и (2.24) (које одговарају одговарајућим констелацијама сигнала), заједно са нумеричким вредностима растојања између одговарајућих кумуланата вишег реда. Као што је описано у [27], односи ρ стандардне девијације σ (тј. квадратног корена $var(C_{63,x})$ за АКМ засновану на кумулантима шестог реда, односно квадратног корена $var(C_{42,x})$ за кумуланте четвртог реда) и растојања

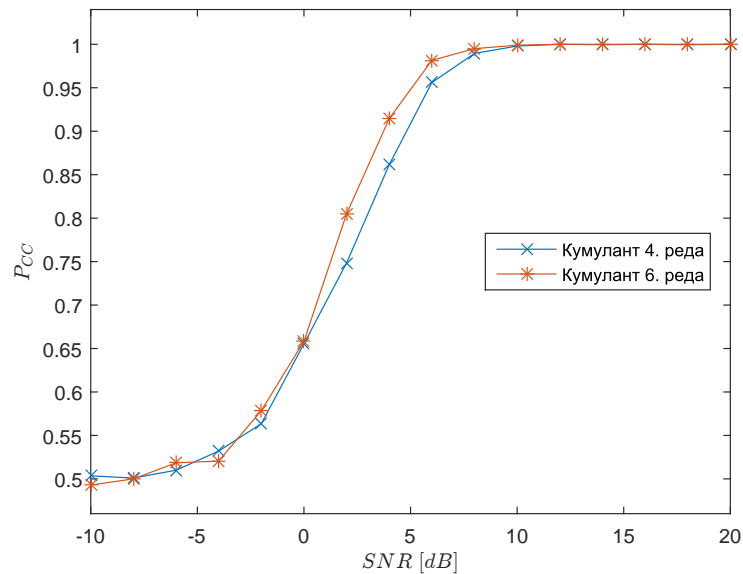
Табела 4.1: Примери очекиваних перформанси алгоритама за АКМ.

Сценарио		\hat{C}_{63}		\hat{C}_{42}	
V.29 vs rQAM-16	d	0.5903		0.0984	
	σ	16.20	18.22	1.96	3.09
	$\rho = \sigma/d$	27.44	30.86	30.08	31.30

sQAM-8 vs rQAM-8	d	3.1700		0.5300	
	σ	10.81	22.04	2.62	3.33
	$\rho = \sigma/d$	3.41	6.95	4.94	6.28

d између вредности \hat{C}_{63} (за кумуланте шестог реда, односно вредности \hat{C}_{42} за кумуланте четвртог реда), дати у Табели 2.1, користе се да би се описала ефикасност алгорита у разликовању једне констелације сигнала од друге. На пример, када треба разликовати стандардну V.29 од правоугаоне QAM-16 констелације, разлика између њихових \hat{C}_{63} вредности (једнаких 1.4897 и 2.08, респективно) износи $d = 0.5903$; стандардне девијације израчунате из $var(C_{63,x})$ су 16.20 и 18.22, респективно, што доводи до нумеричких вредности односа стандардне девијације и нормализованог растојања кумуланата од $\rho = 27.44$ за V.29 и $\rho = 30.86$ за rQAM-16 констелацију. Иста анализа у случају кумуланата четвртог реда показује да разлика између \hat{C}_{42} вредности (једнаких 0.5816 и -0.68, респективно) износи $d = 0.0984$; стандардне девијације израчунате из $var(C_{42,x})$ су 2.96 и 3.09, респективно, што доводи до нумеричких вредности $\rho = 30.08$ за V.29 и $\rho = 31.4$ за rQAM-16. Ниже вредности односа ρ које се добијају коришћењем кумуланата шестог реда значе боље перформансе класификације у разликовању V.29 од правоугаоних QAM-16 сигнала када се користе ови кумуланци у односу на кумуланте четвртог реда. Неколико примера очекиваних перформанси у разликовању комплексних констелација које имају исти број симбола, коришћењем нормализованих кумуланата вишег реда, је дато у Табели 4.1.

Како би се потврдила очекивања која резултују из нумеричких вредности статистичких параметара, тест АКМ је спроведен у условима канала са адитивним белим Гаусовим шумом, где се секвенца сигнала на пријему $y(n)$ представља једначином (2.15) а нормализовани кумуланци четвртог и шестог реда једначинама (2.13) и (2.21), респективно. Ригорознији услови комуникационих канала се такође могу посматрати [29].

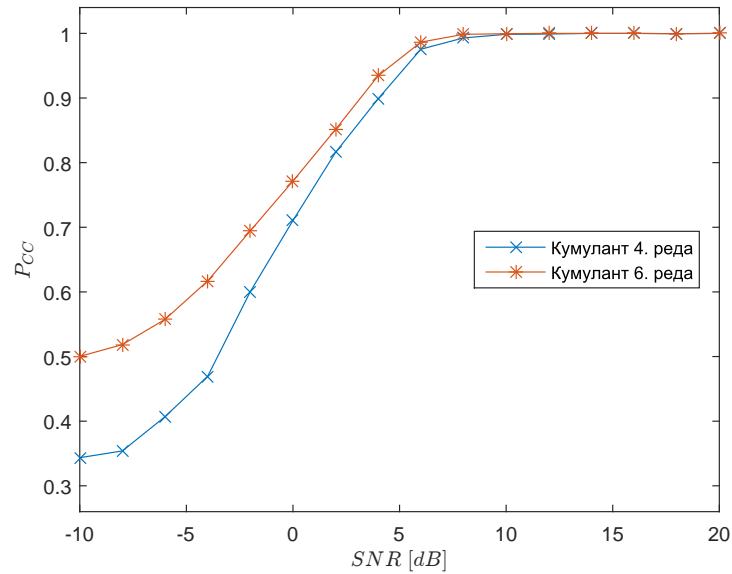


Слика 4.3: Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{V.29, QAM-16\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$.

4.2.1 Симулације и анализа перформанси

Нумеричке симулације су спроведене на 2000 Монте-Карло експеримената; у сваком је сакупљено $N = 2000$ узорака података за АКМ. Алгоритми засновани на \hat{C}_{63} и \hat{C}_{42} вредностима су тестирани на каналу са адитивним белим Гаусовим шумом, у сценарију где су посматрани модулациони кандидати из скупа $\{V.29, QAM-16\}$. Вредност N је изабрана како би директно одговарала вредности коришћеној у симулацијама везаним за комплексне констелације из [27]. Канал са адитивним белим Гаусовим шумом је симулиран са снагом шума σ^2 која је претпостављена да је позната. Вероватноћа тачне класификације P_{CC} је рачуната за различите вредности односа сигнал/шум и резултати симулације су приказани на Слици 4.3.

Резултати приказани на Слици 4.3 потврђују очекивања из теоретске анализе: перформансе класификације у посматраном сценарију су заиста боље када се користе кумулант шестог реда. Додатно, узимање у обзир једне интересантне особине \hat{C}_{63} , описане у [37] и дискутоване везано за једначине (2.25), (2.26) и (2.27) - присуства помераја за $РАМ$ сигнале, значајно побољшава класификацију ових сигнала у односу на АКМ засновану на \hat{C}_{42} . Овај феномен се може верификовати у експерименту са проширеним скупом кандидата констелација. Поново, симулације са 2000 Монте-Карло експеримената су спроведене, и оба алгоритма су тестирана у условима канала са адитивним белим Гаусовим шумом, овога пута у сценарију где су модулациони кандидати из скупа $\{V.29, QAM-16, PAM-16\}$. Добијени резултати су



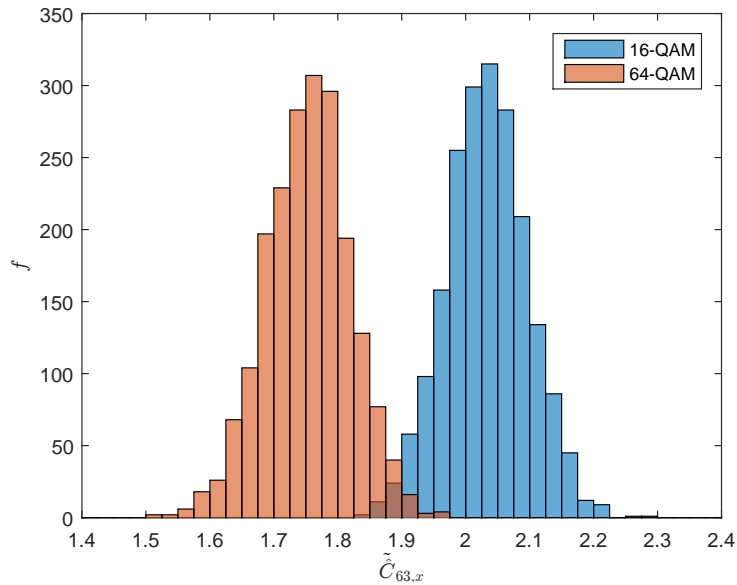
Слика 4.4: Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{V.29, QAM-16, PAM-16\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$.

приказани на Слици 4.4.

На основу Слика 4.4 може се закључити да веома добре перформансе у разликовању реалних од комплексних констелација када се користе кумуланте шестог реда значе и значајније разлике у постигнутим P_{CC} вероватноћама, чак и у случају ширег скупа кандидата из класе комплексних констелација. Савршена класификација $PAM-16$ сигнала са \hat{C}_{63} алгоритмом за све SNR вредности изнад $4dB$ директно доводи до супериорних перформанси у односу на кумуланте четвртог реда, као што је илустровано на Слици 4.4. Предност је јасно израженија у односу на случај када се класификују само комплексни сигнали (Слика 4.3). Слична анализа се може спровести за било коју констелацију дату у Табели 2.1: представљене статистике пружају могућност естимације очекиваних перформанси класификације на основу односа ρ и демонстриране процедуре.

4.3 Двокорачни алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда

Видели смо у претходном одељку да је процес одлучивања везан за препознавање модулација заснован на поређењу добијених вредности естимација \hat{C}_{63} (прецизнија ознака из друге главе је $\hat{C}_{63,x}$) са предефинисаним праговима. Такође, као што је показано у [30], на основу свеобухватних рачунарских



Слика 4.5: Хистограм нормализованих естимација кумуланата шестог реда за 16-QAM и 64-QAM сигнале, добијен Монте-Кало симулацијом са адитивним белим Гаусовим шумом са SNR од $20dB$.

симулација, оптималне вредности прагова за поређење су позициониране на средини интервала између очекиваних (теоретских) вредности које одговарају одређеним форматима модулације, пратећи опште познате теоретске услове за минималну вероватноћу грешке [10].

Дисперзија естимација \hat{C}_{63} у насумично генерисаним сигнаlima, која се објашњава варијансом грешке, може довести до погрешне класификације сигнала чак и у случајевима када је утицај шума занемарив. Управо ово се дешава са обележјима заснованим на кумулантима шестог реда када треба разликовати 16-QAM и 64-QAM сигнале: на Слици 4.5 је илустрована расподела естимација \hat{C}_{63} добијена Монте-Карло симулацијом на 2000 сигнала са односом сигнал/шум од $20dB$ (сваки садржи $N = 2000$ одбирака) применом описаног алгорита за АКМ.

Као што се може јасно видети на Слици 4.5, чак и при релативно високом односу сигнал/шум, неке естимације \hat{C}_{63} нарушавају праг одлучивања (постављен на средини интервала између теоретских очекиваних вредности за кумуланте, тј. на $(1.797 + 2.08)/2 \approx 1.94$), што значи да класификација без грешке за ове QAM сигнале није могућа чак ни под веома добрим условима везаним за канале. До истог закључка може се доћи и за кумуланте четвртог реда коришћеним као обележја за АКМ у случају 16-QAM и 64-QAM сигнала.

У исто време, у [30] је показано да класификација QPSK сигнала, у случају где су кандидати за модулацију насумично изабрани из скупа констелација {QPSK, 16-

QAM , $64-QAM$ }, јако добра. Класификација $QPSK$ сигнала је практично без грешака за све вредности односа сигнал/шум изнад $5dB$, чак и у случају коришћења узорака релативно мале величине N . Ова чињеница отвара могућности за додатну ефективност алгоритама за АКМ заснованих на кумулантима шестог реда, која се може постићи једноставном двокорачном класификацијом дефинисаном на следећи начин:

- *Корак 1:* Естимација \hat{C}_{63} вредности према једначини (2.22), коришћењем релативно малог броја узорака N_1 , и поређење са прагом на средини интервала за кумуланте $QPSK$ и $16-QAM$ сигнала (једнаким 3.04). Уколико је сигнал у овом кораку препознат као $QPSK$, процедура АКМ је завршена.
- *Корак 2:* Уколико естимација \hat{C}_{63} вредности одговара вредностима QAM сигнала, поновити процедуру из једначине (2.22) са (већим) бројем узорака N како би се постигла потребна прецизност у класификацији QAM сигнала, и поредити новодобијено \hat{C}_{63} са прагом на средини интервала за кумуланте $16-QAM$ и $64-QAM$ сигнала.

Предложени концепт је оправдан када је услов $SNR > 5dB$ испуњен, што се може проверити помоћу естимације SNR непосредно пре почетка издвајања обележја [45]. Треба напоменути да услов $SNR > 5dB$ представља значајан ограничавајући фактор за фер евалуацију предложеног алгорита, с обзиром на то да се испод ове вредности не може очекивати побољшање у перформансама класификације, па се не може постићи ни додатна конкурентност алгорита за АКМ. Такође, перформансе алгорита веома зависе од синхронизације: алгоритам претпоставља да је учестаност појављивања симбола примљене секвенце сигнала $y(n)$ унапред позната, и да су сви одбирци сакупљени у савршеној синхронизацији са овом фреквенцијом. Такође, претпоставља се да није присутно треперење фазе (*jitter*), јер би оно драстично нарушило концепт рачунања кумуланата, чиме би се добиле веома лоше перформансе класификације. Наведена разматрања би требало узети у обзир приликом практичних примена, с обзиром на то да представљају потенцијално битне ограничавајуће факторе за функционалност алгорита за АКМ. Ипак, уколико су задовољени услови адекватне синхронизације и опсега за SNR вредности, предложена двокорачна процедура у извршавању алгорита за АКМ, поред пружања могућности за ефективну манипулацију величином узорка, отвара додатни простор за истраживање могућности даљег побољшања тачности у класификацији QAM сигнала унутар *Корак 2*, што би имало кључан утицај на укупне перформансе алгорита за АКМ. Ово је тема која ће детаљно бити обрађена у глави која следи.

Глава 5

Унапређење алгоритама за аутоматску класификацију модулација заснованих на кумулантима шестог реда

У овој глави је у првом делу описан нови алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда као обележјима примљеног сигнала. Посматрају се *QAM* сигнали зато што су се ове констелације показале тешким за класификацију помоћу описаних постојећих приступа. Најпре је дискутован једини постојећи приступ у литератури који модификује посматране сигнале на начин да им ефективно смањује ред модулације, што се може показати потенцијално корисним у даљим корацима класификације [11]. Показане су мане постојећег приступа и предложен је нови метод за редукцију реда модулације посматраних сигнала, заснован на пажљивом избору дела одбирака сигнала и њиховој транслацији у комплексној равни [32]. Такав новодобијени сигнал је предмет даље анализе, рачунања вредности кумуланта шестог реда и потоњег одлучивања на основу поређења са одговарајућим прагом. Предложени метод је детаљно описан и дат је функционални блок дијаграм резултујућег алгоритма за АКМ. Перформансе предложеног алгоритма су процењене помоћу свеобухватних симулација. Такође, статистичке особине сигнала су разматране и њихове метрике су рачунате у симулацијама, чиме се стиче додатан увид у особине предложеног алгоритма. Захтеви у погледу потребног броја рачунских операција, коришћене меморије и времена извршавања су такође анализирани.

У другом делу главе је предложен нови рекурзивни алгоритам, погодан за класификацију констелација сигнала са релативно великим бројем симбола.

Инспирација за овај алгоритам је пронађена у постојећем рекурзивном алгоритму из [11], са једном битном разликом - предложени рекурзивни алгоритам у својој основи користи предложену методу редукције реда модулације која, за разлику од оне коришћене у [11], задржава статистичке особине примљеног сигнала. Блок шема предложеног рекурзивног алгоритма је такође дата. Аналогно анализи перформанси почетног метода редукције реда модулације, и за рекурзивни алгоритам су процењени квалитет класификације као и особине алгоритма. Добијени резултати су слични или бољи чак и у односу на резултате савремених решења за АКМ која претпостављају моделе дубоког учења и користе значајно веће рачунарске ресурсе.

5.1 Метод редукције реда модулације за QAM сигнале

Чињеница да се QPSK сигнали са адитивним белим Гаусовим шумом класификују врло добро помоћу алгоритма са кумулантима шестог реда (унутар *Корака 1* двокорачне процедуре описане у претходној глави) доводи до следеће идеје за потенцијално побољшање у класификацији 16-QAM и 64-QAM сигнала (унутар *Корака 2*): редукција реда модулације опсервираног QAM сигнала, тако што ће се 16-QAM трансформисати у сигнал налик QPSK сигналу а 64-QAM у сигнал налик 16-QAM сигналу, а затим даље издвајати естимације кумуланата шестог реда, као у стандардном приступу. Оваква врста трансформације сигнала би требало да користи добре особине класификације QPSK сигнала како би се разликовале различите QAM констелације.

Колико је аутору познато, једини рад у постојећој литератури који се бавио истраживањем идеје редукције реда модулације у сврху АКМ је онај описан у [11, 46], где је предложена трансформација M -QAM сигнала y у нови M' -QAM сигнал y' , тако што је примењена операција апсолутне вредности на реални и имагинарни део оригиналног M -QAM сигнала:

$$y' = |Re(y)| + j|Im(y)|, \quad (5.1)$$

и тако добијен ред модулације новог сигнала $M' = M/4$.

Иако метод описан једначином (5.1) резултује у очекиваној редукцији реда модулације, одређене мане овог приступа су очигледне. Најпре, нови сигнал је јасно померен, са свим одбирцима (тј. симболима сигнала после трансформације) лоцираним унутар само првог квадранта комплексне равни. Ова чињеница очигледно има велики утицај на статистичке особине QAM сигнала, које су основа

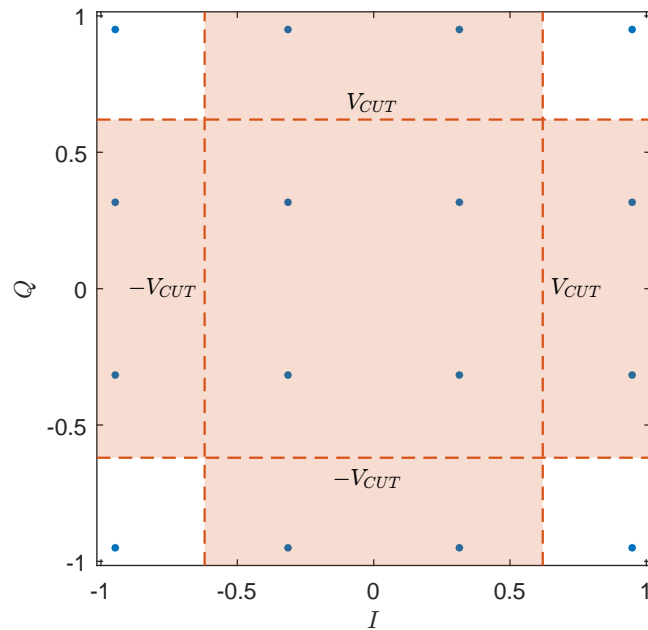
за концепт кумуланата, описан једначинама (2.15)-(2.23). Наведена мањкавост се може решити применом додатних операција на сигнал y' , како би се отклонила једносмерна компонента у реалном и имагинарном делу истовремено. Међутим, ово представља решење само за теоретски сигнал који није зашумљен. У случају присуства шума (модел који се користи у једначини (2.15) претпоставља присуство адитивног белог Гаусовог шума), јавља се озбиљан проблем приликом коришћења методе описане једначином (5.1): статистичке особине зашумљених компоненти су драстично промењене, и једначине (2.15)-(2.23) више нису валидне. Исто се може закључити када је у питању и било која друга метода за АКМ која се изводи на основу статистичких особина адитивног белог Гаусовог шума: после трансформације у једначини (5.1), статистичке особине се драстично мењају и алгоритми постају неупотребљиви. Све горе наведено може указивати на разлоге зашто метод описан у [11] није био у значајној мери предмет истраживања после првобитног објављивања [46].

Како би се очувале статистичке особине и QAM сигнала и адитивног белог Гаусовог шума, заједно постизањем редукције реда модулације, у овој дисертацији се предлаже следећи метод:

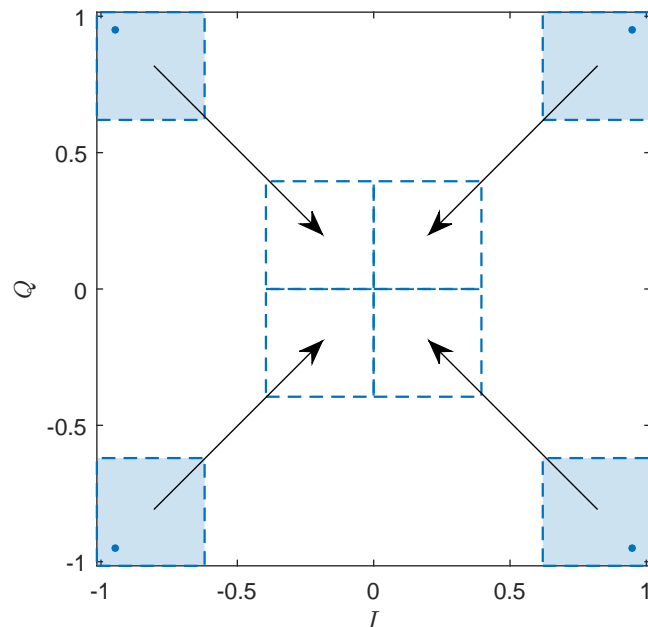
1. Изабрати само одбирке посматраног M - QAM сигнала са највећом енергијом (прецизније оне који одговарају $1/4$ укупног броја модулисаних симбола); одбацити све остале одбирке (оне са нижом енергијом, који одговарају $3/4$ укупног броја модулисаних сигнала). Ово се може постићи простим поређењем и реалног и имагинарног дела опсервираног сигнала, са праговима који су постављени на вредност V_{CUT} која је на нивоу 0.62 од максималне амплитуде сигнала.
2. Транслирати вредности целог скупа одбирака креираног под претходном тачком у комплексној равни, тако што се вредност V_{CUT} одузме од апсолутне вредности и реалне и имагинарне компоненте сигнала.

Ова једноставна процедура резултује у генерисању новог (трансформисаног) сигнала y' , који има јасну форму M' - QAM сигнала са редом модулације $M' = M/4$, изведену из опсервираног M - QAM сигнала y . Нови сигнал није померен, и све статистичке особине његових компоненти које се тичу шума су очуване, под условом да је могуће усвајање алгоритама заснованих на кумулантима после трансформације.

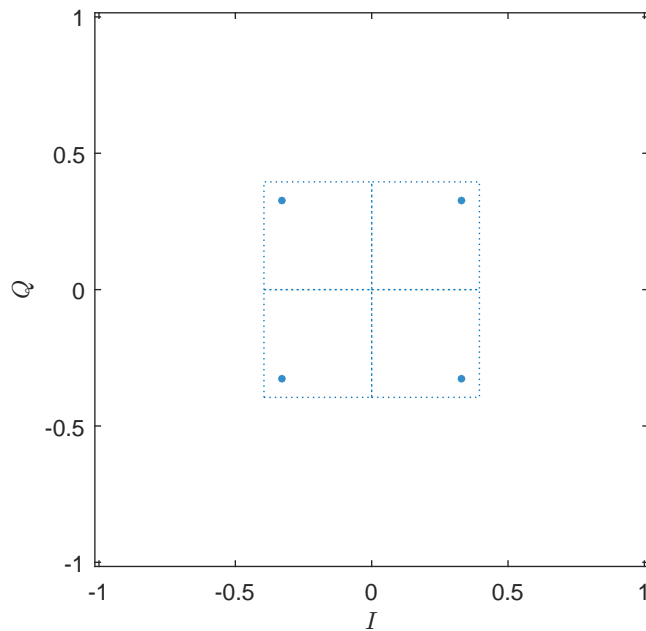
Пример примене предложеног метода редукције реда модулације у случају 16 - QAM сигнала је илустрован на Сликама 5.1 и 5.2, док је резултујући сигнал налик на $QPSK$ сигнал приказан на Слици 5.3.



Слика 5.1: Метод редукције реда модулације примењен на 16-QAM сигналу, први корак: само симболи преко прага за поређење су изабрани за даље процесирање (одбачени су симболи у црвеној сенци).



Слика 5.2: Метод редукције реда модулације примењен на 16-QAM сигналу, други корак: реални и имагинарни делови изабраних симбола се транслирају у комплексној равни за вредност прага поређења.



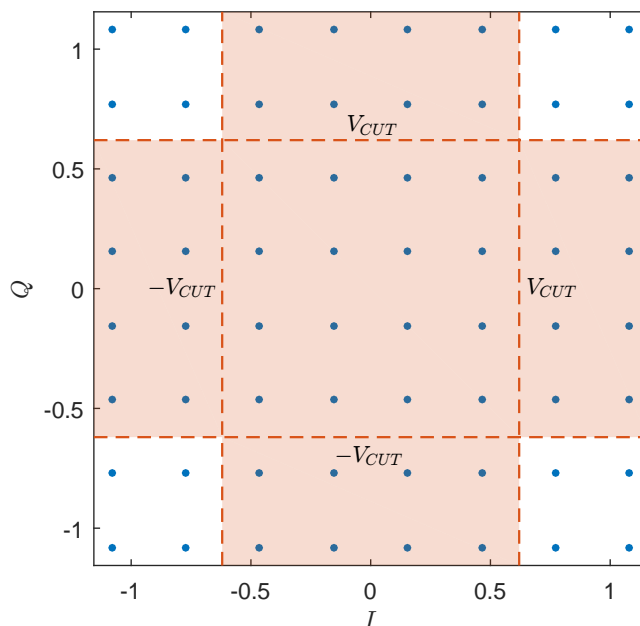
Слика 5.3: Метод редукције реда модулације примењен на $16\text{-}QAM$ сигналу, резултат: добијени сигнал који наликује $QPSK$ сигналу.

Аналогно, пример примене предложеног метода редукције реда модулације у случају $64\text{-}QAM$ сигнала је илустрован на Сликама 5.4 и 5.5, док је резултујући сигнал налик на $16\text{-}QAM$ сигнал приказан на Слици 5.6.

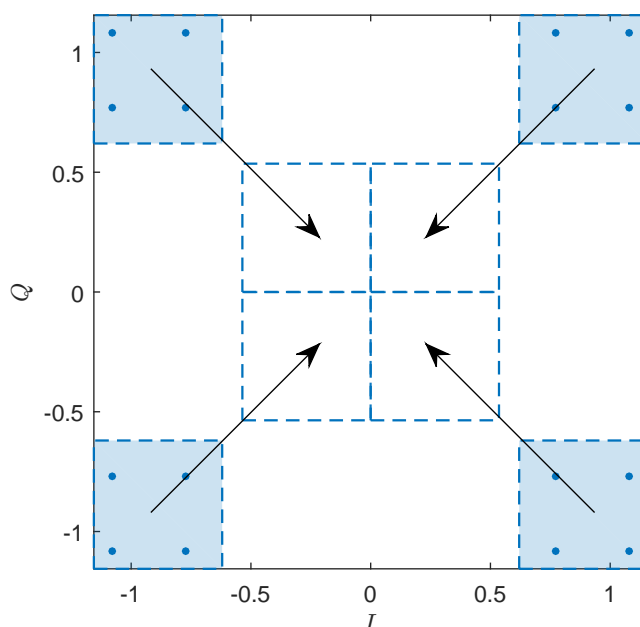
Након редукције реда модулације, даље процесирање је праволинијско: вредности кумуланата шестог реда се естимирају помоћу одбирака сигнала генерисаних после трансформације редукције реда модулације, и добијене вредности се затим пореде са стандардним праговима одлучивања, дефинисаним на Слици 2.3. Као што се може видети из Слика 5.3 и 5.6, класификација $16\text{-}QAM$ од $64\text{-}QAM$ сигнала се сада своди на разликовање сигнала који наликује $QPSK$ сигналу од сигнала који наликује $16\text{-}QAM$ сигналу, па се за редуковане констелације треба користити одговарајући праг.

5.1.1 Симулације и анализа перформанси

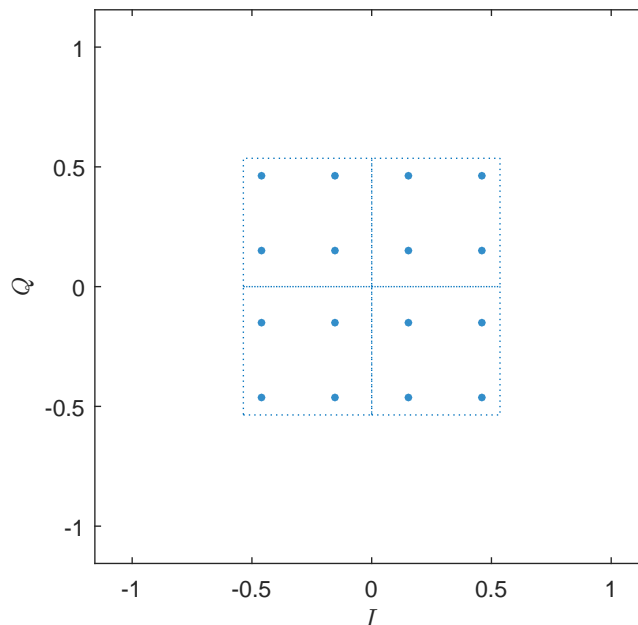
Симулациона поставка која ће бити разматрана укључује 2000 Монте-Карло експеримената где је у сваком сакупљено N узорака података за АКМ. Претпостављени сценарио посматра кандидате за модулацију из скупа $\{QPSK, 16\text{-}QAM, 64\text{-}QAM\}$. Алгоритам са стандардним естимираним \hat{C}_{63} обележјима и двокорачним процесирањем [30] за класификацију $QPSK$ сигнала из $N_1 < N$



Слика 5.4: Метод редукције реда модулације примењен на 64-QAM сигналу, први корак: само симболи преко прага за поређење су изабрани за даље процесирање (одбачени су симболи у црвеној сенци).



Слика 5.5: Метод редукције реда модулације примењен на 64-QAM сигналу, други корак: реални и имагинарни делови изабраних симбола се транслирају у комплексној равни за вредност прага поређења.

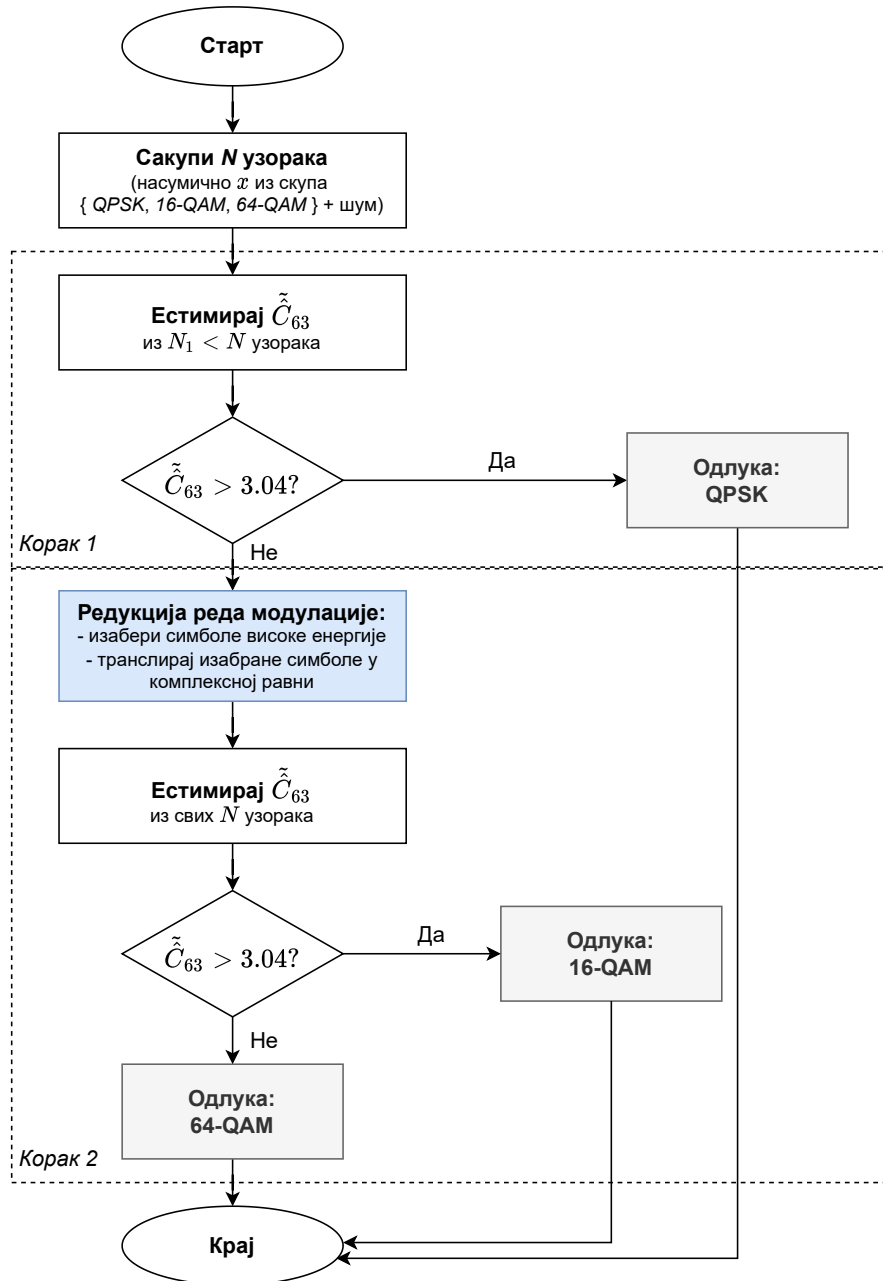


Слика 5.6: Метод редукције реда модулације примењен на 64-QAM сигналу, резултат: добијени сигнал који наликује 16-QAM сигналу.

узорака и класификацију QAM сигнала из свих N узорака је симулиран, уз алгоритам заснован на истим обележјима кумуланата али са примењеном методом редукције реда модулације предложеном у овој глави [32]. Предложена двокорачна процедура која укључује редукцију реда модулације је представљена шематским дијаграмом на Слици 5.7.

Када се пореди са структуром стандардног алгоритма за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда, структура представљена на Слици 5.7 се разликује само у присуству блока за редукцију реда модулације (и у вредности прага за поређење када се доноси одлука о QAM констелацији сигнала). Дакле, једина додата комплексност долази од блока редукције реда модулације.

Како би се омогућило фер поређење перформанси предложеног алгоритма са другим постојећим алгоритмима, алгоритам за АКМ заснован на кумулантима четвртог реда [44] је такође симулиран, за исте модулационе кандидате и величину узорка $N = 2000$. Ова вредност за N је изабрана како би директно одговарала оној која је коришћена у симулацијама описаним у [44], и представља главни контролишући параметар са аспекта перформанси АКМ. Канал са адитивним белим Гаусовим шумом је симулиран са варијансом шума од σ_g^2 која је претпостављена да је позната. За сваки посматрани ниво односа сигнал/шум, и сваки Монте-Карло покушај, исти скуп од N узорака је процесирао од стране свих симулираних



Слика 5.7: Дијаграм предложеног алгорита за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда и методу редукције реда модулације, примењен на скупу {QPSK, 16-QAM, 64-QAM} сигнала.

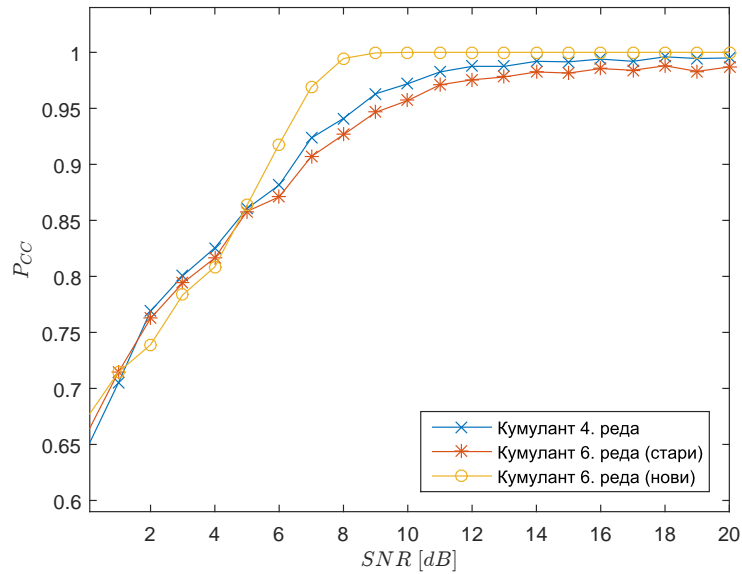
алгоритама, чиме се постиже фер поређење под истоветним условима везаним за комуникациони канал, и за исте улазне податке.

Прагови за поређење за стандардни алгоритам за АКМ са кумулантима шестог реда као и за предложени алгоритам представљен на Слици 5.7 имају вредности које су претходно дискутоване у овој глави, док су одговарајући прагови за алгоритам [44] изабрани као вредности на средини интервала између теоретских вредности кумуланата четвртог реда за посматране формате модулације.

Вероватноћа тачне класификације P_{CC} је рачуната у односу на усвојени распон вредности за SNR , и Слика 5.8 илуструје резултате симулација. Са слике се може видети да предложени алгоритам за АКМ заснован на кумулантима шестог реда и методу редукције реда модулације даје боље перформансе у односу на оба „класична” алгоритма заснована на кумулантима. Док су за вредности SNR између 0 и 5dB перформансе свих посматраних алгоритама сличне (као што је раније поменуто, стандардна \hat{C}_{63} обележја не омогућавају савршену класификацију QPSK сигнала на тако ниским вредностима SNR , па се побољшање у перформансама помоћу предложеног метода не може постићи), за $SNR \geq 5dB$ нови предложени алгоритам резултује у већој вероватноћи исправне класификације. Штавише, почев од око $SNR=9dB$ па навише, нови алгоритам омогућава савршену класификацију под претпостављеним условима, што није могуће уколико се користе само стандардни кумулант. Иако су њихове перформансе близу нивоа од $P_{CC} = 100\%$, као што је објашњено у дискусији везаној за Сliku 4.5, основне особине кумуланата QAM сигнала вишег реда једноставно чине да су грешке у класификацији незаобилазне, чак и у случају релативно високих SNR вредности.

Класификација без грешака новог алгоритма за АКМ је директна последица предложеног метода за редукцију реда модулације. У циљу илустрације овог тврђења, на Слици 5.9 су представљени разматрани QAM сигнали на $SNR=20dB$ (16-QAM и 64-QAM сигнали на деловима означеним под (а) и (в), респективно), заједно са одговарајућим сигнаlima редукованог реда модулације (за сигнале 16-QAM и 64-QAM на деловима под (б) и (г), респективно) формираним помоћу предложеног метода, као и резултујућим хистограмом њихових кумуланата шестог реда (на делу под (д)).

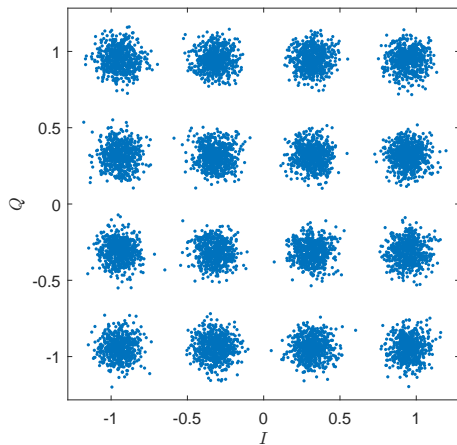
На основу увида у Сliku 5.9 може се јасно потврдити да, иако релативно низак, ниво шума има очигледан утицај на сигнал који се преноси; међутим, предложени метод редукције реда модулације ипак доводи до ситуације где су повољни услови за одлучивање, имајући у виду да су вредности изведених обележја (кумуланата шестог реда) добро груписане, на сигурној дистанци од прага за одлучивање (тј. од вредности 3.04) и непомерене.



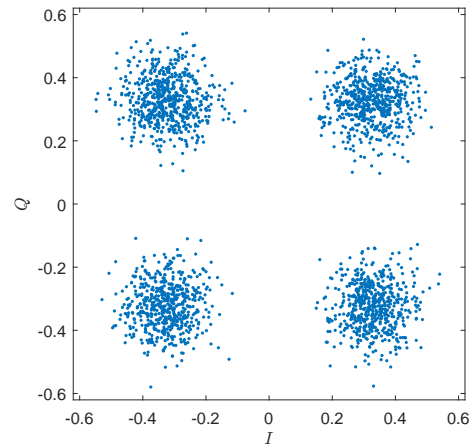
Слика 5.8: Вероватноћа тачне класификације за случај сигнала из скупа $\{QPSK, 16-QAM, 64-QAM\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$.

Директно поређење Слика 5.9д и 4.5 објашњава разлику која се добија када се ради о питању одлучивања. Са даљим смањивањем SNR вредности, варијансе резултујућих обележја представљених кумулантима шестог реда се повећавају, али су обележја и даље непомерена, чиме се постиже класификација без грешака чак и при вредностима мало испод $SNR=10dB$. Треба напоменути да ово није случај при коришћењу метода [11, 46]. Само истовремено задржавање статистичких особина и сигнала који се преноси и шума може довести до резултата са Слика 5.8. Иако је једини извор поремећаја на каналу који је разматран (и симулиран) шум, природа кумуланата омогућава да се сва наведена разматрања могу применити и у случају канала који има раван фединг. У случају комплекснијих модела канала неопходно је увести додатне процедуре естимације канала у приказане алгоритме [44, 27, 29]. Као финална илустрација, хистограм кумуланата шестог реда за QAM сигнале добијене помоћу нове методе редукције реда модулације за ниво $SNR=10dB$ је приказан на Слици 5.10.

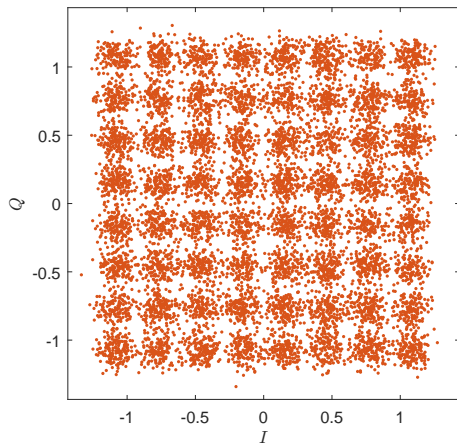
Разлог описаног побољшања у перформансама алгоритма за АКМ лежи у нумеричким вредностима варијанси грешака, које се рачунају помоћу једначине (2.23) (и које одговарају посматраним констелацијама сигнала), као и у нумеричким вредностима дистанци између одређених кумуланата вишег реда (за исте констелације). Као што је описано у [27], однос стандардне девијације (т.ј. квадратног корена вредности варијансе дате у једначини (2.23)) и дистанци између \hat{C}_{63} (датих на Слици 2.3), може се користити за карактерисање ефикасности



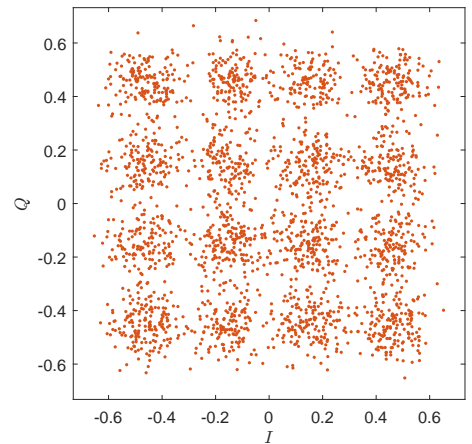
(а) 16-QAM сигнал на $SNR=20dB$



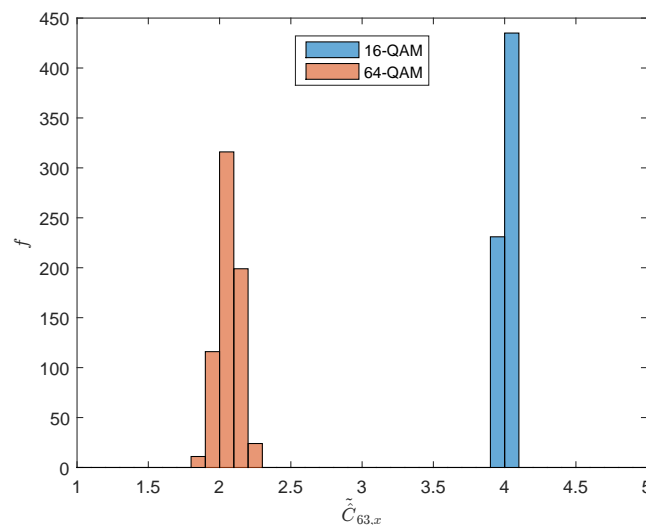
(б) 16-QAM сигнал трансформисан у сигнал налик QPSK сигналу



(в) 64-QAM сигнал на $SNR=20dB$

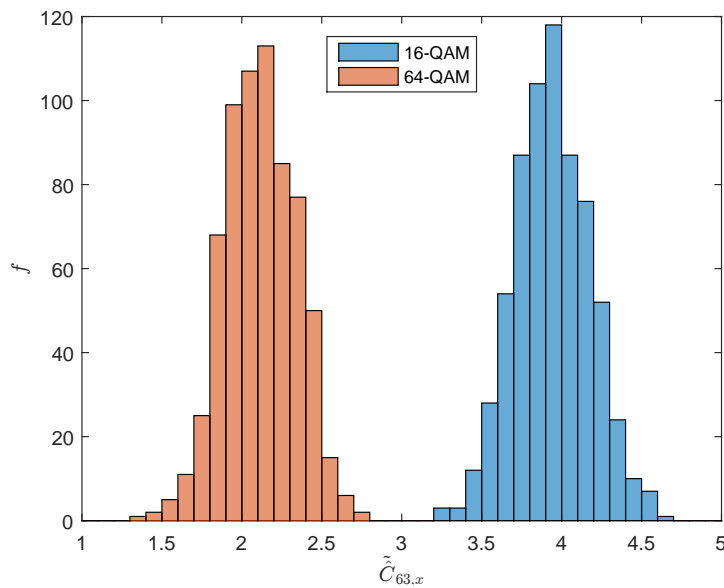


(г) 64-QAM сигнал трансформисан у сигнал налик 64-QAM сигналу



(д) резултујући хистограм кумуланата шестог реда

Слика 5.9: АКМ помоћу кумуланата шестог реда коришћењем редукције реда модулације, за 16-QAM и 64-QAM сигнале.



Слика 5.10: Хистограм нормализованих естимација кумуланата шестог реда за 16-QAM и 64-QAM сигнале, добијен Монте-Кало симулацијом са адитивним белим Гаусовим шумом са $SNR=20dB$.

алгоритима заснованих на кумулантима у разликовању једне констелације сигнала од друге. Нумеричке вредности овог односа представљене у [27], за случај кумуланата шестог реда, су приближно 5 пута мање када се разликују QPSK и 16-QAM сигнали него када треба разликовати 16-QAM од 64-QAM сигнала. Док са једне стране ова чињеница објашњава добре перформансе у класификовању QPSK сигнала са стандардним кумулантима шестог реда генерално, она у исто време представља објашњење за побољшање у класификацији QAM сигнала постигнуто помоћу предложеног метода редукције реда модулације. Наиме, трансформисани сигнали се карактеришу приближно 5 пута мањим односом стандардне девијације и дистанце између њихових \hat{C}_{63} вредности, у односу на сигнале пре трансформације, што директно доводи до побољшања у класификацији, као што је показано у симулацијама. Исти однос за сигнале трансформисане помоћу предложеног метода за редукцију реда модулације је приближно 4 пута нижи него онај који се добија за случај кумуланата четвртог реда (без редукције реда модулације), што даље доводи до истог закључка као изнад, и блиско одговара презентованим резултатима симулација.

Комплексност симулираних алгоритама за АКМ представља још једну димензију за међусобно поређење. Постигнуто побољшање у перформансама са предложеним методом редукције реда модулације долази уз трошак повећане комплексности: нови концепт директно уводи $2M$ додатних операција поређења и $2N$ сабирања

када се пореди са стандардним алгоритмом са кумулантима шестог реда. Док се укупан број операција сабирања на овај начин не мења значајно (остаје у истом реду величина), повећање у укупном броју операција поређења неопходно за извршавање алгоритма је значајно. Ипак, и овај повећани број остаје релативно низак, када се пореди са алгоритмима који су данас актуелни: на пример, на основу [42] се може закључити да чак и уз повећан број поређења (т.ј. уз предложени метод редукције реда модулације), алгоритам предложен у овој глави још увек захтева приближно 10 пута мање операција поређења него алгоритам заснован на конволуционим неуралним мрежама [33], чији захтевани број операција сабирања остаје приближно 100 пута већи, и који је и даље карактерисан присуством експонената и већим меморијским захтевима, што на крају доводи до дужег времена извршавања. У Табели 5.1 је дат преглед рачунских, као и меморијских и процесорских захтева различитих алгоритама - алгоритма заснованог на кумулантима шестог реда [27], алгоритма заснованог на максималној веродостојности [36], као и два алгоритма заснована на моделима дубоког учења (конволуционим неуралним мрежама) - у стандардној варијанти [33], и са акумулираним поларним обележјима која се користе у циљу смањења времена обучавања [42]. Окружење које је коришћено је *Keras* библиотека за дубоко учење која користи *TensorFlow*, на рачунару са *i7-6700* процесором и *NVIDIA GTX 1080 Ti* графичком картом.

Треба свакако напоменути да алгоритми машинског и дубоког учења захтевају обучавање модела које користе, засновано на оптимизационим методама градијентног спуста. Ове методе не гарантују постизање оптималног решења и захтевају (фина) подешавања како би се избегли случајеви недовољно доброг фитовања обучавајућег скупа (тзв. *underfitting*), као и случајеви недовољно добре генерализације (где модели превише прилагођавају своје параметре обучавајућем скупу - тзв. *overfitting*). Предложени алгоритми засновани на кумулантима шестог реда не захтевају обучавање у смислу у ком захтевају савремени алгоритми засновани на машинском и дубоком учењу: једино обучавање је везано за одређивање прагова за одлучивање, које се изводи *offline* и једном. Што се тиче времена извршавања, и ту су алгоритми засновани на кумулантима шестог реда у предности - захтевају невелик низ простих алгебарских операција којима се рачунају статистике кумуланата; у случају алгоритама дубоког учења, који претпостављају слојевите архитектуре неуралних мрежа са великим бројем слојева и великим бројем процесирајућих јединица у сваком слоју, број коришћених операција је, као што се може видети у Табели 5.1, типично неколико редова величина већи.

ГЛАВА 5. УНАПРЕЂЕЊЕ АЛГОРИТАМА АКМ НА БАЗИ КУМУЛАНАТА ШЕСТОГ РЕДА

Табела 5.1: Рачунски, меморијски и процесорски захтеви различитих класификатора. M означава број модулација који је разматран (у посматраном сценарију $M = 4$ - констелације су $\{QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM\}$), M_i ред модулације, N дужину секвенце симбола (у посматраном сценарију $N = 1000$), док I_s означава број пиксела слике на улазу конволуционе мреже (у посматраном сценарију је $I_s = 36^2$).

	Алгоритам			
	Кумулант 6. реда [27]	Максимална веродостојност [36]	Дубоко учење (конволуциона мрежа) [33]	Дубоко учење (конволуциона мрежа + дизајн обележја) [42]
# сабирања	$6N \approx 10^4$	$N(4\sum_{i=1}^M M_i + M) \approx 10^5$	$809I_s + M + 2N \approx 10^6$	$I_s(4N + 107) + M \approx 10^7$
# множења	$16N \approx 10^4$	$N(7\sum_{i=1}^M M_i + 4) \approx 10^6$	$809I_s + M + 3N \approx 10^6$	$I_s(6N + 106) + M \approx 10^7$
# експонената	0	$N\sum_{i=1}^M M_i \approx 10^5$	$M = 4$	$I_s N + M \approx 10^6$
# логаритама	0	$NM \approx 10^3$	0	0
# поређења	$M = 4$	$M = 4$	$116I_s + N \approx 10^5$	$29I_s \approx 10^4$
меморија	$3M = 12$	$\sum_{i=1}^M M_i = 92$	$14020 + 17M = 14088$	$1012 + 5M = 1032$
време извршавања	0.00036	0.00972	0.00132	0.00773

Такође, значајно је напоменути да се предложени метод редукције реда модулације може даље комбиновати са другим техникама у циљу додатног побољшања перформанси алгоритма за АКМ. На пример, као што је приказано у [29], већа величина узорка N и усредњавање могу довести до још бољих перформанси класификације. Коришћење већег иницијалног узорка се ефективно компензује уштедом постигнутом економичном класификацијом $QPSK$ сигнала са мањим бројем узорака, као што је предложено у описаној двокорачној процедури илустрованој на Слици 5.7. Што је још битније, предложени метод редукције реда модулације је потпуно независан од механизма за издвајање обележја коришћеног у овој глави. Дакле, може се са успехом користити не само са кумулантима шестог реда већ и са кумулантима четвртог реда [44], осмог реда [24], или са било којом комбинацијом обележја која укључују кумуланте, што представља веома популаран правац истраживања у садашње време. Очигледно, предложени метод се такође може даље проширити на спрегу са комплекснијим класификаторима, у оним применама где је увођење значајније укупне комплексности прихватљиво, али оваква разматрања су ван опсега ове дисертације и представљају могуће правце даљег истраживања.

5.2 Рекурзивни алгоритам

Из Табеле 2.1 можемо видети да су растојања између вредности кумуланата шестог реда када се посматрају M -QAM сигнали различитог реда модулације релативно мала за $M \geq 16$. Наведена чињеница очигледно утиче на квалитет перформанси класификације. У циљу добијања још бољих перформанси алгоритма за АКМ у случају релативно великих редова модулације (нпр. за $M \geq 64$, што би представљало својеврсно уопштење разматрања из претходног одељка), у наставку ће бити предложен рекурзивни алгоритам редукције реда модулације за класификацију M -QAM сигнала. Први сличан алгоритам је предложен у [11], са преходно описаном специфичном процедуром за редукцију реда модулације која смешта све сигнале у први квадрант. У наведеном раду рекурзивни алгоритам је дескриптивно дефинисан, и састоји се из три корака:

1. Прво, одлука између 4-QAM и M -QAM за $M \geq 4$ се доноси на основу прага добијеног као средина одговарајућих вредности за обележја добијена из кумуланата шестог реда (с обзиром на то да се ова обележја добијају нормализацијом са кумулантом четвртог реда, вредности нису исте као оне дате у Табели 2.1 али њихов поредак одговара поретку одговарајућих вредности у Табели 2.1). Уколико је детектован сигнал 4-QAM, одлука се сматра као коначан резултат и рекурзија се завршава.
2. Иначе, сигнали који се класификују се препознају да припадају подскупу M -QAM сигнала где је њихов ред одређен као међурезултат, и затим се сигнали r_k чији је ред $M = 16, 64, 256, \dots$ трансформишу у сигнале r'_k редукованог реда $M = 4, 16, 64, \dots$, респективно, тако што се примени алгоритам редукције реда модулације. Даље се сигнал r'_k класификује између M' -QAM ($M' = 4$) и M' -QAM ($M' \geq 16$) сигнала. Уколико се M' -QAM сигнал детектује као $M' = 4$, тада је оригинални M -QAM сигнал r_k заправо 16-QAM, одлука се сматра коначном и рекурзија се завршава.
3. Иначе, уколико је одлука $M' = 16$, што значи да сигнали који се класификују припадају подскупу M' -QAM сигнала са редом $M' \geq 64$, усваја се $r_k = r'_k$ и понавља се поступак дат у Кораку 2. Уочити да је релација између M' и M дата са $M' = M/4^L$, где L представља број имплементација Корак 2 у тренутној петљи. Петља се терминише уколико је услов терминације у Кораку 2 испуњен, или уколико је последњи подскуп M -QAM сигнала представљен једним елементом - у овом случају, сигнал се класификује као последња посматрана модулација (она са највишим редом модулације).

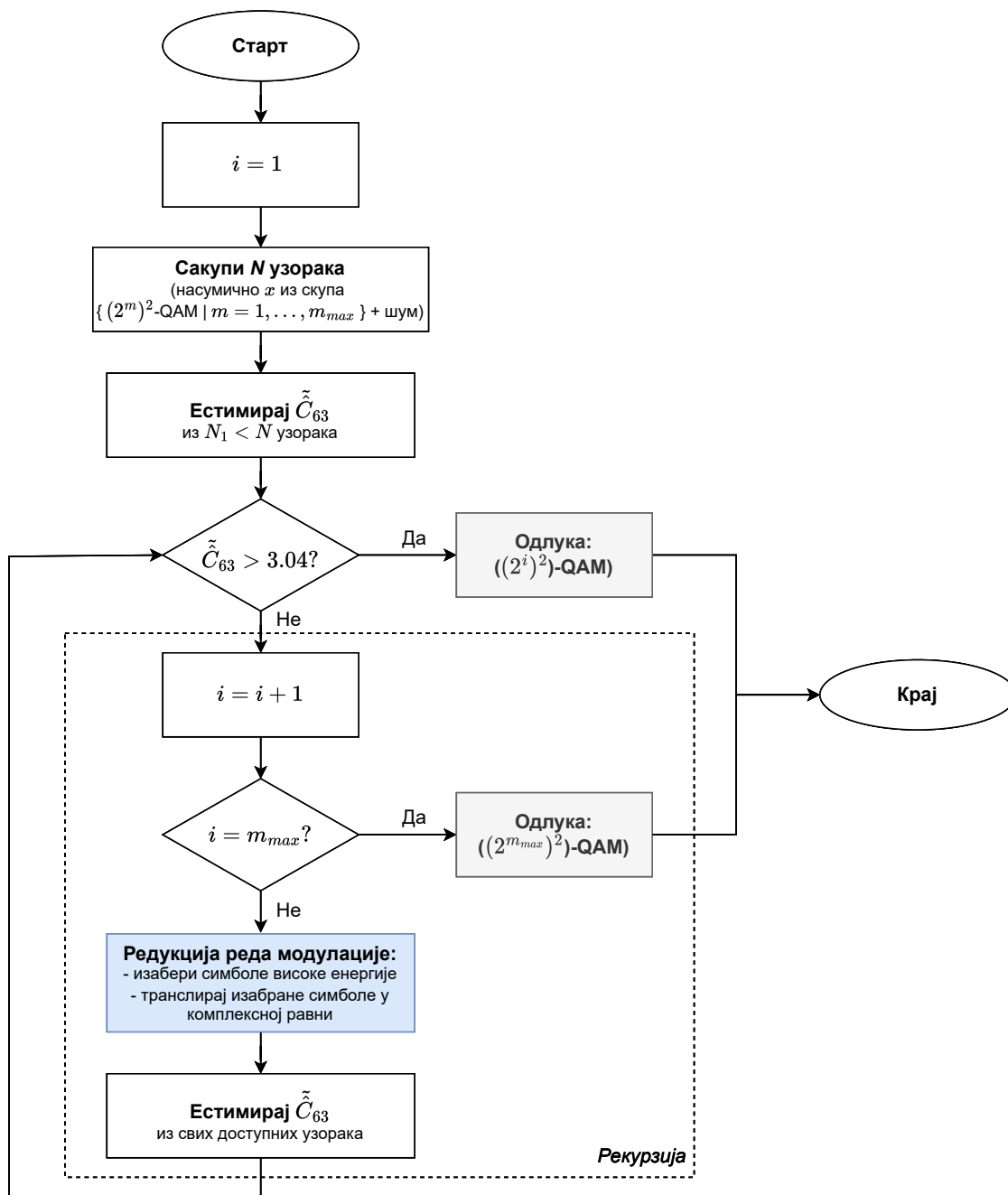
У наставку је, као логичан наставак, предложен нови рекурзивни алгоритам, који се заснива на итеративној класификацији и понављању предложеног метода редукције реда модулације. Овај алгоритам је графички представљен на Слици 5.11. Уколико посматрамо више M - QAM сигнала, рецимо скуп од $m_{max} = 5$ констелација $\{4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM\}$ (ознаке $m = 1, \dots, m_{max}$ су повезане са редом модулације M помоћу формуле $M = (2^m)^2 = 4, 16, 64, 256, 1024$), лако се може видети да је број итерација у рекурзији једнак $m_{max} - 2$.

Треба свакако напоменути да коришћење рекурзивног алгоритма у принципу значи и веће рачунске захтеве у односу на предложени метод редукције реда модулације из претходног одељка - што је број итерација у рекурзији већи и ови захтеви су већи. Резултујуће додатно оптерећење, када се посматра у контексту поређења са савременим методама заснованим на дубоким неуралним мрежама, ипак никако не мења однос традиционалних и савремених алгоритама за АКМ - предложени рекурзивни алгоритам и даље има за неколико редова величина мање рачунске и меморијске захтеве од алгоритама који користе моделе дубоког учења.

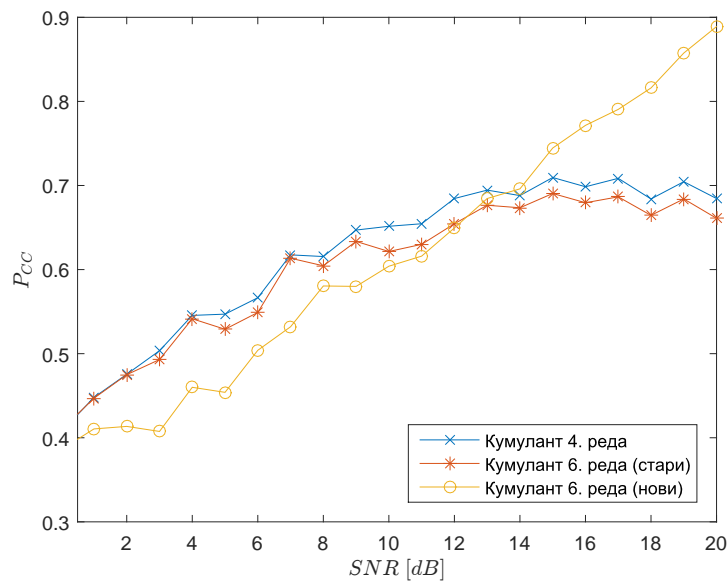
5.2.1 Симулације и анализа перформанси

Предложени рекурзивни алгоритам је тестиран у истој поставци као предложени алгоритам без рекурзије, само на проширеном скупу 5 констелација $\{4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM\}$. Добијени резултати класификације су приказани на Слици 5.12. Може се видети да предложени рекурзивни алгоритам има за више нивое SNR супериорне перформансе у односу на алгоритме засноване на „обичним” кумулантима четвртог и шестог реда. За релативно ниже нивое SNR предложени рекурзивни алгоритам има незнатно лошије перформансе, што је очекивано имајући у виду природу процеса редукције реда модулације који се у овом случају рекурзивно понавља.

У циљу пружања бољег увида у перформансе предложеног алгоритма, на Слици 5.13 су приказане зависности вредности елемената класификационе матрице забуне (конфузије) у односу на SNR , нормализоване у односу на стварни број инстанци које припадају одређеним класама (како би припадале интервалу од 0 до 1). Праве класе модулација су смештене у редове а предиктоване класе у колоне матрице конфузије. Може се видети да, очекивано, вредности на главној дијагонали генерално расту како се смањује однос сигнал/шум, док остале вредности опадају. Приметне су, за поједине елементе, скоковите промене, које су последица комбиновања одлучивања на основу прагова и трансформације сигнала кроз више итерација. Као што је и очекивано, највише грешака у класификацији



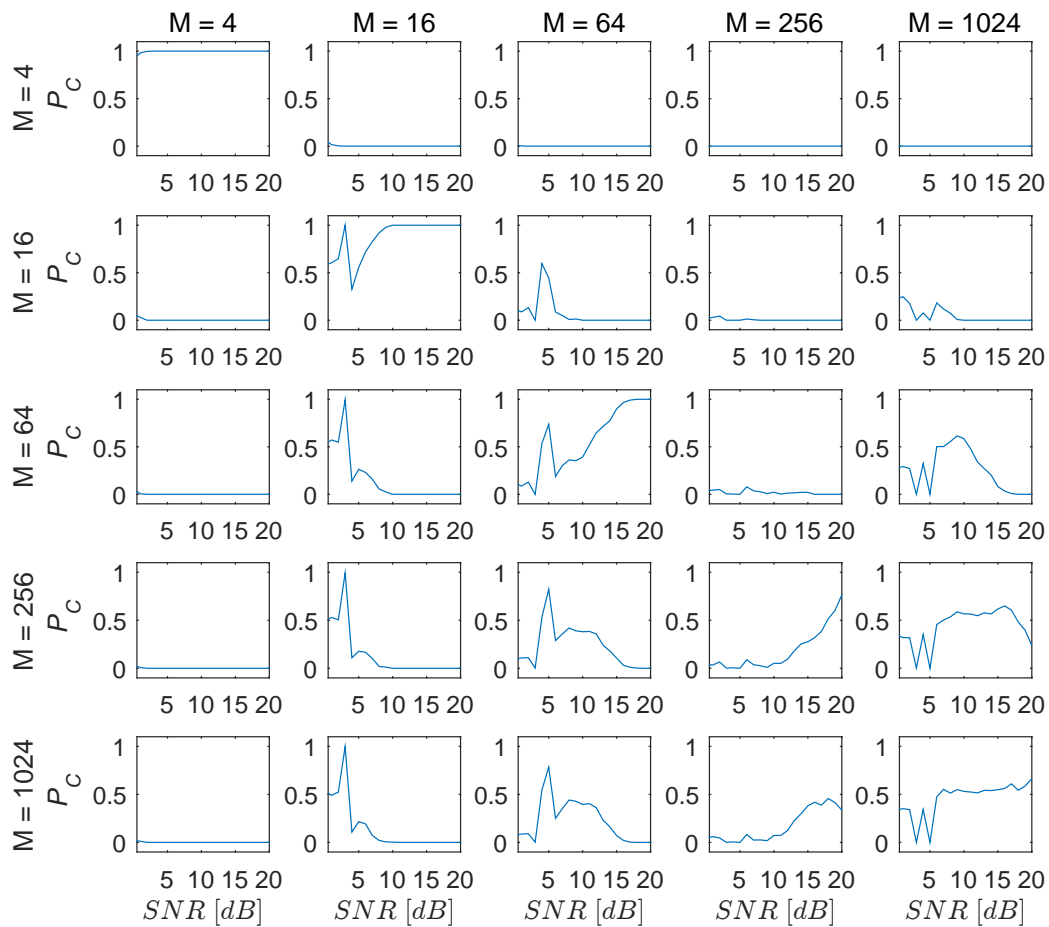
Слика 5.11: Дијаграм предложеног рекурзивног алгоритма за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда и методу редуције реда модулације, примењен на скупу $\{(2^m)^2\text{-QAM} \mid m = 1, \dots, m_{max}\}$ сигнала.



Слика 5.12: Вероватноћа тачне класификације за рекурзивни алгоритам, за случај сигнала из скупа $\{QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM\}$, са каналом са адитивним белим Гаусовим шумом и $N = 2000$.

се дешава за констелације високог реда модулације, због веће просторне густине модулисаних симбола.

Уколико се пореде перформансе предложеног рекурзивног алгоритма са перформансама алгоритма заснованог на знатно сложенијем моделу дубоког учења из [42] (матрица конфузије за QAM сигнале добијена коришћењем модела из [42] за $SNR=20dB$ је приказана на Слици 5.14, где су праве класе модулација смештене у редове а предиктоване класе у колоне), може се видети да предложени алгоритам има значајно боље перформансе за више редове модулације QAM сигнала (за $64-QAM$ и $256-QAM$) констелације. Прецизније, тачност за $64-QAM$ сигнале је 100% (наспрам 44.8% за модел из [42]), односно 76.4% за $256-QAM$ сигнале (наспрам 38.1% за модел из [42]). Овај резултат је још значајнији уколико се узму у обзир изразито мањи меморијски и процесорски захтеви предложеног алгоритма. Такође, на овај начин се отварају потенцијални нови правци развоја и истраживања у којима се предложени алгоритам може наћи као део већих класификатора, заснованих било на традиционалним било на савременим алгоритмима за АКМ.



Слика 5.13: Матрица конфузије класификације *QAM* сигнала за предложени рекурзивни алгоритам. Приказане су вредности у зависности од величине *SNR*, нормализоване стварним бројем инстанци које припадају одређеним класама.

16QAM	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	100.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
32QAM	2.3%	0.0%	17.0%	5.1%	0.0%	60.5%	3.1%	11.9%	0.0%
64QAM	0.0%	0.0%	2.8%	2.2%	5.5%	5.0%	44.8%	10.5%	29.3%
128QAM	2.2%	0.0%	28.0%	10.2%	0.0%	16.5%	4.9%	33.2%	4.9%
256QAM	0.0%	0.0%	3.9%	2.2%	3.9%	3.9%	36.1%	11.8%	38.1%
	16APSK	32APSK	64APSK	128APSK	16QAM	32QAM	64QAM	128QAM	256QAM

Слика 5.14: Део матрице конфузије класификације која се добија коришћењем модела предложеног у [42]. Приказане су вредности за $SNR=20dB$, нормализоване стварним бројем инстанци које припадају одређеним класама.

Глава 6

Закључак

У овој дисертацији је предложено неколико нових алгоритама за аутоматску класификацију модулатија (АКМ), која представља важан, понекад и кључан део, у савременим телекомуникационим системима. Предложени алгоритми припадају класи традиционалних метода класификације модулатија, заснованих на статистичким обележјима - кумулантима сигнала. Коришћени су кумулантни шестог реда и у оваквој поставци су предложени нови метод редукције реда модулатије, као и нови рекурзивни алгоритам, примарно усмерени ка побољшању перформанси класификације за *QAM* сигнале. Добијени резултати су слични или бољи, у поређењу са постојећим алгоритмима исте класе, али и у поређењу са савременим софистицираним алгоритмима заснованим на моделима дубоког учења који имају значајно веће рачунске и меморијске захтеве.

6.1 Резиме

Као неопходни предуслови за свеобухватно презентовање предложених алгоритама за АКМ, најпре су у другој глави уведени теоретски концепти статистике сигнала и кумуланата вишег реда, затим у трећој глави описане различите методе модулатије, док је у четвртој глави дат приказ до сада познатих у литератури алгоритама за АКМ заснованих на кумулантима вишег реда.

Статистике за АКМ за више комплексних констелација су презентоване по први пут. Док симулације показују висок ниво подударача са теоретским очекивањима, прецизни нумерички и визуелни описи (дати у другој и трећој глави) различитих облика констелација, презентовани у поставци АКМ заснованој на концепту кумуланата, омогућавају потребну репродуцибилност, и елиминишу потенцијалне нејасноће у евентуалним добијеним резултатима и њиховој интерпретацији [31].

У петој глави, која представља срж дисертације, је представљен нови приступ

за побољшање тачности класификационог процеса алгоритма за АКМ који користи кумуланте шестог реда и једноставну двокорачну структуру за издвајање обележја, претходно описане у четвртој глави. Овај приступ укључује предложени метод за редукцију реда модулације опсервираног сигнала [32]. Предложени метод је детаљно описан, тестиран помоћу рачунарских симулација унутар алгоритма за АКМ са кумулантима шестог реда, и поређен са стандардним алгоритмима за АКМ (без редукције реда модулације), заснованим на кумулантима шестог и четвртог реда. Постигнута побољшања у перформансама су презентована и објашњена. Класификација без грешака *QAM* сигнала на вишим вредностима односа сигнал/шум, као и генерално ефикаснија класификација у поређењу са класичним алгоритмима, показују да предложени метод редукције реда модулације директно побољшава перформансе алгоритма за АКМ. Приликом тестирања са кумулантима шестог реда као обележјима од интереса, предложени метод у општем случају чува добре статистичке особине кумуланата сигнала вишег реда, па се може применити и у другим алгоритмима за АКМ.

Описана побољшања предложеног алгоритма долазе уз трошак (незнатног) повећања комплексности: у поређењу са алгоритмом са стандардним кумулантима шестог реда, метод редукције реда модулације уводи додатне операције поређења и комплексног сабирања у циљу класификације *QAM* сигнала. Класификација *QPSK* сигнала се спроводи на потпуно исти начин као у случају стандардног алгоритма за АКМ заснованог на кумулантима шестог реда, без додате комплексности. Ипак, чак и уколико се узме у обзир уведена додатна комплексност, укупне карактеристике алгоритма описане преко броја операција сабирања и множења (уз одсуство било каквих експоненцијалних и логаритамских операција), као и преко меморијских захтева и процесорског времена извршавања, и даље су за неколико редова величина мање у магнитуди у односу на конкуренцију. Ово чини да су предложене модификације, усмерене ка побољшању перформанси алгоритма за АКМ, које су донеле неопходну конкурентност, више него оправдане. У исто време, ово чини предложени метод редукције реда модулације веома атрактивним за будућа истраживања.

У другом делу пете главе је предложен и рекурзивни алгоритам за класификацију *QAM* сигнала са релативно већим бројем симбола, где се врши итеративно понављање процеса редукције реда модулације. Овај алгоритам је тестиран у сличној поставци као основни алгоритам редукције реда модулације, и добијене су јако добре перформансе класификације. У одређеним ситуацијама предложени алгоритам даје боље перформансе чак и у односу на савремене методе које користе дубоке неуралне мреже, врло захтевне по питању коришћених ресурса.

6.2 Допринос дисертације

Резултат ове дисертације у виду новог алгоритма за АКМ представља оригиналан научни допринос у развоју области класификације непознатих телекомуникационих сигнала. Новопредложени метод редукције реда модулације даје непомерена решења и чува статистичке особине зашумљених компоненти сигнала, поред самог редуковања реда модулације. На тај начин предложени метод представља прво решење своје врсте [32], које је јавно публиковано у доступној литератури. Ово решење је тестирано помоћу свеобухватних рачунарских симулација, направљено је поређење са постојећим алгоритмима, и анализирани су показани бенефити предложеног метода.

Поред главног резултата везаног за нови алгоритам који укључује редукцију реда модулације, вредности кумуланата вишег реда за више комплексних констелација су у овој дисертацији представљене по први пут [31]. Такође, АКМ је разматрана у овом контексту, и анализирани су перформансе класификације добијене помоћу симулација, које се у великој мери поклапају са очекиваним теоретским вредностима. У циљу елиминисања потенцијалних нејасноћа које се јављају у постојећој литератури, када су у питању интерпретације од стране различитих аутора које се односе на различите констелације модулисаних сигнала, представљени су и прецизни визуелни и нумерички описи различитих облика констелација.

Предложен је и нови рекурзивни алгоритам који итеративно врши редукцију реда модулације, усмерен ка класификацији сигнала релативно високог реда модулације. Предложени метод је тестиран помоћу рачунарских симулација и показао је изванредне резултате класификације - сличне или боље у односу на постојеће референтне алгоритме из литературе који припадају савременим класама алгоритама за АКМ заснованим на дубоком учењу. Важно је напоменути да су овакве перформансе постигнуте уз коришћење значајно мање рачунарских ресурса - предложени алгоритам има за неколико редова величина мање и рачунске и меморијске захтеве од поменутих модела дубоког учења.

6.3 Отворена питања и правци развоја

Неколико отворених питања у овој дисертацији представља инспирацију за потенцијално веома интересантна даља истраживања. Најпре, могуће је даље разматрање перспектива за побољшање у перформансама алгоритама за АКМ, заснованих на кумулантима шестог реда и редукцији реда модулације,

под захтевнијим условима пропагације (као што су случајеви интерференције, *multipath*-а, и други).

Укључивање и разматрање додатних статистичких обележја, било осталих кумуланата било других статистичких параметара, потенцијално и унутар приступа заснованих на комбиновању ових обележја, представља могућ нови правац развоја. Природно питање које се намеће је такође процена перформанси предложених алгоритама у сценаријима са већим бројем различитих констелација које нису доминантно *QAM* типа. У оваквој поставци би вероватно ваљало истражити потенцијал предложених решења да се користе као део неког већег класификатора, налик на тзв. слаб класификатор који се користи унутар ансамбла слабих класификатора који чине тзв. јак класификатор.

На крају, истраживање могућности за комбиновање предложених нових метода са савременим алгоритмима за АКМ који користе значајно више рачунарских ресурса, у циљу убрзања извршавања или смањења процесорских и меморијских захтева у појединим случајевима примене, представља још један врло интересантан потенцијални правац за даља истраживања.

Литература

- [1] CCITT Recommendation V.32 bis: A duplex modem operating at data signaling rates of up to 14 400 bit/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits, Recommendation V.32 bis. Technical report, Consultative Committee for International Telegraphy and Telephony CCITT, International Telecommunication Union ITU-T, 1991.
- [2] ITU-T Recommendation V.29: Data communication over the telephone network - 9600 bits per second modem standardized for use on point-to-point 4-wire leased telephone-type circuits, Recommendation V.29. Technical report, International Telecommunication Union ITU-T, 1993.
- [3] ITU-T Recommendation V.32: A family of 2-wire, duplex modems operating at data rates of up to 9600 bit/s for use on the general switched telephone network and leased telephone-type circuits, Recommendation V.32. Technical report, International Telecommunication Union ITU-T, 1993.
- [4] Mohamed Abdel-Moneim, Walid El-Shafai, Nariman El-Salam, El-Sayed El-Rabaie, and Fathi Abd El-Samie. A survey of traditional and advanced automatic modulation classification techniques, challenges and some novel trends. *International Journal of Communication Systems*, Jul. 2021.
- [5] Dhamyaa H. Al-Nuaimi, Ivan A. Hashim, Intan S. Zainal Abidin, Laith B. Salman, and Nor Ashidi Mat Isa. Performance of feature-based techniques for automatic digital modulation recognition and classification—a review. *Electronics*, 8(12), Nov. 2019.
- [6] Ahmed K. Ali and Ergun Erçelebi. An m-QAM signal modulation recognition algorithm in AWGN channel. *Scientific Programming*, 2019:1–17, May 2019.
- [7] Sergio Benedetto, Ezio Biglieri, and Valentino Castellani. *Digital Transmission Theory*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1987.
- [8] Henry W. Block and Zhou Fang. A multivariate extension of hoeffding’s lemma. *Annals of Probability*, 16(4):1803–1820, 1988.

- [9] David Brillinger. *Time series. Data analysis and theory. Repr.* SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2001.
- [10] Bruce A. Carlson, Paul B. Crilly, and Janet C. Rutledge. *Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication, 4th edition.* Boston: McGraw-Hill, 2012.
- [11] Weidong Chen and Shaoquan Yang. Recursive classification of mqam signals based on higher order cumulants. *Journal of Electronics (China)*, 19(3):270–275, Jul. 2002.
- [12] John M. Cioffi. *Discrete Data Transmission Basics – Part I: Modulation and Canonical Reception.* Chapters for EE379A: Digital Communications - Signal Processing, available online: <https://cioffi-group.stanford.edu/doc/book/chap1.pdf>, Visited on 03.07.2022.
- [13] Octavia Dobre, Ali Abdi, and Wei Su. Survey of automatic modulation classification techniques: Classical approaches and new trends. *Communications, IET*, 1:137 – 156, May 2007.
- [14] Octavia Dobre, Menguc Oner, Sreeraman Rajan, and Robert Inkol. Cyclostationarity-based robust algorithms for qam signal identification. *IEEE Communications Letters*, 16:12–15, Jan. 2012.
- [15] Xiaodai Dong. *Coherent Signalling and Receiver Diversity for Fading Channels.* PhD thesis, Queen’s University, Kingston, Ontario, Canada, 2000.
- [16] Yahia A. Eldemerdash, Octavia A. Dobre, and Mengüç Öner. Signal identification for multiple-antenna wireless systems: Achievements and challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 18(3):1524–1551, 3rd Quart. 2016.
- [17] Ian Glover and Peter M. Grant. *Digital Communications.* Prentice Hall, 2010.
- [18] I. Goodfellow, Y. Bengio, and A. Courville. *Deep Learning.* Adaptive Computation and Machine Learning series. MIT Press, 2016.
- [19] Lubing Han, Feifei Gao, Zan Li, and Octavia A. Dobre. Low complexity automatic modulation classification based on order-statistics. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 16(1):400–411, Jan. 2017.
- [20] Alharbi Hazza, Mobien Shoaib, Saleh A. Alshebeili, and Alturki Fahad. An overview of feature-based methods for digital modulation classification. In *Proc. 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA)*, pages 1–6, Feb. 2013.

- [21] Jung Hwan Lee, Jaekyum Kim, Byeoungdo Kim, Dongweon Yoon, and Jun Won Choi. Robust automatic modulation classification technique for fading channels via deep neural network. *Entropy*, 19(9), Aug. 2017.
- [22] Xiaofan Li, Fangwei Dong, Sha Zhang, and Weibin Guo. A survey on deep learning techniques in wireless signal recognition. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2019:1–12, Feb. 2019.
- [23] Yu-Chuan Lin and C.-C. Jay Kuo. Classification of quadrature amplitude modulated (QAM) signals via sequential probability ratio test (SPRT). *Signal Processing*, 60(3):263–280, 1997.
- [24] Luokun Liu and Jiadong Xu. A novel modulation classification method based on high order cumulants. *Proc. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, pages 1–5, Sep. 2006.
- [25] Sudhan Majhi, Rahul Gupta, Weidong Xiang, and Savo Glisic. Hierarchical hypothesis and feature-based blind modulation classification for linearly modulated signals. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(12):11057–11069, Dec. 2017.
- [26] K.P. Murphy. *Probabilistic Machine Learning: An Introduction*. Adaptive Computation and Machine Learning series. MIT Press, 2022.
- [27] Vladimir D. Orlić and Miroslav L. Dukić. Automatic modulation classification algorithm using higher-order cumulants under real-world channel conditions. *IEEE Communications Letters*, 13(12):917–919, Dec. 2009.
- [28] Vladimir D. Orlić and Miroslav L. Dukić. Properties of an algorithm for automatic modulation classification based on sixth-order cumulants. In *Proc. XLIV International Scientific Conference - ICEST, Veliko Trnovo, Bulgaria*, pages 635–638, Sep. 2009.
- [29] Vladimir D. Orlić and Miroslav L. Dukić. Automatic modulation classification: Sixth-order cumulant features as a solution for real-world challenges. In *Proc. 20th Telecommunications Forum (TELFOR)*, pages 392–399, Nov. 2012.
- [30] Vladimir D. Orlić and Miroslav L. Dukić. Setting the optimal decision threshold and analysis of impact of sample size on automatic modulation classification based on sixth-order cumulants. In *Proc. International Scientific Conference on Defensive Technologies OTEH, Belgrade, Serbia*, pages 511–515, 2012.
- [31] Marko S. Pajić, Mladen Veinović, and Vladimir D. Orlić. Complex signal constellations in cumulants-based AMC: Statistics and performance. *Telfor Journal*, 13:63–68, Dec. 2021.

- [32] Marko S. Pajić, Mladen Veinović, Miroslav Perić, and Vladimir D. Orlić. Modulation order reduction method for improving the performance of AMC algorithm based on sixth-order cumulants. *IEEE Access*, 8:106386–106394, Jun. 2020.
- [33] Shengliang Peng, Hanyu Jiang, Huaxia Wang, HATHAL Alwageed, and Yu-Dong Yao. Modulation classification using convolutional neural network based deep learning model. In *Proc. 26th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, pages 1–5, Apr. 2017.
- [34] Alan A. Pennacchio, João P. C. L. da Costa, Vítor M. Bordini, Giovani del Gado, and Samuel M. C. L. da Silva. Eigenfilter -based automatic modulation classification with offsets for distributed antenna systems. In *Proc. 34th Simposio Brasileiro Telecomunicacoes Processamento Sinais*, pages 260–261, Jan. 2016.
- [35] John G. Proakis and Masoud Salehi. *Communication Systems Engineering*. Pearson Education. Prentice Hall, 2002.
- [36] James A. Sills. Maximum-likelihood modulation classification for psk/qam. In *MILCOM 1999. IEEE Military Communications. Conference Proceedings*, volume 1, pages 217–220 vol.1, Nov. 1999.
- [37] Mirko Simić, Miloš Stanković, and Vladimir Orlić. Automatic modulation classification of real signals in AWGN channel based on sixth-order cumulants. *Radioengineering*, 2021:204–214, Apr. 2021.
- [38] Chad Spooner. On the utility of sixth-order cyclic cumulants for RF signal classification. In *Proc. 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 890 – 897 vol.1, Dec. 2001.
- [39] Chad Spooner, Apurva Mody, Jack Chuang, and Josh Petersen. Modulation recognition using second- and higher-order cyclostationarity. In *Proc. IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, pages 1–3, Mar. 2017.
- [40] Mandyam D. Srinath, Periagaram K. Rajasekaran, and Ramanarayanan Viswanathan. *An introduction to statistical signal processing with applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [41] Ananthram Swami and Brian M. Sadler. Hierarchical digital modulation classification using cumulants. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):416–429, Mar. 2000.

- [42] Chieh-Fang Teng, Ching-Yao Chou, Chun-Hsiang Chen, and An-Yeu Wu. Accumulated polar feature-based deep learning for efficient and lightweight automatic modulation classification with channel compensation mechanism. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(12):15472–15485, Dec. 2020.
- [43] C. Melvil Thomas, Michael L. Weidner, and Saad Pervez Durrani. Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets. *IEEE Transactions on Communications*, 22:168–180, 1974.
- [44] Hsiao-Chun Wu, Mohammad Saquib, and Zhifeng Yun. Novel automatic modulation classification using cumulant features for communications via multipath channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(8):3098–3105, Aug. 2008.
- [45] Zhilu Wu, Siyang Zhou, Zhendong Yin, Bo Ma, and Zhutian Yang. Robust automatic modulation classification under varying noise conditions. *IEEE Access*, 5:19733–19741, Aug. 2017.
- [46] Lin Yang, Zhi Ji, Xiaodong Xu, Xuchu Dai, and Peixia Xu. Modulation classification in multipath fading environments. In *Proc. 4th International Symposium on Wireless Communication Systems*, pages 171–174, Oct. 2007.
- [47] Tingping Zhang, Cong Shuai, and Yaru Zhou. Deep learning for robust automatic modulation recognition method for IoT applications. *IEEE Access*, 8:117689–117697, Mar. 2020.