



УНИВЕРЗИТЕТ ОДБРАНЕ
ВОЈНА АКАДЕМИЈА
БЕОГРАД



СИНТЕЗА РОБУСНОГ УПРАВЉАЊА ЛАСЕРСКОГ
СИСТЕМА ПРАЋЕЊА
СА КВАДРАНТНОМ ФОТОДИОДОМ

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ментор

редовни професор

др Жарко Барбарић, дипл. инж.

Кандидат

потпуковник

мр Стојадин Манојловић, дипл. инж.

Београд, 2016.



**UNIVERSITY OF DEFENSE
MILITARY ACADEMY
BELGRADE**



**ROBUST CONTROL DESIGN OF LASER
TRACKING SYSTEM
WITH QUADRANT PHOTODIODE
DOCTORAL DISSERTATION**

Mentor

Dr Žarko Barbarić, full professor

Candidate

Lieutenant colonel

Stojadin Manojlović, MSc

Belgrade, 2016.

ЗАХВАЛНИЦА

Желим да се захвалим ментору проф. др Жарку Барбарићу на свеукупној сарадњи и подрици током израде ове дисертације, од настанка идеје до њене коначне реализације.

Посебно се захваљујем колегама са катедре Војноелектронског инжењерства Војне академије на несебичној помоћи, креативној атмосфери и колективном духу, који ће, искрено се надам, наставити да се развија.

Такође, захвалио бих се и проф. др Стевици Граовицу, због коректне сарадње у току мог научноистраживачког рада.

Својој породици дугујем велику захвалност на безрезервном поверењу, разумевању и подрици која је увек постојала, као и на искреној радости због свих заједничких достигнућа, међу која убрајам и овај рад.

САДРЖАЈ

Резиме	i
Abstract	iii
1. Увод.....	1
1.1. Дефинисање проблема и предмета истраживања.....	3
1.2. Претходна истраживања	4
1.2.1. Осетљивост и моделовање КФД	4
1.2.2. Управљање пратећим ГСВ.....	5
1.2.3. Имплементација ADRC контролера	8
1.3. Циљ истраживања, хипотезе и методологија истраживања.....	9
1.4. Структура дисертације.....	11
2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система.....	13
2.1. Оптичко зрачење	13
2.1.1. Видљиви део спектра.....	16
2.1.2. ИЦ зрачење.....	17
2.1.3. Ласерско зрачење.....	19
2.1.3.1. Особине ласерског зрачења	21
2.1.3.2. Параметри и трансформација Гаусовог ласерског снопа.....	23
2.2. Утицај атмосфере на оптичко зрачење.....	26
2.3. Општа структура оптоелектронских система.....	27
2.4. Војни оптоелектронски системи	30
2.4.1. Ласерско вођење	35
2.4.2. Оптоелектронске пратеће ГСВ.....	38
3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД	43
3.1. Фотодетектори	43
3.2. Параметри и типови фотодиодних детектора.....	45
3.2.1. Параметри фотодиодних детектора	45
3.2.2. Типови фотодиодних детектора	48
3.3. Фотодиодни детектори позиције.....	49
3.4. Позиционирање са КФД	51
3.5. Сигнали позиционирања.....	54
3.5.1. Гаусова расподела ирадијансе	56
3.5.2. Униформна расподела ирадијансе	57
3.6. Нове релације за сигнале позиционирања	54
3.7. Анализа сигнала позиционирања.....	62
3.8. Симулација ласерске пратеће ГСВ	66
3.8.1. Симулациони модели КФД.....	68
3.9. Анализа резултата симулација	69
3.9.1. Сценарио 1: Стационарни циљ.....	69
3.9.2. Сценарио 2: Циљ се креће само у вертикалној равни	70
3.9.3. Сценарио 3: Циљ се креће по кружној путањи.....	71

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја	73
4.1. Основне идеје ADRC.....	73
4.1.1. Нелинеарни диференцијатор	77
4.1.2. Нелинеарни ПИД	78
4.1.3. Тотални поремећај	79
4.1.4. Проширени опсервер стања	81
4.1.5. Активна компензација поремећаја	82
4.2. Пројектовање ADRC	84
4.3. Робусност ADRC	89
4.4. Примена ADRC	95
5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ	97
5.1. Стабилизација и управљање претећим ГСВ	97
5.2. Ласерска пратећа ГСВ са КФД и жироскопским погоном.....	100
5.3. Формулација тоталног поремећаја.....	103
5.4. Пројектовање ADRC контролера.....	106
5.5. Фреквенцијска анализа	108
5.6. Симулациони модел и резултати симулација.....	112
5.6.1. Позиционирање ГСВ на непокретан циљ.....	113
5.6.2. Праћење циља у вертикалној равни у присуству вибрација платформе.....	114
5.6.3. Праћење маневришућег циља по циркуларној трајекторији.....	116
6. Имплементација ADRC контролера на FPGA	118
6.1. Карактеристике FPGA платформи и њихово програмирање	118
6.1.1. Spartan-3A Starter Kit развојна платформа	121
6.1.2. Програмирање FPGA платформи.....	122
6.2. Имплементација контролера на FPGA	124
6.3. Пројектовање ADRC контролера у дискретном домену	126
6.4. Пројектовање ADRC контролера у XSG-у.....	124
6.5. Тестирање ADRC контролера применом хардверске косимулације.....	137
7. Закључак.....	142
Литература.....	144
Списак слика.....	155
Списак табела	157
Списак скраћеница	158
Списак ознака	160

Резиме

Одлика савремених ракетних система је велика ефикасност и поузданост, која подразумева примену нових теоријских и технолошких достигнућа, а са друге стране увек се тежи што економичнијим решењима. Међу најпрецизније ракетне системе данашњице убраја се ласерски вођено оружје, чија прецизност у највећој мери зависи од примењеног система вођења и управљања. Допринос ове дисертације се огледа у пројектовању ефикасног, али уједно и економичног система управљања ласерском главом за самовођење, као једном од најважнијих компонената система вођења и управљања, на бази савремених техника аутоматског управљања и примени модерних алата за пројектовање и имплементацију управљачких алгоритама.

У дисертацији је описано пројектовање робусног управљања ласерског система праћења применом концепта са активном компензацијом поремећаја. Као објекат управљања разматрана је ласерска пратећа глава за самовођење са квадрантном фотодиодом као сензором.

Посебно је разматрана осетљивост квадрантне фотодиоде преко интензитета сигнала позиционирања који се формирају применом различитих алгоритама. Предложене су нове релације за прорачун сигнала позиционирања којима се осетљивост квадрантне фотодиоде значајно повећава. Формирани су детаљни симулациони модели квадрантне фотодиоде са стандардним алгоритмом, алгоритмом који користи два квадранта по оси и новим алгоритмом за прорачун сигнала позиционирања. Симулациони модели квадрантне фотодиоде су укључени у петљу управљања ласерске главе за самовођење, и на основу симулационих резултата је показано да се применом новог алгоритма постиже праћење циљева са мањим грешкама у обе равни, у односу на стандардни алгоритам.

Проблеми позиционирања главе за самовођење на ласером озрачени стационарни циљ и праћење маневришућих циљева формулисани су као проблеми компензације тоталног поремећаја, у који су укључени нелинеарност квадрантне фотодиоде, маневар циља, варијације параметара и вибрације тела ракете. Изведен је модел система у простору стања на основу кога су пројектовани линеарни проширени опсервер стања и генерализовани линеарни проширени опсервер стања за естимацију тоталног поремећаја и његових виших извода. На основу концепта са активном компензацијом поремећаја формиране су управљачке структуре са линеарним проширеним опсервером стања и генерализованим линеарним проширеним опсервером стања за компензацију тоталног поремећаја. Стабилност предложених структура и њихове перформансе по питању потискивања тоталног поремећаја анализирани су у фреквенцијском домену. Ефикасност

компензације тоталног поремећаја демонстрирана је кроз симулације сценарија позиционирања главе за самовођење на непокретни циљ и сценарије праћења маневришућих циљева у присуству вибрација тела ракете.

На основу дискретних форми применом *Xilinx's System Generator*TM-а (*XSG*) формирани су симулациони модели предложених контролера узимајући у обзир ограничења реалног хардвера, као и њихова имплементација на конкретну *FPGA (Field Programmable Gate Array)* платформу. Перформансе контролера су тестиране применом хардверске косимулације, при чему се алгоритми управљања извршавају на реалном хардверу, док остале компоненте система чине симулационо окружење реализовано у *Simulink*-у.

Кључне речи: ласерски систем праћења, квадрантна фотодиода, сигнали позиционирања, робусно управљање, управљање са активном компензацијом поремећаја, линеарни проширени опсервер стања, генерализовани проширени опсервер стања, *Field Programmable Gate Array - FPGA*, *Xilinx's System Generator*, хардверска косимулација.

Abstract

The main characteristics of modern rocket systems are high efficiency and reliability, which suppose implementation of novel theoretical and technological achievements, but with as economic solutions as possible. Among others, the laser guided missiles are the most precise weapons of nowadays, whose precision mainly depends on implemented guidance and control system. The main contribution of this dissertation is design of efficient and economic control system of homing seeker as one of the main components of guidance and control system, based on modern control techniques and tools for design and implementation.

Robust control design of laser tracking system based on the principle of active disturbance rejection control (ADRC) is described in this dissertation. Laser seeker with quadrant photodiode (QPD) is analyzed as object of control.

The QPD sensitivity is analyzed through displacement signals generated by different algorithms. New relationships for displacement signals, which significantly increase QPD sensitivity, are suggested. The detailed models of QPD with standard add-subtract, difference-over-sum and new diagonal-difference-over-sum algorithms for displacement signals are formed. The simulation models of QPD are included in the seeker control loop, and it is shown that with new algorithm for displacement signals, better target tracking accuracy is achieved, with lower angular errors in both, horizontal and vertical planes, than with standard algorithm.

The problem of seeker positioning to laser designated stationary target or tracking of manoeuvring targets is formulated as problem of total disturbance rejection. Non-linearity of a photodetector, target manoeuvre, parameter perturbations and exterior disturbances are treated as a total disturbance. State space model of the system is derived, and based on that model, linear extended state observer (LESO) and generalised linear extended state observer (GLESO) for total disturbance and its higher order derivatives estimation, are designed. Based on the ADRC concept, control structures with LESO and GLESO for total disturbance rejection are formed. Stability characteristics and total disturbance rejection performances of proposed structures are analyzed in frequency domain. Efficiency of total disturbance rejection is demonstrated through simulations of seeker positioning to stationary target and tracking of manoeuvring targets scenarios in presence of missile body vibrations.

Proposed ADRC controllers are discretized and their discrete simulation models are formed. Furthermore, using *Xilinx's System Generator*TM-a (XSG) ADRC controllers are designed and implemented on the *Field Programmable Gate Array (FPGA)* platform. The controllers' performances are tested in hardware co-simulation, where control algorithms are

performed on the real hardware, and the other system components are realized in Simulink environment.

Key words: laser tracking system, quadrant photodiode - QPD, displacement signals, robust control, active disturbance rejection control - ADRC, linear extended state observer - LESO, generalized linear extended state observer - GLESO, Field Programmable Gate Array - FPGA, Xilinx's System Generator - XSG, hardware co-simulation.

1. Увод

Појава вођеног оружја у прошлом веку довела је до револуције у извођењу борбених дејстава на свим нивоима, од стратегијског до тактичког. Савремени борбени системи ове врсте одликују се високим степеном аутоматизације, великим дометом и великом прецизношћу, како у борби са непокретним, тако и са покретним, односно маневришућим циљевима. У односу на остале компоненте ових система, доминантан утицај на њихову прецизност имају системи вођења и управљања (СВУ), тако да је пројектовање СВУ једна од најдинамичнијих дисциплина.

СВУ високих перформанси су специфични системи аутоматског управљања, чије пројектовање подразумева мултидисциплинарни приступ, који обједињује достигнућа из многих области, као што су теорија и технологија аутоматског управљања, обрада сигнала, телекомуникације, радарска техника, оптика, електроника, микроелектроника, рачунарска техника, и др. Повезивање различитих научних области временом је довело до појаве потпуно нових дисциплина са циљем постизања што ефикаснијих резултата. Типичан пример је оптоелектроника, која обједињујући достигнућа из две релативно удаљене области, оптике и електронике, пружа потпуно нова решења у односу на класичну оптику. Међу најзначајнија достигнућа из домена оптоелектронике, али и науке двадесетог века уопште, убрајају се термовизија и ласер, који су нашли широку примену како у цивилним (комерцијалним, научним) тако и у војним системима.

Интеграцијом оптоелектронских компонената перформансе војних система су значајно побољшане, нарочито по питању прецизности. Типичан пример је ласерски вођено оружје (бомбе, пројектили и ракете) које се, од појаве почетком седамдесетих година прошлог века до данас, сматра једним од најпрецизнијих борбених средстава.

Најзначајнији склоп СВУ-а ових система је глава за самовођење (ГСВ), која врши детекцију, захват и праћење циља. Обављајући ове функције ГСВ непрекидно генерише сигнале помоћу којих се пројектил усмерава на циљ по одговарајућој методи вођења. За реализацију савремених метода вођења неопходно је познавање што више кинематичких параметара циља. Због ограниченог простора за смештај сензора у ГСВ, могуће је мерење релативно малог броја величина, тако да закони вођења поред алгоритама оптималне филтрације мерних садрже и алгоритме оптималне естимације немерљивих параметара. Најсадржајнији параметри код самовођења су угао и угаона брзина линије визирања циља (ЛВЦ), релативно растојање до циља и брзина приближавања. Угаону брзину ЛВЦ могуће

је мерити само применом покретних пратећих ГСВ (или само пратећих ГСВ). Поред тога, активним пратећим ГСВ могуће је додатно мерење релативног растојања и брзине приближавања, док се са полуактивним може додатно добити информација само о брзини приближавања.

За детекцију и праћење циљева у ваздушном простору највише се примењују ГСВ које користе електромагнетску енергију из радарског, видљивог и инфрацрвеног (ИЦ) дела спектра. У односу на радарске ГСВ, телевизијске (ТВ) и ИЦ ГСВ су много осетљивије на метеоролошке услове и ометање, али су зато знатно мањих димензија, прецизније су и раде у пасивном режиму. Посебну групу чине ласерске ГСВ, које раде у активном или полуактивном режиму, малих су димензија, компактне конструкције и представљају важну компоненту СВУ данас најпрецизнијег вођеног оружја за борбу на тактичком нивоу.

У овој тези представљено је истраживање могућности примене концепта управљања са активном компензацијом поремећаја (*Active Disturbance Rejection Control - ADRC*) за управљање ласерском пратећом ГСВ са квадрантном фотодиодом (КФД) као сензором. Концепт ADRC је релативно нов и потпуно оригиналан приступ управљању системима, који у односу на емпиријски приступ пружа ефикаснија решења, док је у односу на класичне и модерне теорије управљања знатно практичнији. ADRC се одликује високим степеном робусности и једноставном структуром, при чему се захтевају минималне информације о моделу објекта управљања, што су основни мотиви за његову примену. Због малих габарита, једноставне електронике за обраду сигнала, великог динамичког опсега и ниске цене као сензор је анализирана КФД, при чему је посебно разматрана њена осетљивост која значајно утиче на квалитет праћења. У односу на софтверска решења, као што је примена *DSP (Digital Signal Processor)*, *FPGA (Field Programmable Gate Array)* платформе представљају алтернативно хардверско решење за имплементацију управљачких алгоритама. Модерни развојни алати као што је *XSG (Xilinx's System Generator)* омогућавају анализу и синтезу на системском нивоу, при чему се све фазе, од пројектовања, симулације, тестирања до непосредне имплементације решења на FPGA чипове могу вршити из истог програмског окружења, као што је на пример инжењерима близак MATLAB/Simulink програмски пакет. На тај начин се значајно скраћује трајање процеса од појаве идеје до њене практичне реализације.

1.1. Дефинисање проблема и предмета истраживања

Специфична конструкција, која проистиче из специфичне намене оружја као што су ласерски вођене бомбе, пројектили и ракете намеће строга ограничења по питању димензија, тежине, потрошње енергије и цене (*Size Weight Power and Cost Constraints - SWPa\$*) свих компонента ових система, од погонске групе, бојеве главе, тела пројектила до СВУ. Осим тога, при гађању брзо покретних циљева, вођене ракете врше веома захтевне маневре, тако да током лета све компоненте трпе велика оптерећења.

Ласерска пратећа ГСВ, као део СВУ, представља засебан подсистем од кога се захтева ефикасно праћење циља у веома сложенем окружењу. Основне компоненте ГСВ су координатор циља и систем управљања, кога чине сервосистеми праћења у хоризонталној и вертикалној равни. Координатор циља се састоји од детектора и одговарајуће електронике за формирање сигнала позиционирања циља у видном пољу детектора. Овим сигнаlima се активирају сервосистеми за управљање конструкцијом на којој је монтиран детектор тако да се оптичка оса ГСВ непрекидно усмерава ка циљу, односно поклапа са ЛВЦ.

Узимајући у обзир наведено, проблем који се разматра у овом раду је управљање просторном оријентацијом оптичке осе ласерске пратеће ГСВ са КФД као сензором, у сложенем окружењу које се манифестује кроз постојање поремећајних ефеката као што су: маневар циља, вибрације платформе на којој је монтирана ГСВ (тело ракете), нелинеарност и мерни шумови детектора, унакрсне везе између канала управљања, неодређеност параметара и немоделивана динамика компонената система.

У складу са дефинисаним проблемом, предмет истраживања је пројектовање робусног система управљања ласерске ГСВ са сензором (КФД) монтираним на карданску платформу за праћење циљева по азимуту и елевацији. ГСВ се састоји од оптичких, електронских и механичких компонената, при чему свака од њих утиче на перформансе целокупног система. Као засебна компонента система разматраће се КФД са циљем повећања њене осетљивости. Ради примене концепта ADRC истраживање у овој тези је усмерено на формулисање тоталног поремећаја и пројектовање робусних контролера који, на основу сигнала позиционирања из КФД, врше естимацију и компензацију тоталног поремећаја у реалном времену, чиме се грешке праћења у обе равни могу свести на задовољавајући ниво.

1.2. Претходна истраживања

1.2.1. Осетљивост и моделовање КФД

КФД је због својих добрих особина, као што су мали габарити, једноставна електроника за обраду сигнала, широк динамички мерни опсег и ниска цена један од најзаступљенијих сегментних фотоосетљивих детектора позиције. Због нелинеарне карактеристике ови детектори се ређе користе за врло прецизна мерења позиције, већ у ласерским системима за аутоматско усмеравање и праћење [29].

За дводимензионо позиционирање са КФД потребно је да се ласерско зрачење фокусира у спот који обухвата сва четири сегмента диоде. У том случају КФД генерише четири струјна сигнала на основу којих се формирају сигнали позиционирања ласерског снопа у хоризонталној и вертикалној равни [19]. Интензитети ових сигнала, односно осетљивост КФД као детектора сигнала грешке, значајно утичу на динамичке карактеристике сервосистема за аутоматско позиционирање [27, 28].

Извођење аналитичких израза за сигнале позиционирања подразумева примену одговарајућег алгоритма уз претпоставке о функцији расподеле ирадијансе ласерског зрачења на површини фотодиоде, облику спота и угаоном положају КФД. При прорачунима са Гаусовом или *sinc* расподелом ирадијансе подразумева се спот бесконачних димензија, док су димензије спота за константну (униформну) расподелу ирадијансе коначне, при чему се за спот усваја кружни или елиптични облик [7, 26]. Међутим, у [16] је на основу теоријске анализе и експерименталних резултата показано да на осетљивост КФД доминантни утицај има алгоритам за прорачун сигнала позиционирања.

Позната су два типа алгоритама за прорачун сигнала позиционирања: *стандардни алгоритам*, који користи сва четири квадранта по оси, при чему се координатне осе КФД поклапају са процепима између квадраната, и *дијагонални алгоритми* који користе два квадранта по оси, а координатне осе КФД и процепи између квадраната међусобно заклапају угао од 45° [13]. Утицај угла закренутости КФД на њену осетљивост анализиран је у [15], где је показано да осетљивост КФД постаје максимална за угао од 45° . Поређењем сигнала позиционирања, које је извршено у [16], може се видети да карактеристика КФД постаје нелинеарнија применом дијагоналних алгоритама, али се њена осетљивост знатно повећава, и у околини координатног почетка је приближно $\sqrt{2}$ пута већа у односу на стандардни алгоритам.

Сигнали позиционирања који се формирају на основу сигнала са дијагоналних квадраната КФД, при чему диода није закренута, предложени су у [22, 23], а нормализована форма ових израза за кружни облик спота и униформну расподелу ирадијансе изведени су у [24]. Анализом ових израза уочава се спрега (*coupling*) између оса, па позиционирање у x - y равни директном применом ових сигнала није могуће [7]. Један део истраживања у овој дисертацији посвећен је формулацији нових релација за сигнале позиционирања на бази израза датих у [24], са циљем да се осетљивост КФД повећа без закретања диоде.

У литератури је математички модел КФД најчешће дат у виду израза за сигнале позиционирања, који су функције координата центра спота, а различити алгоритми се пореде на основу тих сигнала, при чему се КФД разматра као засебна компонента [15, 16, 20]. Ради анализе утицаја алгоритама за прорачун сигнала позиционирања на квалитет праћења, потребно је формирати одговарајуће симулационе моделе КФД који ће бити део комплетног модела система праћења. На тај начин је могућа анализа утицаја примењеног алгорита на основу квантитативних показатеља, као што су грешке праћења у вертикалној и хоризонталној равни, за различите сценарије.

1.2.2. Управљање пратећим ГСВ

У односу на непокретне ГСВ (*strapdown seekers*), сензори пратећих ГСВ су најчешће монтирани на двоосну карданску конструкцију (*gimballed seekers*), која омогућава његову оријентацију у простору независно од тела ракете и могућност директног мерења угла и угаоне брзине ЛВЦ у инерцијалном координатном систему [105, 106].

Карданска двоосна платформа је веома захтеван објекат управљања због постојања спреге између рамова (*cross-couplings*) која је последица неизбалансираности конструкције, али и због тзв. статичке неизбалансираности, због које се на конструкцију ГСВ преносе поремећајни моменти изазвани транслаторним и угаоним маневрима ракете. Моделовање ових појава захтева сложено математичку анализу и познавање великог броја параметара [107, 108, 109]. Поред тога, и динамика релативног кретања циља који се прати представља поремећајни фактор окружења у којем функционше ГСВ.

Систем управљања треба да обезбеди ефикасно праћење циља и стабилизацију ГСВ, односно њену изолацију од поремећајних момената. У односу на реализације код којих се у петљи стабилизације користе брзински жироскопи, знатно боља стабилизација ГСВ постиже се употребом карданске платформе са тешким прецесионим слободним

жироскопом монтираним на унутрашњи рам због особине слободног жироскопа да не мења оријентацију у простору [9, 12, 104].

У литератури су представљене различите реализације управљања пратећим системима са двоосном карданском платформом, које се заснивају на класичним и модерним приступима пројектовања контролера.

Због једноставне структуре класични ПИ (пропорционално-интегрални) и ПИД (пропорционално-интегрално-диференцијални) контролери су и даље доста заступљени. Међутим, да би се постигле задовољавајуће перформансе потребно је извршити одговарајуће модификације класичног ПИД управљања. Примена каскадног управљања у петљи стабилизације ГСВ предложена је у [108]. Каскадно управљање се остварује увођењем локалне повратне спреге око актуатора са додатним ПИ контролером у директној грани. На овај начин се значајно побољшавају перформансе система стабилизације и управљања у присуству вибрација и маневара ракете у односу на класичну ПИД структуру.

Једно решење са адаптивним fuzzy-ПИД контролером описано је у [111], где се у зависности од динамике угаоног кретања тела ракете применом једноставног алгоритма врши самоподешавање параметара контролера. У поређењу са класичним ПИ контролером, применом адаптивног fuzzy-ПИД контролера остварују се боља стабилизирајућа својства у присуству поремећајних момената као и бржа реакција система са мањим прескоком у одскочном одзиву.

Примена робусног управљања подразумева формулацију проблема стабилизације и управљања ГСВ у виду проблема H_∞ оптимизације. Ослањајући се на комплетан математички модел објекта управљања у [113] је описана робусна управљачка структура са два степена слободе за управљање ГСВ у режиму скенирања, која се састоји од контролера за робусну стабилизацију (*feedback controller*) и контролера за ефикасно праћење референце (*feedforward controller*). На бази линеаризованог модела у [114] је пројектован H_∞ робусни контролер у простору стања, затварањем повратне спреге по мерљивим излазима, односно угловима оријентације ГСВ у вертикалној и хоризонталној равни.

Узимајући у обзир унакрсно деловање између рамова и варијације параметара у [112] је изведен математички модел троосне платформе у форми погодној за пројектовање робусних контролера. На основу изведеног модела пројектовани су H_∞ контролери у комбинацији са Калмановим филтерима за стабилизацију и fuzzy-ПИД контролери у

петљама праћења. Показано је да у присуству комбинованог поремећаја систем обезбеђује прецизно праћење са великом брзином одзива.

Оптимални *LQG/LTR* (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*) контролер у смислу минимизације критеријумске функције која је дефинисана помоћу параметара система из фреквенцијског домена предложен је у [115], при чему су поремећаји и шумови сензора моделовани као стохастички улази.

Како је модел карданске двоосне платформе изразито нелинеаран и са спрегнутом динамиком између оса, за пројектовање система стабилизације ГСВ може се ефикасно применити клизно управљање (*sliding mode control*) [116], или његове модификације ради елиминације нежељених високофреквентних осцилација у одзиву које се јављају код примене класичног клизног управљања [117].

Примена *FF* (*feedforward*) управљања за компензацију поремећаја је ограничена због неопходности познавања модела поремећаја, али и због тога што се при пројектовању као резултат често добијају контролери који се не могу реализовати. Једно решење за потискивање поремећаја код стабилизације ГСВ применом адаптивног *FF* управљања предложено је у [118], при чему се адаптација врши употребом неуралне мреже.

Емпиријски приступ, коме припада ПИД управљање, не захтева прецизан модел система и одликује се једноставном структуром. У односу на емпиријски приступ, модерне технике управљања, као што су оптимално, адаптивно или робусно управљање обезбеђују знатно боље перформансе, али им ефикасност у највећој мери зависи од прецизности математичког модела система. Са друге стране, иако не захтевају познавање модела, код примене *fuzzy* логике или неуронских мрежа највећи изазов је дефинисање *fuzzy* правила, односно структуре неуронске мреже, при чему је у оба случаја структура контролера релативно сложена [40, 117].

Концепт *ADRC* представља нови приступ у пројектовању управљачких система, који обједињује добре особине емпиријског приступа (не захтева прецизан математички модел) и модерних техника (примена опсервера и нелинеарне повратне спреге), при чему су *ADRC* контролери једноставне структуре [42]. С обзиром на разноврсност успешне примене *ADRC*-а [91-102], може се закључити да овај концепт пружа ефикасну алтернативу досадашњим методама. У радовима [119] и [120] анализирана је примена *ADRC* концепта у оптоелектронским системима праћења и показано је да се у поређењу са ПИ и ПИД контролерима, остварује значајно смањење грешака праћења у присуству типских поремећаја.

У овој дисертацији је анализирана могућност примене концепта ADRC у решавању специфичног проблема стабилизације и управљања ласерском ГСВ са КФД као детектором, која у литератури није разматрана.

1.2.3. Имплементација ADRC контролера

Комбинација FPGA платформи новије генерације и модерних развојних алата данас представља веома погодно окружење за пројектовање, симулацију, тестирање и имплементацију сложених управљачких алгоритама [124]. У зависности од начина реализације система управљања, FPGA плоче могу бити само подршка централном процесору за извршавање периферних функција, или се на њима може реализовати комплетан управљачки део.

Примена FPGA за имплементацију ADRC контролера разматрана је у многим радовима. У [127] ADRC контролери за управљање индукционим мотором реализовани су помоћу DSP-а и FPGA, при чему се главни алгоритам извршава на DSP, док су остале компоненте као што су *PWM (Pulse Width Modulation)* генератор, улазно/излазна комуникација и др., реализоване на FPGA.

Модул за дигитално ADRC управљање DC-DC претварачима снаге у системима за расподелу и дистрибуцију електричне енергије описан је у [128]. Комплетан модул, који укључује управљачки алгоритам, PWM генератор, комуникациони интерфејс, меморију и уграђени *soft* процесор Nios, реализован је на FPGA. Програмирање плоче вршено је применом програмског језика VHDL-а (*VHSIC Hardware Description Language*).

Реализација ADRC алгоритма на FPGA за управљање *MEMS (Micro Electro-Mechanical System)* жirosкопом приказано је у [129]. Због великих вредности параметара контролера и обсервера, ADRC је имплементиран у аритметици са покретним зарезом (*floating-point arithmetic*), док је програмирање извршено помоћу VHDL-а.

За управљање веома брзим процесима у суперпроводном радио-фреквенцијском резонатору у [130] је примењен линеарни ADRC који је реализован на FPGA. Константовано је да се применом аритметике са фиксним зарезом (*fixed point arithmetic*), уз веће фреквенције одабирања може постићи иста тачност као и са *floating-point* аритметиком.

Дигитална хардверска имплементација нелинеарног ADRC-а за управљање паралелним манипулатором представљена је у [131]. Све компоненте, као што су генератор трајекторије, линеарни ESO и нелинеарно ПД (пропорционално-диференцијално) управљање имплементирано је на FPGA користећи фиксну аритметику, а

нелинеарна функција *fal* апроксимирана је део-по-део линеарним сегментима. Комплетан систем је тестиран применом косимулације, при чему је манипулатор моделован у Simulink-у, а за симулацију контролера коришћен је *HDL (Hardware Description Language)* симулатор *Modelsim*.

За разлику од претходних приступа, у [132] је на примеру брзинског сервосистема описан поступак пројектовања и имплементације ADRC контролера применом XSG-а. Демонстрирана је ефикасност ADRC управљања у компензацији поремећаја, али и предности пројектовања у XSG-у.

1.3. Циљ истраживања, хипотезе и методологија истраживања

Општи циљ истраживања у овој дисертацији је да се пројектује робусни систем управљања ласерском пратећом ГСВ високих перформанси по питању праћења уз поштовање ограничења по питању димензија, тежине, потрошње енергије и цене. У том циљу идеја је да се анализира систем са стандардним компонентама (КФД, карданска платформа), али да се применом нових алгоритама побољшају како њихове појединачне перформансе, тако и перформансе система у целини. Сходно томе дефинисани су следећи парцијални циљеви: повећање осетљивости КФД која значајно утиче на динамику праћења, пројектовање ADRC контролера за ефикасну компензацију тоталног поремећаја и имплементација ADRC контролера на FPGA платформу.

Полазећи од опште хипотезе да се проблем ласерског праћења може ефикасно решити применом концепта ADRC, постављене су следеће хипотезе:

- могуће је значајно повећати осетљивост КФД применом нових алгоритама за прорачун сигнала позиционирања,
- могуће је естимирати динамику циља применом линеарног проширеног опсервера стања (*Linear Extended State Observer - LESO*) на основу сигнала позиционирања, при чему је маневар циља укључен у састав тоталног поремећаја,
- могуће је смањење грешака праћења и ефикаснија стабилизација оптичке осе система естимацијом виших извода тоталног поремећаја применом генерализованог линеарног проширеног опсервера стања (*Generalised LESO - GLESO*),
- може се извршити веродостојна оцена перформанси предложених контролера у случају њихове имплементације на реалну FPGA платформу на основу модела реализованих помоћу *Xilinx's System Generator™*-а (XSG).

У спроведеном истраживању могу се издвојити три целине. Прва целина је позиционирање ласерског снопа помоћу КФД, друга се односи на примену концепта ADRC за управљање ласерском пратећом ГСВ, а у трећој се разматра примена развојних алата за имплементацију контролера на FPGA платформе и њихово тестирање на реалном хардверу. Преглед релевантне литературе за сваки сегмент разматране проблематике дат је у одговарајућим поглављима, а литература је одабрана тако да омогући систематичан увид у постојећа теоријска и технолошка достигнућа.

Теоријском анализом феномена детекције рефлектованог ласерског зрачења помоћу КФД формиран су математички модели КФД у виду математичких израза за сигнале позиционирања који се добијају применом различитих алгоритама. У програмском пакету MATLAB/Simulink су на основу ових израза развијени симулациони модели детектора у које је укључен и феномен ограниченог видног поља. Ефикасност примењених алгоритама за прорачун сигнала позиционирања анализирана је на основу резултата симулације сценарија позиционирања ГСВ на непокретни циљ и праћења маневришућих циљева.

На основу модела појединих компонената и структурног дијаграма система праћења ласерске ГСВ са КФД формиран је одговарајући модел у простору стања као основа за пројектовање контролера. Ради примене ADRC-а модел је преформулисан тако да су нелинеарност КФД, маневар циља, вибрације платформе и неодређеност параметара укључени у тотални поремећај. Затим су пројектовани континуални ADRC контролери са LESO-м и GLESO-м за естимацију и компензацију тоталног поремећаја. Оцена перформанси система праћења са предложеним контролерима по питању стабилности и робусности извршена је у фреквенцијском домену на основу амплитудских и фазних фреквенцијских карактеристика одговарајућих функција преноса. Анализа система у временском домену спроведена је на основу резултата симулација позиционирања ГСВ на непокретни циљ и праћења маневришућих циљева у присуству поремећајних момената услед вибрација платформе, при чему је као показатељ квалитета разматрана величина грешака праћења у обе равни.

Дискретизацијом континуалних ADRC контролера, уз адекватан избор методе и периоде дискретизације, формиран су њихови дискретни еквиваленти. Контролери су затим пројектовани применом XSG-а при чему су параметри и сигнали представљени у дигиталном формату са непокретним зарезом и одговарајућом дужином речи. Пројектовани контролери су имплементирани на FPGA непосредним програмирањем чипа из XSG-а, а тестирање перформанси имплементираних контролера извршена је применом хардверске косимулације. У хардверској косимулацији алгоритми управљања се

извршавају на реалном хардверу, док остале компоненте система чине симулационо окружење реализовано у Simulink-у. При томе размена података између рачунара и FPGA плоче се врши у реалном времену преко одговарајућег интерфејса.

Резултати истраживања су објављени у међународним научним часописима и на међународним конференцијама из области оптике и аутоматског управљања.

1.4. Структура дисертације

Докторска дисертација је организована у седам поглавља. У **првом**, уједно уводном поглављу дефинисан је проблем и предмет истраживања, дат је преглед досадашњих истраживања из разматраних области, затим циљеви, хипотезе и методологија истраживања као и структура дисертације.

У **другом поглављу** описани су основни физички принципи на којима се заснива рад оптоелектронских система и фактори који утичу на простирање оптичког зрачења. Посебно су анализирани системи са ласерским вођењем и дата је структура система праћења циља као најважнијег склопа на ласерски вођеним оружјима. Дефинисани су задаци које треба да испуни ласерски пратећи систем типичан за војне примене, како са аспекта функције праћења, тако и у погледу компензације различитих поремећаја.

Позиционирање помоћу фотодиодних детектора, са детаљном анализом принципа рада КФД разматрано је у **трећем поглављу**. Предложене су нове релације за сигнале позиционирања које обезбеђују повећање осетљивости детектора. На основу одговарајућих симулационих модела КФД за различите алгоритме обраде сигнала извршена је симулација рада ласерске пратеће ГСВ и анализиран утицај алгоритама за формирање сигнала позиционирања на динамичке карактеристике система.

Основне идеје ADRC-а, поступак пројектовања контролера и робусност целокупне структуре описана је у **четвртом поглављу**. Кроз преглед одговарајуће литературе приказана је разноврсност примене овог концепта као и нова решења и модификације ADRC-а ради побољшања његових перформанси.

У **петом поглављу** проблем праћења циља ласерском ГСВ формулисан је као ADRC проблем. На основу динамичког модела ласерске ГСВ са КФД на карданској платформи са жироскопским погоном дефинисана је структура тоталног поремећаја. Пројектовани су робусни контролери са LESO-м и GLESO-м за естимацију и активну компензацију тоталног поремећаја. Формиран је детаљан симулациони модел ГСВ и анализирана ефикасност позиционирања ГСВ на непокретни циљ, као и праћење маневришућих циљева у присуству вибрација тела ракете на коју је ГСВ монтирана.

Кратак опис архитектуре и програмирања FPGA платформи као и основна правила за пројектовање контролера ради оптималног искоришћења расположивих ресурса дати су у **шестом поглављу**. ADRC контролери са LESO-м и GLESO-м су пројектовани у дискретном домену. На основу модела контролера формираних помоћу XSG-а извршено је тестирање њихових перформанси у случају имплементације на конкретну FPGA плочу применом хардверске косимулације.

Закључци и предлози за даљи рад су сумирани у последњем, **седмом поглављу**.

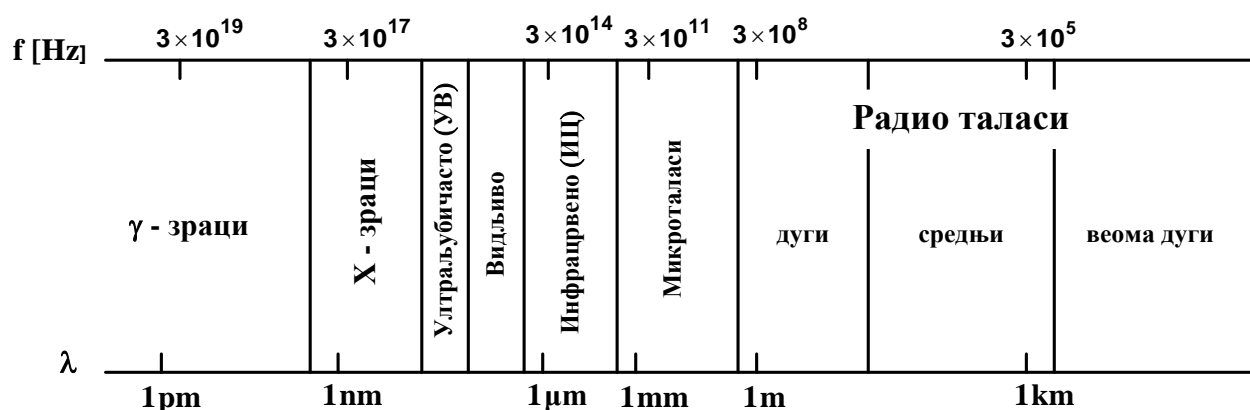
На крају дисертације дати су списак литературе, списак слика, списак табела, списак скраћеница као и списак коришћених ознака.

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

У овом поглављу описани су основни физички принципи на којима се заснива рад оптоелектронских система и фактори који утичу на простирање оптичког зрачења. Како се у војним системима вођења и самовођења ретко примењују системи из ултраљубичастог (УВ) дела спектра, обрађене су само карактеристике видљивог, ИЦ и ласерског зрачења. Истакнуте су специфичности војних оптоелектронских система, а посебно су анализирани системи са ласерским вођењем. Дата је структура система праћења циља као најважнијег склопа на ласерски вођеним оружјима, који овим борбеним средствима обезбеђује високу прецизност. Дефинисани су задаци које треба да испуни ласерски пратећи систем типичан за војне примене, како са аспекта функције праћења, тако и у погледу компензације поремећаја различите природе.

2.1. Оптичко зрачење

Према схватању модерне науке, оптичко зрачење обухвата, поред видљивог, део УВ и део ИЦ електромагнетског спектра. На слици 2.1 приказан је електромагнетски спектар са условним границама између појединих области [1].



Слика 2.1 Део електромагнетског спектра [1]

За разлику од X-зрачења и γ -зрачења код којих је доминантна честична природа, или радио зрачења, које има доминантно таласну природу, код оптичког зрачења је изражена дуална природа електромагнетског зрачења.

Оптичко зрачење се дели на [2]:

- УВ: од 10 nm до 390 nm,
- видљиво: од 390 nm до 770 nm,
- ИЦ: од 770 nm до 1 mm.

УВ зрачење се дели на далеко УВ (10 – 200 nm), средње УВ (200 – 300 nm) и блиско УВ (300 – 390 nm) зрачење. Такође, ИЦ зрачење се дели на блиско ИЦ (770 nm - 3μm), средње ИЦ (3 – 6 μm), далеко ИЦ (6 – 15 μm) и веома далеко ИЦ (15 μm – 1 mm). За разлику од видљивог, УВ и ИЦ зрачење није видљиво за људско око. Брзина простирања електромагнетског зрачења у вакууму, без обзира на таласну дужину, је $c = 2.998 \cdot 10^8$ m/s. У свим осталим срединама брзина простирања је мања и зависи од таласне дужине и структуре материје.

Уводећи појам *светлосног зрака* као једне апстракције простирања електромагнетског зрачења из видљивог дела спектра, тј. светлости, применом геометријске оптике анализирају се појаве као што су преламање (рефракција) или одбијање (рефлексија) светлости. Појава дифракције светлосног зрачења се занемарује и претпоставља се да се светлост простира праволинијски. Иако битно поједностављује феномен светлости, геометријска оптика пружа значајне резултате који се користе за пројектовање *оптичких система*, чији принцип рада се заснива на преламању или одбијању светлосног зрачења. Међу оптичке системе се убрајају микроскопи, телескопи, објективи, пројекциони системи, разни осматрачки и нишански уређаји и слично. Основне компоненте ових система су разна сочива, призме, огледала и др [3].

Међутим, за анализу емитовања, преноса, размене и детекције електромагнетског зрачења, без обзира на опсег, потребно је дефинисати величине које квалитативно и квантитативно описују феномене везане за енергију електромагнетског зрачења. Ове величине се називају *радиометријске величине*, а техника њиховог мерења назива се *радиометрија*.

Основне радиометријске величине су укупна енергија зрачења Q и оптичка снага или флукс зрачења ϕ [4]. Флукс зрачења представља брзину промене енергије зрачења:

$$\phi = \frac{\partial Q}{\partial t}. \quad (2.1)$$

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

при чему се укупна снага зрачења изражава у џулима (J), а флуks у ватима (W). На основу укупне снаге и флуksа зрачења дефинишу се и остале величине: густина емитоване снаге зрачења или емитанса M , ирадијанса E , интензитет зрачења I и радијанса L .

Емитанса се односи на извор зрачења и представља флуks зрачења са елементарне површине извора:

$$M = \frac{\partial \phi}{\partial A} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (2.2)$$

где је ∂A елементарна површина извора зрачења.

Ирадијанса се односи на пријемник зрачења и представља флуks долазећег зрачења (од другог извора) по елементарној површини на пријемној страни:

$$E = \frac{\partial \phi}{\partial A} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (2.3)$$

при чему је ∂A елементарна површина на пријему зрачења.

Интензитет зрачења представља флуks зрачења по јединичном просторном углу:

$$I = \frac{\partial \phi}{\partial \Omega} \left(\frac{\text{W}}{\text{sr}} \right) \quad (2.4)$$

док се радијанса, или сјајност извора дефинише као интензитет зрачења по елементарној површини извора зрачења:

$$L = \frac{\partial I}{\partial (A \cos \theta)} = \frac{\partial^2 \phi}{\partial (A \cos \theta) \partial \Omega} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{sr}} \right) \quad (2.5)$$

где је θ угао између нормале на елементарну површину и радијансе.

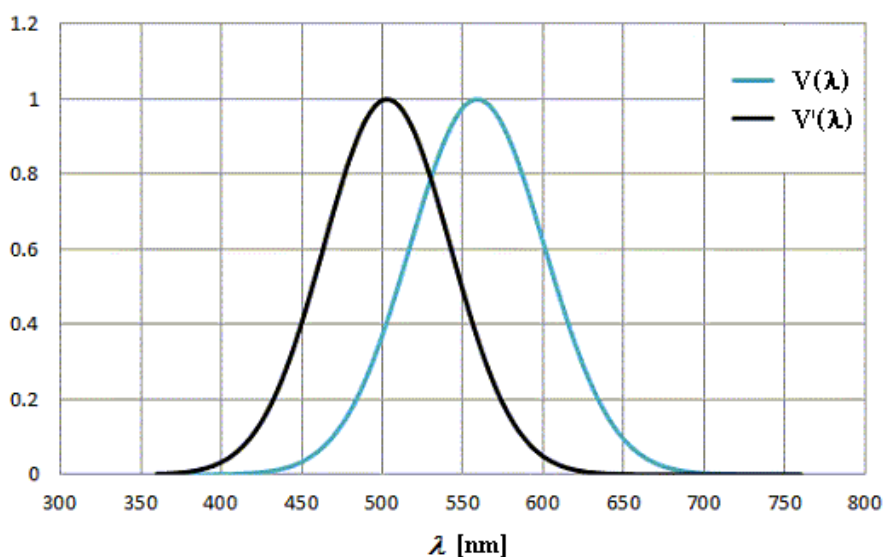
Пошто све претходне величине зависе од таласне дужине зрачења λ , за сваку од њих дефинише се одговарајућа спектрална величина: спектрална густина емитоване снаге зрачења M_λ ($\text{Wm}^{-2} \mu\text{m}^{-1}$), спектрална ирадијанса E_λ ($\text{Wm}^{-2} \mu\text{m}^{-1}$), спектрални интензитет зрачења I_λ ($\text{Wsr}^{-1} \mu\text{m}^{-1}$) и спектрална радијанса L_λ ($\text{Wm}^{-2} \text{sr}^{-1} \mu\text{m}^{-1}$) [4].

2.1.1. Видљиви део спектра

Оптичко зрачење из видљивог дела спектра је специфично због осетљивости људског ока на енергију светлости. Због тога се дефинишу посебне величине за мерење електромагнетског зрачења из видљивог дела спектра које се називају *фотометријске величине*, а њиховим мерењем бави се *фотометрија*. Одговарајуће фотометријске и радиометријске величине су повезане *спектралном осетљивошћу ока* $K(\lambda)$, којом се описује визуелни доживљај ока при појави зрачења одговарајућих радиометријских карактеристика [5]. Спектрална осетљивост ока се дефинише као производ *максималне осетљивости ока* K_m и *релативне спектралне осетљивости ока* $V(\lambda)$:

$$K(\lambda) = K_m V(\lambda). \quad (2.6)$$

при чему су вредности K_m и $V(\lambda)$ стандардизоване за осетљивост ока “просечног посматрача”, и то за дневне и ноћне услове. На слици 2.2 приказана је релативна спектрална осетљивост ока за дневне $V(\lambda)$ и ноћне услове $V'(\lambda)$.



Слика 2.2 Релативна спектрална осетљивост људског ока за дневне ($V(\lambda)$) и ноћне услове ($V'(\lambda)$)

У дневним условима око је најосетљивије на зрачење таласне дужине $0.55\mu\text{m}$, док се у ноћним условима максимум осетљивости помера ка нижим таласним дужинама због физиолошких својстава ока.

За фотометријске величине су уведене и одговарајуће јединице:

- светлосни флуks ϕ_v - лумен (lm),
- густина снаге светлосног зрачења M_v - $(\frac{\text{lm}}{\text{m}^2})$,
- светлосни флуks по јединици површине пријемника – илуминанса E_v -
(lux = $\frac{\text{lm}}{\text{m}^2}$)
- интензитет светлосног зрачења I_v - кандела ($\text{cd} = \frac{\text{lm}}{\text{sr}}$),
- сјајност или луминанса L_v - $(\frac{\text{lm}}{\text{m}^2 \text{sr}})$.

2.1.2. ИЦ зрачење

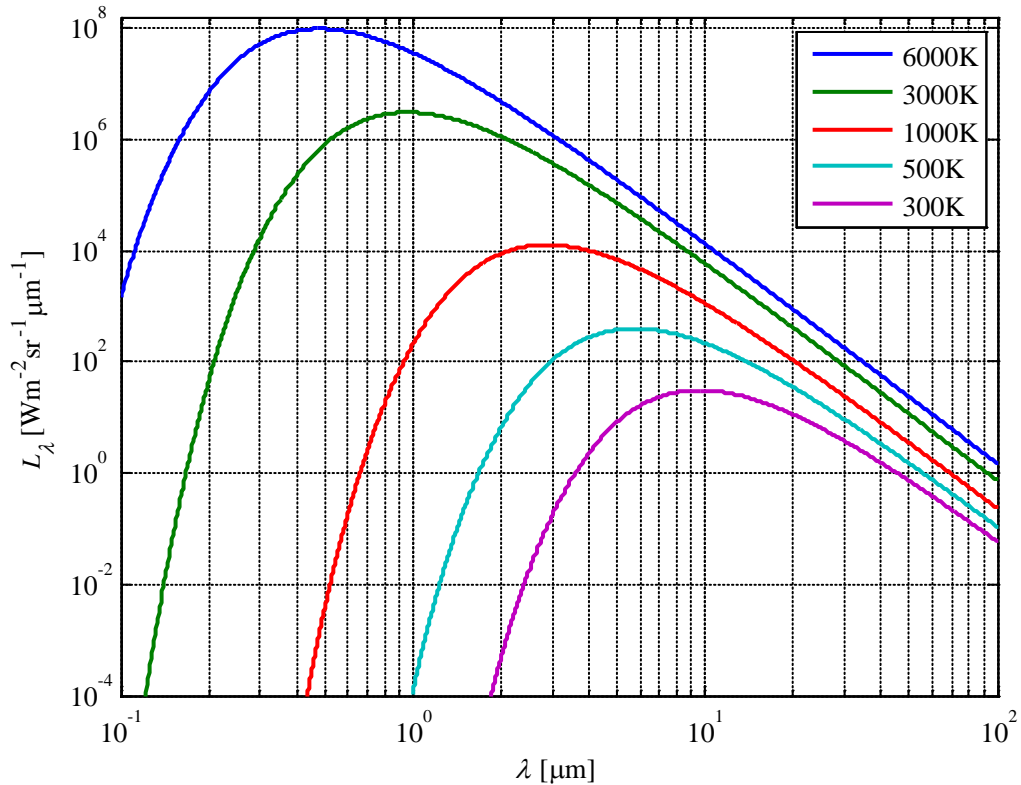
ИЦ или топлотно зрачење емитују сва загрејана тела са температурама вишим од апсолутне нуле. За извођење закона зрачења топлих тела дефинише се *апсолутно црно тело*, као идеалан апсорбер зрачења који је у термодинамичкој равнотежи са околином. Емисиона својства апсолутно црног тела су, због термодинамичке равнотеже, такође идеална. Планковим законом дата је спектрална емитанса апсолутног црног тела на температури T (К) [4]:

$$M_{\lambda}^{CT}(\lambda) = \frac{c_1}{\lambda^5} \frac{1}{e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \mu\text{m}} \right) \quad (2.7)$$

при чему је таласна дужина λ изражена у μm , а $c_1 = 3,74178 \cdot 10^8 \frac{\text{W} \mu\text{m}^4}{\text{m}^7}$ и $c_2 = 1,4388 \cdot 10^4 \text{K} \mu\text{m}$ су прва и друга радијациона константа, респективно. На основу израза (2.7) изводи се израз за таласну дужину максимума спектралне емитансе, који представља Винов закон [4]:

$$\lambda_{\text{max}} \cong \frac{2897,8}{T} (\mu\text{m}). \quad (2.8)$$

На слици 2.3 приказана је зависност спектралне емитансе апсолутно црног тела од температуре. Може се видети да се са порастом температуре максимум спектралне емитансе помера ка нижим таласним дужинама [2].



Слика 2.3 Зависност спектралне емитансе апсолутно црног тела од температуре

Стефан-Болцмановим законом је дефинисана укупна густина снаге зрачења апсолутно црног тела, која се добија интеграљењем спектралне емитансе по свим таласним дужинама:

$$M^{CT} = \int_0^{\infty} M_{\lambda}^{CT}(\lambda) d\lambda = \sigma T^4 \left(\frac{W}{m^2} \right) \quad (2.9)$$

где је $\sigma = 5,6697 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4}$ Стефан-Болцманова константа.

За разлику од апсолутно црног тела, зрачење реалних тела, поред температуре, зависи и од *спектралне емисивности* ϵ_{λ} , која се дефинише као однос спектралне емитансе реалног тела M_{λ} и апсолутно црног тела M_{λ}^{CT} :

$$\epsilon_{\lambda} = \frac{M_{\lambda}}{M_{\lambda}^{CT}}. \quad (2.10)$$

Спектрална емисивност је увек мања од један, што значи да реална тела на свим таласним дужинама имају мању спектралну емисивност од апсолутно црног тела. На спектралну емисивност, поред температуре тела, утичу и врста материјала од које је тело направљено, храпавост површине, боја, као и угао под којим се тело посматра [4].

Винов и Стефан-Болцманов закон се могу применити на тела која имају константну спектралну емисивност, што је у пракси редак случај. Ипак, у пракси постоје појаве топлотног зрачења са приближно константном спектралном емисивношћу у ограниченом опсегу таласних дужина $\lambda \in (\lambda_1, \lambda_2)$. Такве појаве се називају *сива тела* и за њих се, применом Стефан-Болцмановог закона може одредити густина снаге зрачења у датом опсегу:

$$M_{\lambda_1}^{\lambda_2} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \epsilon_{\lambda} M_{\lambda}^{CT}(\lambda) d\lambda . \quad (2.11)$$

2.1.3. Ласерско зрачење

Спектар оптичког зрачења класичних светлосних и топлотних извора, било да су природни или вештачки, је доста широк. За разлику од класичног, енергија ласерског зрачења је концентрисана у врло уском опсегу таласних дужина, што ово зрачење издваја у односу на већину извора из природног окружења.

Принцип ласерског зрачења се објашњава на основу закона модерне физике, чију основу представља Планкова квантна теорија. Према квантној теорији сваки физички систем може бити у једном од енергетских стања из низа одређених енергетских стања које представља укупну енергију система. Стање система са најнижом енергијом назива се *основно* док су сва остала стања *побуђена стања* система. Прелазак система из једног у друго енергетско стање праћен је апсорпцијом кванта енергије ако систем прелази са нижег на енергетски виши ниво, или зрачењем (емисијом) кванта енергије ако систем прелази са вишег на енергетски нижи ниво. Природна тежња система је да пређе са вишег на нижи енергетски ниво. Ови прелази се дешавају са одређеном вероватноћом, а емитовање фотона при овим прелазима назива се *спонтано зрачење*. При томе вероватноћа преласка система са нижег на виши енергетски ниво једнака је нули [6].

На основу Планкове квантне теорије Ајнштајн је поставио тезу о честичној природи светлости уводећи појам *фотона* као честице која представља светлосни енергетски квант. На основу ове тезе је успео да објасни фотоелектрични ефекат

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

уочавајући да деловање зрачења на материју не зависи од интензитета већ од фреквенције зрачења ν , при чему је енергија кванта упадног зрачења:

$$\Delta E = h \cdot \nu \quad (2.12)$$

где је h Планкова константа.

Ако се систем изложи зрачењу чија је фреквенција пропорционална разлици енергија два енергетска нивоа, систем ће са одређеном вероватноћом апсорбовати фотоне спољашњег зрачења, али ће са истом вероватноћом доћи до *стимулисаног зрачења* фотона као последица одређених прелазака унутар система са вишег на нижи енергетски ниво изазваних спољашњим зрачењем.

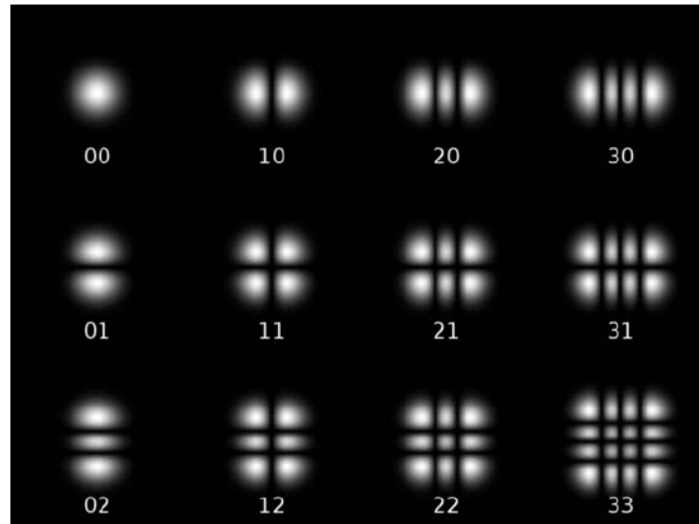
Дакле, у неком систему се могу одвијати паралелно процеси апсорпције, стимулисане и спонтане емисије фотона. У условима термичке равнотеже концентрација атома на вишим енергетским нивоима је знатно мања од концентрације атома на нижим енергетским нивоима, што значи да ће у том случају резултујуће електромагнетско зрачење слабити са временом. Да би се постигло појачање електромагнетског зрачења потребно је обезбедити *инверзну насељеност* средине, односно већу концентрацију атома на вишим енергетским нивоима у односу на концентрацију атома на нижим енергетским нивоима.

Ласер представља извор електромагнетске енергије чији се рад заснива на стимулисаном зрачењу. За постојање ласерског зрачења потребна је средина са инверзном насељеношћу, која се назива *активна средина* и која се налази у *оптичком резонатору*. Активна средина обезбеђује потребно појачање електромагнетског зрачења због доминантне стимулисане емисије фотона, док се помоћу резонатора реализује потребна позитивна повратна спрега како би се процес стимулисане енергије одржавао без прекида.

Карактеристике ласерског зрачења на излазу резонатора описују се помоћу одговарајућих *модова*. Због постојања више фреквенција које задовољавају услов резонансе ласерско зрачење може да садржи више компоненти са различитим фреквенцијама које се називају *лонгитудинални модови*. Фреквенције лонгитудиналних модова су на међусобно једнаком растојању које зависи од димензија резонатора. Погодном конструкцијом резонатора може се остварити ласерско зрачење са само једним лонгитудиналним модом.

Друга битна карактеристика ласерског зрачења која у основи указује на расподелу снаге електромагнетског зрачења у равни нормалној на правац његовог простирања

описује се *трансверзалним модовима*. Трансверзални модови се означавају са TEM_{mn} где m и n представљају ред мода. Коефицијенти m и n односе се на електричну и магнетску компоненту поља, респективно, и представљају број минимума просторне расподеле интензитета поља дуж оса нормалних на правац простирања зрачења. На слици 2.4 приказане су просторне расподеле интензитета зрачења за одговарајуће трансверзалне модове [6].



Слика 2.4 Просторна расподела интензитета зрачења за трансверзалне модове [6]

Мод TEM_{00} је карактеристичан и назива се *основни мод* или *мод најнижег реда*. У односу на остале модове вишег реда расподела снаге електромагнетског зрачења код основног мода је концентрисана у уском простору око правца простирања и може се са задовољавајућом тачношћу описати дводимензионалном Гаусовом расподелом. Осим тога, овај мод је најмање дивергентан, а због минималних губитака услед дифракције може се фокусирати на најмању могућу површину. Због ових особина, али и због чињенице да су развијене одговарајуће конструкционе технике, примена ласера који емитују зрачење са основним модом је веома раширена и њој се посвећује посебна пажња. Треба, међутим, напоменути да се у случајевима када се захтевају велике излазне снаге зрачења, користе ласери који емитују зрачење са једним или више модова вишег реда.

2.1.3.1. Особине ласерског зрачења

Најважније особине ласерског зрачења, које га издвајају од класичних извора светлости, а које су последица стимулисане емисије фотона и посебне конструкције

ласера, су *монохроматичност*, *кохерентност* и *усмереност* [6]. Ове особине су омогућиле примену ласера у многим областима науке, технике, медицине и др.

Монохроматичност подразумева зрачење на једној фреквенцији, односно таласној дужини. Постојање лонгитудиналних модова али и други разлози утичу на то да је монохроматичност идеализована претпоставка. Међутим, развијене су технике које омогућавају формирање ласерског зрачења у врло уском фреквенцијском опсегу.

Што се тиче кохерентности, постоји *временска* и *просторна* кохерентност. Временска кохерентност значи да се фаза целокупног таласног фронта зрачења не мења током времена и повезана је са особином монохроматичности. Уколико се на самом извору оствари кохеренција, услед немонохроматичности долази до временске некохерентности таласа зрачења. Ако је фаза таласног фронта константна у свакој равни нормалној на правац његовог простирања значи да је талас просторно кохерентан. На просторну кохеренцију доминантан утицај имају трансверзални модови ласера. Ласерско зрачење са основним модом је значајно просторно кохерентније у односу на зрачење са вишим модовима. Треба напоменути да су временска и просторна кохеренција независне, односно да ласерско зрачење може бити временски кохерентно а просторно некохерентно, и обрнуто.

Усмереност ласерског зрачења је директна последица особине кохерентности, јер зрачење које је и временски и просторно кохерентно, истовремено је и веома усмерено.

2.1.3.2. Параметри и трансформација Гаусовог ласерског снопа

Због својих особина основни мод ласера је посебно интересантан, тако да ће у наставку бити више речи о његовим најважнијим параметрима.

Расподела снаге ласерског зрачења у простору изван извора зрачења назива се *ласерски сноп*. На излазу извора зрачења у равни нормалној на правац простирања зрачења густина снаге зрачења M основног мода описује се дводимензионалном Гаусовом расподелом:

$$M(r,0) = M_0 e^{-2\frac{r^2}{w_0^2}} \quad (2.13)$$

где су: M_0 густина снаге зрачења на оси ласерског снопа, r радијално растојање од централне осе снопа у равни нормалној на правац простирања, w_0 растојање од централне осе снопа у истој равни на којем је интензитет зрачења $1/e^2$ пута мањи (13.5%) од интензитета на оси снопа M_0 . Полупречник w_0 назива се *струк снопа*, јер је сноп на

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

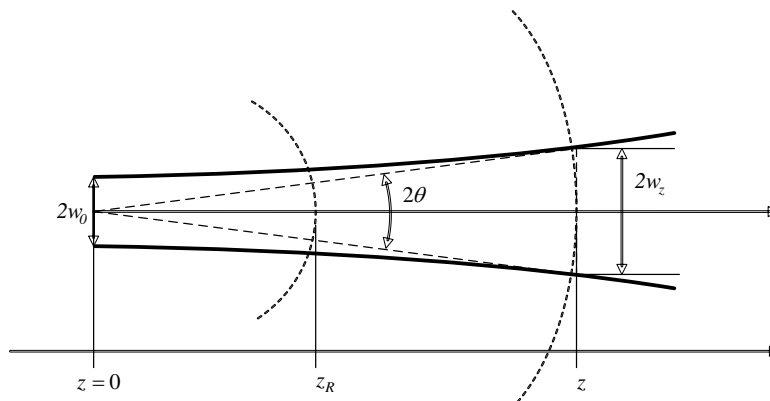
излазу извора зрачења најужи, а са растојањем z дуж правца простирања се шири (дивергира). Промена ширине снопа са растојањем одређена је изразом [7]:

$$w_z = w_0 \left(1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (2.14)$$

где λ представља таласну дужину зрачења. Осим тога, са растојањем z таласни фронт се шири и просторно, при чему је полупречник закривљености R дат са:

$$R(z) = z \left(1 + \left(\frac{\pi w_0^2}{\lambda z} \right)^2 \right). \quad (2.15)$$

На слици 2.5 приказан је ласерски снап оивичен анвелопом чија се ширина мења са растојањем од струка снопа према изразу (2.14).



Слика 2.5 Ласерски снап са параметрима

Са z_R означено је Рејлијево растојање на којем је полупречник таласног фронта једнак $R(z_R) = 2z_R$, и за које се из (2.15) добија:

$$z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda}. \quad (2.16)$$

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

На основу Рејлијевог растојања простор ласерског зрачења се дели на блиску $z \leq z_R$ и далеку зону $z \gg z_R$. Од практичног значаја је далека зона у којој се за ширину ласерског снопа и полупречник закривљености добијају приближне формуле које се користе при прорачунима:

$$w_z \approx \frac{\lambda z}{\pi w_0} \quad (2.17)$$

$$R(z) \approx z. \quad (2.18)$$

Угао θ се назива *дивергенција* ласерског снопа и за мале углове (мање од 10°) се рачуна према:

$$\theta \approx \text{tg}\theta = \frac{\lambda}{\pi w_0} \quad (2.19)$$

из чега се види да су дивергенција и ширина снопа у струку обрнуто пропорционални.

У применама ласера често је неопходно фокусирати ласерски снап на врло мале површине, што намеће потребу за трансформацијом снопа, односно за промену његових параметара. Ове трансформације се изводе помоћу оптичких елемената као што су сабирна и расипна сочива или њиховом одговарајућом комбинацијом.

За прорачун параметара трансформисаног Гаусовог ласерског снопа користи се *комплексни параметар* q који обједињује полупречник таласног фронта и ширину ласерског снопа [7]:

$$\frac{1}{q} = \frac{1}{R(z)} - j \frac{\lambda}{\pi w_z^2}. \quad (2.20)$$

У струку снопа комплексни параметар је чисто имагинаран, јер је у струку таласни фронт раван ($R \rightarrow \infty$). Проласком снопа кроз разне средине комплексни параметар се мења по тзв. ABCD закону:

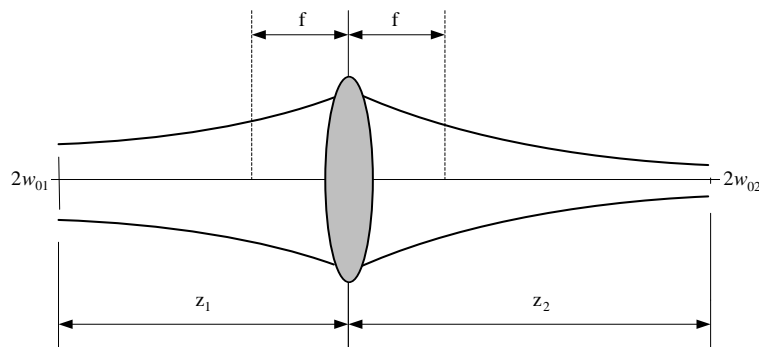
$$q_2 = \frac{Aq_1 + B}{Cq_1 + D} \quad (2.21)$$

где $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ представља матрицу оптичког елемента кроз који се простира ласерски снап, при чему су q_1 и q_2 комплексни параметри снопа на улазу и излазу оптичког елемента,

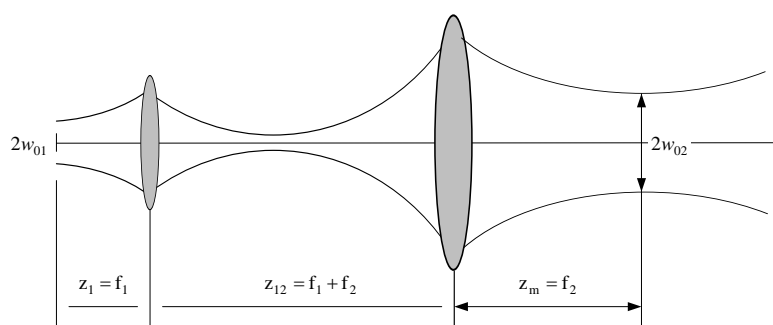
2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

респективно. Оптички елементи у овом смислу могу бити: слободан простор дужине d , сабирна или расипна сочива фокусне дужине f , диелектрик одређене дебљине l и пермеабилности μ и др. Сваки оптички елемент има карактеристичну матрицу и у случају да се снап простире кроз неколико оптичких елемената заредом, применом матричног множења, водећи рачуна о редоследу множења, могу се израчунати комплексни параметри снопа у свим тачкама на правцу простирања.

На слици 2.6 приказана су два примера трансформације ласерског снопа, и то фокусирање снопа помоћу сабирног сочива фокусне дужине f_1 (слика 2.6а), и ширење (експанзија) снопа помоћу Кеплеровог експандера са два сабирна сочива фокусних дужина f_1 и $f_2 > f_1$ (слика 2.6б) [7].



а) Фокусирање ласерског снопа помоћу сабирног сочива



б) Ширење ласерског снопа помоћу Кеплеровог експандера

Слика 2.6 Трансформације Гаусовог ласерског снопа помоћу оптичких елемената [7]

Помоћу сабирног сочива ласерски снап је могуће фокусирати тако да се на растојању z_2 од сочива оствари нови струк мање ширине $w_{02} < w_{01}$. Насупрот томе,

применом Кеплеровог експандера са два сабирна сочива, новоформирани струк може имати већу ширину и то f_2/f_1 пута, при чему се овај однос назива *фактор експанзије*. Континуална промена фактора експанзије, која се често захтева у реалним системима, остварује се променом растојања z_{12} између сочива.

Из претходног се може закључити да се одговарајућом апаратуром дивергентно ласерско зрачење може концентрисати на жељени начин.

2.2. Утицај атмосфере на оптичко зрачење

Атмосфера представља ваздушни омотач Земље који се простире до 30 km висине, али се у њеном првом слоју, тропосфери, до око 11 km, налази приближно две трећине укупне ваздушне масе. Због тога, са аспекта утицаја на простирање оптичког зрачења, тропосфера представља најзначајнији део атмосфере [3].

Састав и параметри атмосфере су врло променљиви и зависе од много фактора као што су: висина, годишње доба, временске прилике, географске координате, и др. У саставу атмосфере најзаступљенији су гасови, и то молекули азота (око 78%) и кисеоника (око 21%). Од осталих компоненти, најзначајнији су молекули водене паре и угљен диоксида.

Утицај атмосфере на оптичко зрачење огледа се кроз две основне појаве: апсорпцију зрачења и расејање. При апсорпцији, долази до претварања оптичке у други вид енергије при интеракцији оптичког зрачења са атомима и молекулима атмосфере. Расејање представља појаву преламања и преусмеравања енергије оптичког зрачења у свим правцима. Апсорпција и расејање су селективне појаве, односно њихов утицај зависи од таласне дужине зрачења. У сваком случају, услед апсорпције и расејања при простирању кроз атмосферу долази до слабљења интензитета оптичког зрачења.

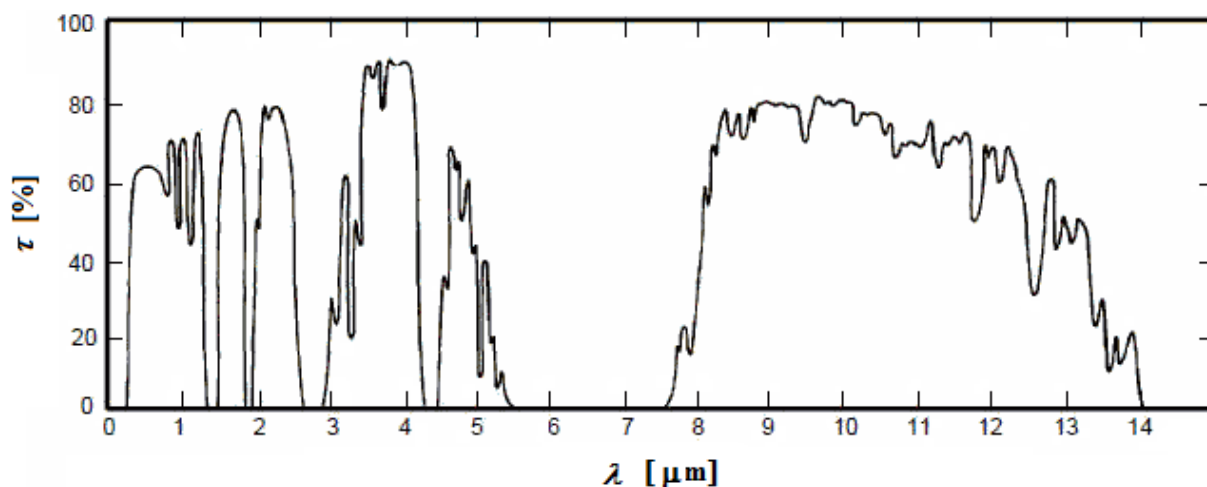
Као мера утицаја атмосфере на простирање оптичког зрачења, уводи се појам *спектралне трансмитивности атмосфере* τ . Прорачун спектралне трансмитивности је доста сложен, тако да за одређивање његових вредности постоје специјализовани програми који укључују моделе атмосфере различитог нивоа сложености.

Као поједностављени поступак за прорачун спектралне трансмитивности атмосфере користи се експоненцијални Бер-Ламбертов модел [4]:

$$\tau = e^{-\sigma R} = e^{-(\alpha + \sigma_s)R} \quad (2.22)$$

где су у укупан коефицијент губитака σ при простирању зрачења кроз атмосферу на дужини R укључени коефицијент апсорпције α и коефицијент расејања σ_s .

На слици 2.7 приказана је спектрална трансмитивност атмосфере у % [4]. Може се уочити да је за неке таласне дужине атмосфера практично непропусна, док је за друге релативно пропусна. Са слике се види да, у оптичком подручју, постоји шест *атмосферских прозора*, односно подручја таласних дужина у којима је трансмитивност атмосфере изнад 50%, што је са аспекта практичне примене оптоелектронских система најважније.



Слика 2.7 Спектрална трансмитивност атмосфере на нивоу мора [4]

Услед Сунчевог зрачења, али и ефеката апсорпције и расејања, атмосфера се загрева, тако да се она може посматрати и као извор оптичког зрачења. Зрачење атмосфере се може поделити на област соларног и област топлотног зрачења. Соларно зрачење припада видљивом делу спектра и резултат је расејања Сунчевог зрачења при проласку кроз атмосферу. Топлотно зрачење припада ИЦ делу спектра, и последица је загрејаности атмосфере. У ИЦ области, зрачење атмосфере се најчешће моделује као зрачење црног тела на температури од 300 К.

2.3. Општа структура оптоелектронских система

Људско око као сензор је ограничено на видљиви део спектра електромагнетског зрачења. Осим тога, квалитет вида зависи од осветљености објеката, односно интензитета светлосног зрачења. Да би људско око разликовало објекат од околине потребно је да објекат буде довољно осветљен, али и да постоји довољна разлика у осветљености између

објекта и околине, односно *контраст* између објекта и околине. Контраст C се дефинише као [3]:

$$C = \frac{B_1 - B_2}{B_2} \quad (2.23)$$

при чему су B_1 и B_2 осветљеност објекта и околине, респективно.

Растојање R_v на којем контраст објекта према околини износи 2% назива се *оптичка видљивост*, која директно зависи од трансмитивности атмосфере. Треба напоменути да је оптичка видљивост у општем случају већа у ИЦ него у видљивом делу спектра.

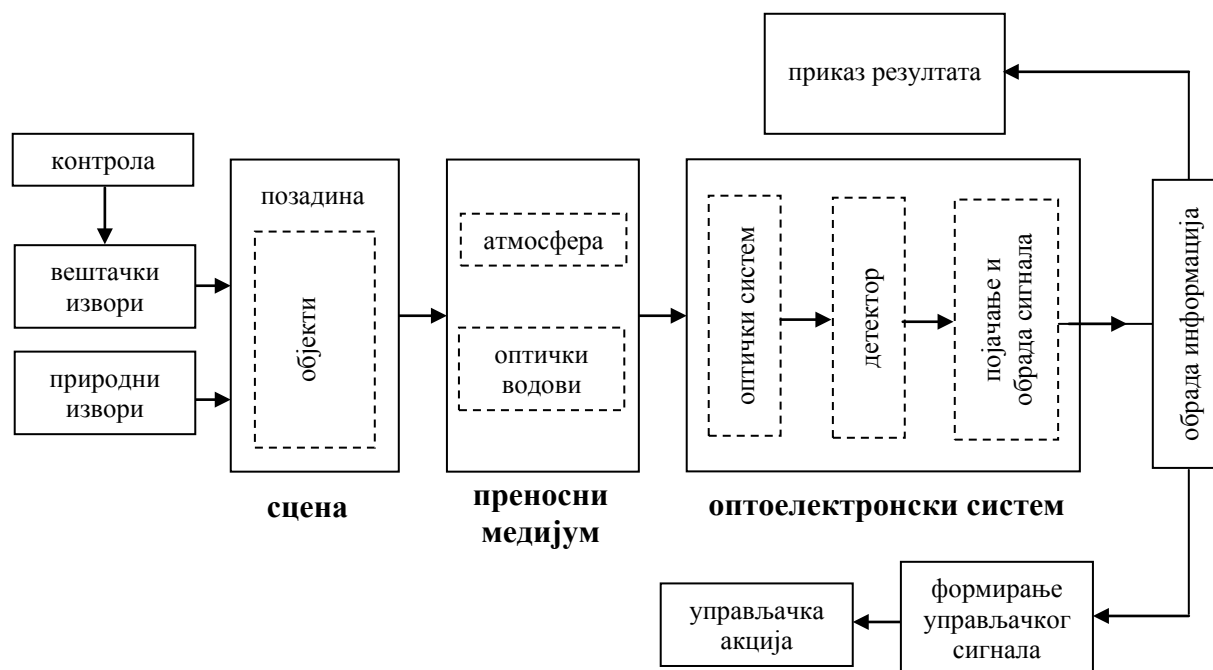
Оптичка видљивост подразумева минималан ниво контраста да би се објекат могао уочити. У нормалним дневним условима, када је ниво осветљености објекта релативно висок, класични оптички уређаји се могу примењивати врло ефикасно, повећавајући моћ разлагања ока, што доводи до продужавања оптичке видљивости. Међутим, у условима смањене видљивости (сумрак, ноћ) ниво осветљености је знатно нижи, и у случају осветљености мање од 0,01lux око није у могућности да детектује било шта.

За разлику од класичних оптичких система, у *оптоелектронским системима* се оптичка енергија претвара у неки други вид енергије, најчешће електричну, са циљем обраде, преноса и адекватне употребе информација о детектованим појавама. На овај начин се остварује спрега између оптике и електронике, која доводи до знатно шире примене оптоелектронских система у односу на класичне оптичке системе, али и до значајног повећања квантитета и квалитета добијених информација. На слици 2.8 приказана је општа структура оптоелектронских система [3].

Део простора који се посматра и у коме се налазе разни објекти заједно са позадином која их окружује, назива се *сцена*. Природни и вештачки извори оптичке енергије, било да су део сцене или осветљавају сцену, узрокују емитовање оптичког зрачења са сцене. Емитовано зрачење може се преносити кроз атмосферу или каналисати помоћу оптичких водова. У сваком случају долази до слабљења оптичког зрачења које долази на оптоелектронски систем. Део долазног зрачења обухваћен видним пољем оптичког система се концентрише и прослеђује на детектор. Функција детектора је да оптичко зрачење претвори у други облик енергије, најчешће електричну. Сигнали са детектора, који садрже информације о ситуацији на сцени, су ниског енергетског нивоа и врло зашумљени, па је неопходно њихово појачање и одговарајућа обрада (филтрација). Анализом обрађених сигнала издвајају се корисне информације и, у зависности од намене

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

оптоелектронског система, могу бити приказане на одговарајући начин или искоришћене за формирање одређене управљачке акције.



Слика 2.8 Општа структура оптоелектронских система [3]

Једна од подела оптоелектронских система је на *пасивне* и *активне*, у зависности од начина осветљавања сцене. Ако се за рад система користе природни или вештачки извори осветљења сцене, а који нису део оптоелектронског система, реч је о пасивним системима. Међутим, ако се за осветљење сцене користе вештачки извори оптичког зрачења из састава самог система, онда је реч о активним системима .

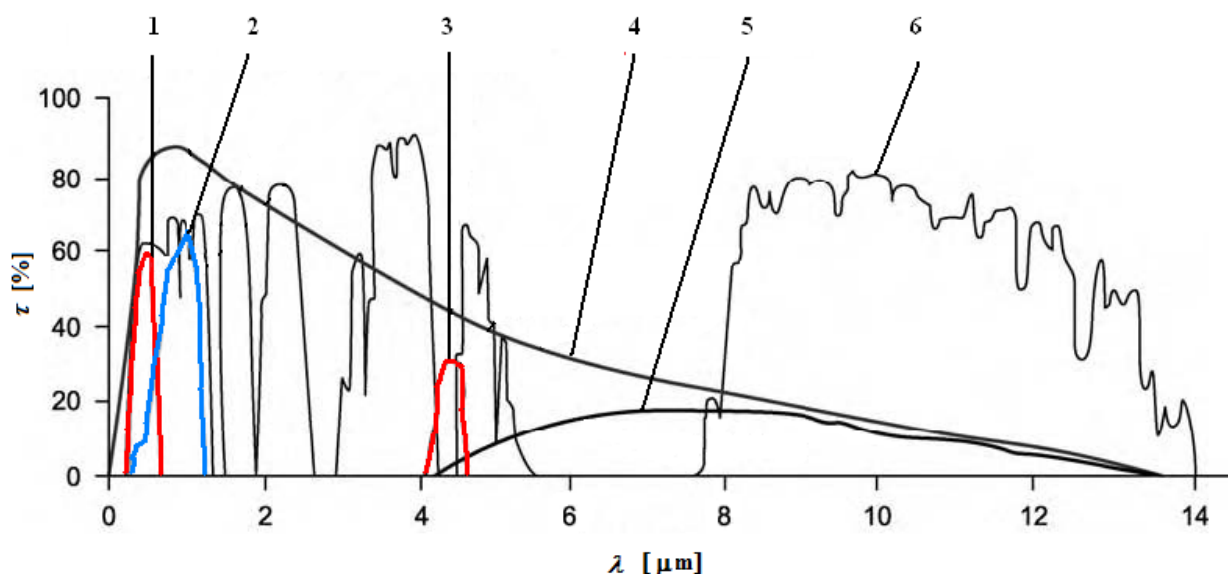
У оптоелектронске системе се убрајају: ТВ системи, системи са појачањем слике, термовизијски (ИЦ) системи и ласерски системи. ТВ системи, системи са појачањем слике и термовизијски системи се најчешће примењују као пасивни, при чему ТВ системи раде у видљивом делу спектра, системи са појачањем слике раде у видљивом или блиском ИЦ делу, а термовизијски системи раде у блиском или далеком ИЦ делу спектра. Ласерски системи су најчешће полуактивни или активни, а могу бити пројектовани да раде или у видљивом или ИЦ делу спектра. Наведени системи се данас примењују у разним областима, као што су индустрија, медицина, наука, технологија и др. Међутим, сам настанак и развој оптоелектронике везује се за војне примене. Војни оптоелектронски системи, у односу на остале, одликују се специфичним карактеристикама, које проистичу из њихове специфичне намене.

2.4. Војни оптоелектронски системи

Основни разлози који су довели до распрострањене примене оптоелектронских система у војсци су [1]:

- мала таласна дужина на којој раде омогућава високу угаону резолуцију са веома малом апаратуром, која се може монтирати на разне платформе,
- могућност примене у току дана, у условима смањене видљивости и ноћу,
- визуелизација сцене која је блиска човеку, што олакшава употребу и доприноси квалитетнијем одлучивању.

Као што је раније напоменуто, на рад оптоелектронских система велики утицај има окружење, односно трансмитивност и емисивност атмосфере, емисивност и рефлексија позадине и др. Војни оптоелектронски системи су намењени за рад у отежаним условима и са некооперативним објектима (циљевима) који настоје да изађу из видног поља система или да се у њему маскирају, што отежава функционисање и намеће додатне захтеве за рад система. На слици 2.9 приказани су важнији фактори који утичу на пројектовање војних оптоелектронских система у видљивом и ИЦ делу спектра [1].



Слика 2.9 Фактори који утичу на пројектовање војних оптоелектронских система [1]

Оптоелектронски системи се пројектују за рад на таласним дужинама које припадају неком од шест атмосферских прозора у којима је спектрална трансмитивност атмосфере τ изнад 50% (слика 2.9 - б). Други битан фактор је осетљивост људског ока (слика 2.9 - 1), како за прилагођење кориснику система из видног дела спектра, тако и у случају његове заштите од нежељених зрачења која могу угрозити вид. Значајан утицај на рад

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

целокупног оптоелектронског система има детектор оптичког зрачења, чија осетљивост је један од најважнијих параметара који се узимају у обзир при пројектовању система. На слици 2.9 - 2 приказан је типичан спектрални одзив једног полупроводничког (силицијумског) детектора. При сагоревању погонских материја покретних објеката (ракете, авиони, возила) ослобађа се угљен-диоксид (CO_2) на високој температури, при чему се формира изразито јак спектрални одраз у опсегу $3 - 5 \mu m$ (слика 2.9 - 3). Соларна емисивност, емисивност атмосфере и објеката у природном окружењу на амбијенталној температури утичу на контраст објекта у односу на позадину, који је неопходан за детекцију објекта на сцени. Спектрална емисивност Сунца може се апроксимирати зрачењем апсолутно црног тела на температури од $6000 K$ и има максимум у видљивом делу спектра на $0,55 \mu m$ (слика 2.9 - 4). Зрачење атмосфере и природних објеката на амбијенталној температури може се апроксимирати зрачењем црног тела на температури од $300 K$, чија спектрална емисивност је доминантна у петом ($4.2 - 5 \mu m$) и шестом ($8 - 12 \mu m$) атмосферском прозору (слика 2.9 - 5).

Сваки од претходно наведених фактора мора се детаљно анализирати при пројектовању конкретног војног оптоелектронског система како би се постигао неопходан квалитет. Треба напоменути да није могуће пројектовати систем који ће ефикасно радити у свим спектралним опсезима од интереса, јер је повећање ефикасности рада у једном спектралном опсегу увек праћено смањењем ефикасности у неком другом.

Војни оптоелектронски системи су намењени за осматрање и извиђање терена у дневним и ноћним условима, пренос и приказ података, детекцију, препознавање, идентификацију и праћење циљева, у системима за прецизно вођење ракета, пројектила и бомби, у системима за управљање ватром или као оружје велике снаге.

ТВ системи на основу детекције оптичког зрачења из видљивог дела спектра формирају слику сцене, која је идентична слици коју види људско око. Овако формирана слика се може преносити на даљину до командног места омогућавајући преглед ситуације у реалном времену. Осим тога, ТВ системи могу бити део система за праћење циљева или вођење ракета. Ови системи су доста осетљиви на атмосферске услове и ометање. ТВ слика је захтевна са аспекта обраде и преноса, што такође ограничава примену ових система. Обработом слике се тешко може добити информација о даљини до циља, тако да се ови системи најчешће примењују у комбинацији са неким другим оптоелектронским уређајима.

Системи са појачањем слике су намењени за рад у условима смањене видљивости, када је ситуација на сцени или слабо видљива или невидљива за људско око, али је

зрачење са сцене ипак довољног интензитета да се формира њена слика. Ови системи детектују слабо зрачење Месеца, звезда и неба, претварају оптичку енергију у електричну применом фотоелектричног ефекта, врше појачање електричне енергије убрзавањем електрона кроз високонапонски појачавачки степен и формирају слику на електролуминисцентном екрану. Нулта генерација ових система радила је на принципу активног осветљавања сцене рефлекторима блиског ИЦ зрачења, а на основу рефлектованог зрачења се формирала слика. С обзиром да врше претварање ИЦ зрачења у видљиво, ови системи нису класични појачавачи већ претвараачи слике. Због активног режима рада и потребе за додатним изворима напајања рефлектора, имају ограничену примену. Данас су у употреби системи са појачањем слике треће генерације, који се одликују већом резолуцијом и дометом, као и већом осетљивошћу у блиском ИЦ делу спектра. Ови системи су веома осетљиви на атмосферске прилике и најчешће се користе као ИЦ уређаји за ноћно осматрање или као ИЦ нишани [3].

Термовизијски системи детектују топлотно зрачење загрејаних тела које припада средњем и далеком ИЦ делу спектра и формирају термовизијску слику сцене. Због трансмитивности атмосфере, ови системи су пројектовани да раде у два атмосферска прозора: првом (3–5) μm и другом (8–14) μm [4]. Тела са температурама у опсегу (400–1200) $^{\circ}\text{C}$, као што су метални делови млазних мотора, имају максимум зрачења у првом прозору, док тела са температурама у опсегу (–40–40) $^{\circ}\text{C}$ (људи, возила, објекти и др.) зраче максимално у другом прозору. Формирање термовизијске слике заснива се на претварању температурног стања сцене у видео сигнал, при чему је напонски ниво сигнала пропорционалан топлотном контрасту на сцени. Осим визуелног садржаја, блиског људском оку, термовизијска слика се, као и телевизијска може обрађивати, преносити или меморисати. Термовизијски уређаји се према начину формирања слике деле на мозаичне и скенирајуће системе. Данас су у употреби системи треће генерације, који имају мозаичне детекторе и не раде на принципу скенирања. Ови системи се одликују високом термалном и просторном резолуцијом, али и високом ценом. Термовизијски системи су мање осетљиви на стање атмосфере (присуство дима, прашине, водене паре) јер раде на вишим таласним дужинама. Најчешће се примењују за осматрање територије, у системима праћења циљева или у системима вођења ракета.

ТВ системи, системи са појачањем слике и термовизијски системи се једним именом називају *системи са формирањем слике (imaging systems)*.

Насупрот системима са формирањем слике, ласерски системи су углавном активни или полуактивни, јер не постоје природни извори ласерског зрачења, па је њихов рад

демаскирајући. Међутим, због велике усмерености ласерског зрачења, његово откривање је отежано, па самим тим и примена мера ометања. У војним системима ласери се примењују за мерење даљине до објеката – ласерски даљиномери (*laser rangefinders*), као озрачивачи циља (*laser target designators*) или као оруђа велике енергије за уништење или оштећење циљева (*high energy lasers*). У овим уређајима ласери најчешће раде у импулсном режиму, односно генеришу врло кратке (реда наносекунди) појединачне или пакете импулса велике снаге. Могу бити пројектовани да раде у видљивом или блиском ИЦ делу спектра, па је при њиховој употреби потребно водити рачуна о мерама заштите како не би дошло до оштећења вида [6].

Ласерски даљиномери могу бити засебно оруђе, или интегрални део система за управљање ватром на тенковима или другим оклопним средствима. Могу се користити у комбинацији са ТВ или ИЦ системима, како би обезбедили информације о даљини до циљева. За ове намене највише се користе ласери са чврстом материјом од неодијум-итријум-алуминијум-гранулата (Nd:YAG), на бази неодијум-стакла или ербијум-стакла, који зраче на таласним дужинама од 1,06 μm које су опасне за људско око, или на безбедним таласним дужинама од 1,54 μm или 1,57 μm . Технике мерења даљине се заснивају на детекцији рефлектованог ласерског зрачења од објекта. Ако су извор зрачења и детектор на истом месту, даљина до објекта се одређује на основу мерења времена потребног ласерском импулсу да пређе растојање од извора зрачења и назад. У случају да се извор зрачења и детектор налазе на различитим позицијама, даљина до објекта одређује се методом триангулације.

Ласерски озрачивачи циља су део система ласерски вођених бомби, ракета и пројектила. Они обезбеђују континуирано осветљавање циља ласерским зрачењем, при чему вођени објекти на основу рефлектованог зрачења одређују тренутну позицију циља и врше корекцију своје путање како би погодили циљ. У ласерским озрачивачима се користе Nd:YAG ласери у импулсном режиму са периодом понављања импулса 10 ÷ 20 Hz. Озрачивачи могу да раде на две таласне дужине, 1,064 μm и 1,54 μm , када се зрачење на првој таласној дужини користи за функцију озрачивања циља, док се зрачење на другој користи за одређивање даљине до циља. Конструктивно ласерски озрачивачи циља могу бити земаљски или монтирани на авионске, хеликоптерске или беспилотне платформе. Земаљски уређаји су лакши, монтирани на треножни ослонац и прилагођени за преношење. Озрачивачи на ваздухопловима пројектују се као компактни део аеродинамике летелице и морају бити на стабилисаној платформи како би у режиму аутоматског праћења линија визирања циља остала непокретна током маневара летелице.

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

На слици 2.10 приказани су преносни (земаљски) и авионски ласерски систем за озрачивање циља [6].



а) Преносни (земаљски) ласерски озрачивач циља



б) Авионски ласерски озрачивач циља

Слика 2.10 Ласерски озрачивачи циља [6]

Захваљујући ефикасности у борбеним дејствима, оптоелектронски вођено оружје, као што су ласерски вођена муниција (ракете, бомбе, пројектили), ТВ и ИЦ вођене ракете типа земља-ваздух или ваздух-ваздух представљају широко распрострањена средства

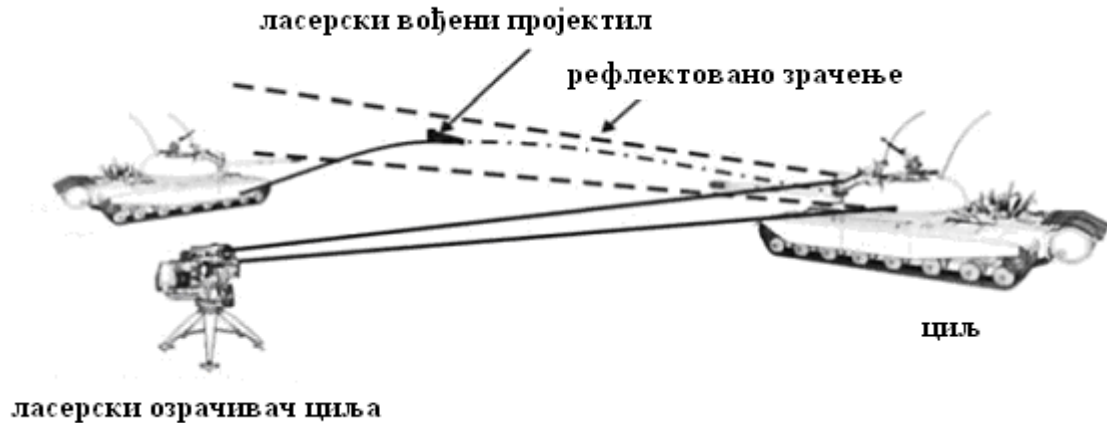
велике прецизности. Широки спектар ових система обухвата средства за дејство са земље, воде и из ваздуха у зависности од платформе на коју су монтирани (земаљски, бродски, авионски или хеликоптерски системи). У овој класи војних система ласерски вођена оружја су се показала као најпрецизнија на тактичком нивоу што их издваја у односу на друге. Високу прецизност ових система обезбеђује СВУ који у сложеним условима у окружењу одржава високе перформансе система током целокупне трајекторије лета и омогућава уништење циља са великом вероватноћом.

2.4.1. Ласерско вођење

Ласерски системи вођења могу бити активни или полуактивни, при чему се активно ласерско вођење примењује доста ређе и то у завршној фази вођења (*terminal guidance*). Најчешће се примењује полуактивно ласерско вођење, када се за осветљавање циља користи ласерски озрачивач, а сензор на ракети детектује рефлектовано зрачење на основу кога наводи ракету на циљ. Од система вођења најзаступљенији су *системи даљинског вођења (line of sight – LOS guidance systems)* и *системи самовођења (homing guidance systems)*.

Даљинско вођење може бити *командно (command to Line of Sight)* и *вођење по снопу (beamriding)*, у зависности од начина и места где се формира сигнал вођења. Код командног вођења прате се и циљ и ракета, и на основу одступања ракете од линије визирања циља на командном месту формира се сигнал вођења који се путем канала вођења (радио везом, оптички, каблом) шаље на ракету. Вођење по снопу подразумева непрекидно осветљавање циља ласерским снопом са модулисаним зрачењем. Ласерски озрачивач ради у режиму праћења циља, а емитовано зрачење је усмерено дуж правца линије визирања циља и у његовој околини. Преко сензора, смештеног на задњем делу ракете, детектује се ласерско зрачење, а затим се на самој ракети одређује одступање ракете од линије визирања циља и формира сигнал вођења.

За разлику од даљинских система вођења, код самовођења се сензор рефлектованог ласерског зрачења од циља и блок за формирање сигнала вођења налазе на ракети, и у процесу вођења се непрекидно прати релативно кретање циља у односу на ракету. У тактичким сценаријима примене полуактивног ласерског самовођења озрачивање циља и лансирање пројектила може се вршити са истог или са различитих места, и то са земље или из ваздуха. На слици 2.11 приказан је један сценарио када се циљ озрачава земаљским ласерским уређајем, а пројектил се лансира са друге платформе, такође са земље [6].



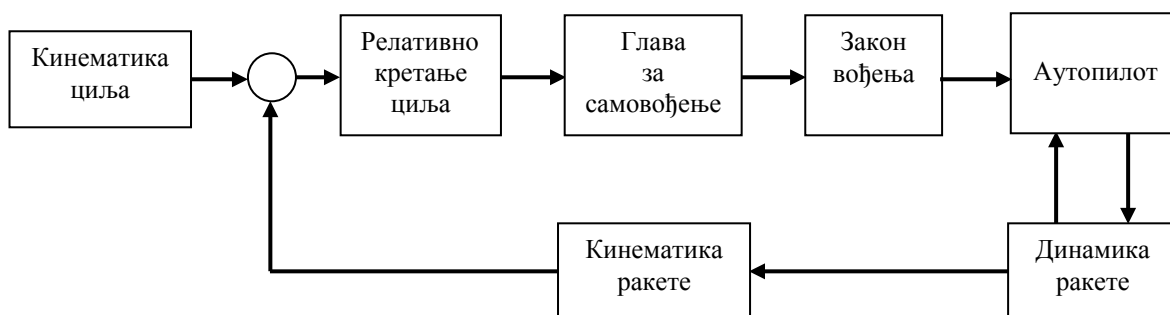
Слика 2.11 Концепт ласерског вођења са озрачивањем циља и лансирањем вођеног пројектила са земље [6]

Ласерски озрачивач генерише низ врло кратких импулса ($10 - 20$) ns велике снаге ($5 - 8$) MW са фреквенцијом понављања реда ($5 - 20$) Hz. Променљивом фреквенцијом понављања генерисана поворка импулса се кодује како би се обезбедила компатибилност са одговарајућим вођеним пројектилом. У одговарајућем блоку на пројектилу врши се провера кода детектованог рефлектованог зрачења, након чега се врши лансирање. Провера кода се непрекидно врши и током лета пројектила како би се избегла могућност погрешног навођења.

У сложеним условима на бојишту успешна примена ласерски вођеног оружја захтева претходно тактичко планирање, поштовање строго прописаних процедура употребе, координацију и придржавање мера безбедности. Да би се омогућило непрекидно озрачивање циља као и рефлексија зрачења од циља у жељеном правцу, претходно се морају испланирати распоред и начини примене ласерског озрачивања на терену. Да би се обезбедила сигурност људства које врши озрачивање циља лансирање пројектила мора бити извршено у сигурној зони, како би се избегла могућност његовог навођења на озрачивач уместо на циљ. Ако се циљ озрачава са више места, између тимова мора постојати међусобна како временска координација, тако и координација по питању кодова ласерског зрачења. Ласерско зрачење велике снаге је веома опасно по човека, па је при употреби ових система веома важно поштовање мера безбедности [8].

Основни склоп који омогућава самовођење пројектила је ГСВ (*seeker*). На слици 2.12 приказан је структурни дијаграм система самовођења типичне тактичке ракете.

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система



Слика 2.12 Структурни дијаграм система самовођења

Основне функције ГСВ су детекција, захват и праћење циља. Када ГСВ прими зрачење које се по неким особинама разликује у односу на специфично зрачење позадине, сматра се да је детектован неки објекат. Да би се извршио захват, потребно је да одраз детектованог објекта задовољи унапред дефинисане критеријуме како би се категорисао као циљ. Након захвата следи фаза праћења циља у којој се непрекидно одређују параметри његовог кретања у односу на одговарајући координатни систем.

Закон вођења представља реализацију неке *методе самовођења* на основу података које добија из ГСВ. У класичне методе самовођења убрајају се: *метода директног вођења*, *метода потере*, *метода паралелног зближења* и *метода пропорционалне навигације*. Савремени закони самовођења заснивају се на потпунијој информацији о кретању циља и ракете и обезбеђују већу тачност при гађању маневришућих циљева. Сложени алгоритми ових закона вођења базирају се на техникама естимације параметара, адаптивног и оптималног управљања, па су са аспекта реализације доста захтевнији.

Реализација одређене методе самовођења захтева информације о одређеним параметрима кретања циља, што директно утиче на конструкцију и принцип рада ГСВ. Параметре кретања циља ГСВ одређује у свом координатном систему који може бити непокретан или покретан у односу на координатни систем везан за ракету. На основу тога ГСВ могу бити *непокретне* и *покретне* [9].

Код непокретних ГСВ, координатни системи ГСВ и ракете се поклапају, односно ГСВ је круто везана за тело ракете. На овај начин могуће је мерење угла пеленга за реализацију методе директног вођења. Оваква реализација је једноставна, али је ГСВ веома осетљива на вибрације тела ракете. Осим тога ове ГСВ имају широко видно поље што утиче на смањење резолуције сензора, повећање нивоа шума и могућности ометања.

Код покретних ГСВ, координатни систем ГСВ може да мења оријентацију у односу на ракету и деле се на *покретне непратеће* и *покретне пратеће* ГСВ. Координатни систем покретне непратеће ГСВ се пре старта ракете оријентише у одговарајућем правцу у

простору, а након старта ракете ГСВ се стабилише у односу на тај правац. Ако се ГСВ стабилише око правца ваздушног струјања, онда је могуће мерити угао претицања и реализовати методу потере. У случају да се пре лансирања ГСВ оријентише у правцу ЛВЦ, и након старта се стабилише око тог правца, могуће је реализовати методу са константним углом претицања. Реализација ових ГСВ је комплекснија, јер захтева додатне сензоре али и систем стабилизације платформе на којој је сензор. Такође, и ове ГСВ имају широко видно поље.

Покретна пратећа ГСВ, или само пратећа ГСВ, током лета ракете ради у режиму праћења циља, при чему је омогућено мерење угаоне брзине ЛВЦ, која је неопходна за примену методе пропорционалне навигације или паралелног зближавања, као најефикаснијих метода самовођења. Са аспекта реализације ове ГСВ су најзахтевније, међутим, с обзиром да раде у режиму праћења, њихово видно поље је уско, што повећава резолуцију сензора и утиче на смањење нивоа шума.

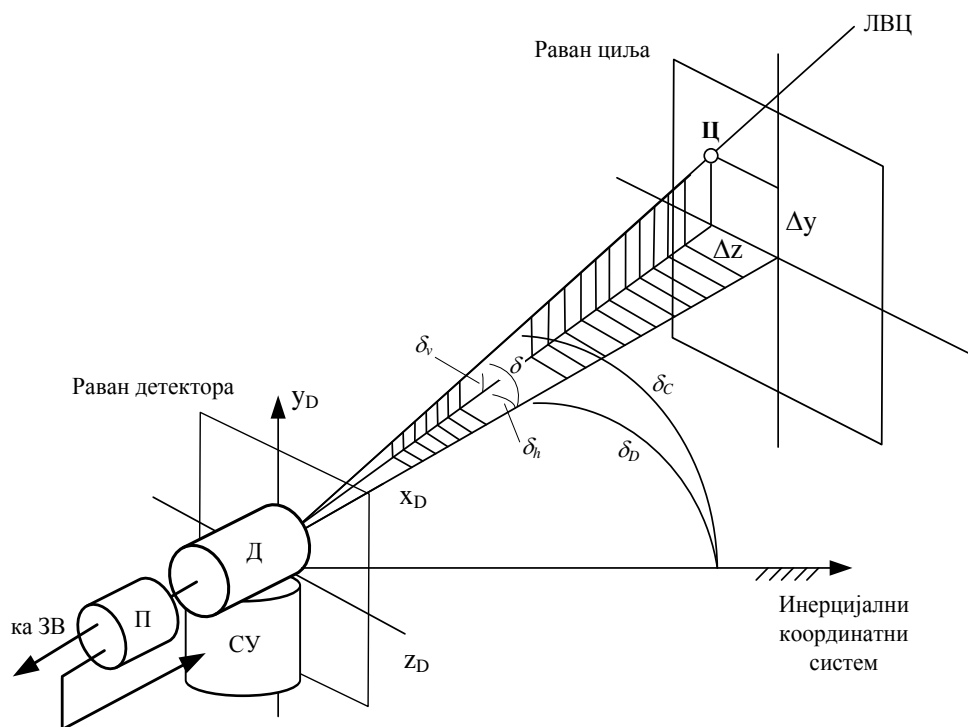
2.4.2. Оптоелектронске пратеће ГСВ

Да би се реализовао задатак праћења циља, пратећа ГСВ мора бити монтирана на платформу која се одговарајућим системом аутоматског управљања непрекидно усмерава тако да се оптичка оса ГСВ поклапа са правцем ЛВЦ. На слици 2.13 приказана је функционална шема пратеће ГСВ са одговарајућим координатним системом.

Основни елементи пратеће ГСВ су детектор (Д) кога чине осетљиви део и одговарајућа електроника за формирање сигнала грешке, појачавач сигнала грешке (П) и систем управљања (СУ). Детектор мери угаоно одступање δ ЛВЦ од оптичке осе детектора x_D . Ово одступање представља разлику између просторне оријентације ЛВЦ δ_c и просторне оријентације оптичке осе детектора δ_D у односу на инерцијални координатни систем, а састоји се од угаоне грешке у вертикалној δ_v и хоризонталној равни δ_h . Електрични сигнали пропорционални угаоним грешкама са излаза детектора се појачавају и прослеђују у подсистем за формирање закона вођења (ЗВ). Осим тога, преко ових сигнала се затвара повратна спрега система управљања, који врши угаону оријентацију ГСВ тако да се оптичка оса детектора и ЛВЦ поклопе.

У реалним условима ГСВ прати брзо покретне циљеве у присуству поремећаја типа шума сензора, вибрација платформе, несавршености конструкције, ометања и др., што намеће високе захтеве за систем управљања. На прецизност вођеног оружја доминантни

утицај имају грешке праћења циља које директно утичу на тачност целокупног система вођења.



Слика 2.13 Функционална шема пратеће ГСВ

Захтеви који се намећу за ГСВ овог типа су [9]:

- даљина детекције, захвата и стабилног праћења циља,
- угао видног поља детектора,
- дозвољене грешке праћења,
- минимална даљина заслепљења и прекида праћења,
- тежински и габаритни подаци, једноставност конструкције и поузданост рада.

Код оптоелектронских ГСВ даљина детекције, захвата и стабилног праћења циља зависе од осетљивости и шума детектора, контраста између циља и околине, стања атмосфере, ширине снопа (код ласерских ГСВ), и др. Видно поље детектора представља конусну област око оптичке осе ГСВ из које детектор прима оптичко зрачење, која је просторно ограничена углом видног поља. Угао видног поља оптичких детектора зависи од параметара оптичког система, и за постизање високе угаоне резолуције детектора потребно је што уже видно поље. Међутим, доња граница ширине видног поља дефинисана је дозвољеним грешкама праћења, како би се обезбедило стабилно праћење. Приближавањем циљу, релативно кретање циља постаје све динамичније, и у неком

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система

тренутку долази до прекида праћења услед повећања угаоне брзине ЛВЦ изнад максимално дозвољене. Осим тога, са смањивањем растојања ракета-циљ повећава се снага зрачења циља, која може довести до заслепљења детектора и прекида праћења. На заслепљење детектора посебно утичу мере ометања. Као део целокупног СВУ, ГСВ мора задовољити конструктивна ограничења по питању димензија и тежине, а због ограничених ресурса, захтева се и мала потрошња енергије. Све то мора бити праћено високом робусношћу и поузданошћу рада.

Оптоелектронске пратеће ГСВ се могу поделити на: пасивне са тачкастим спотом (*hot –spot detectors, non-imaging seekers*), пасивне са формирањем слике (*imaging seekers*) и ласерске (*laser seekers*) [10].

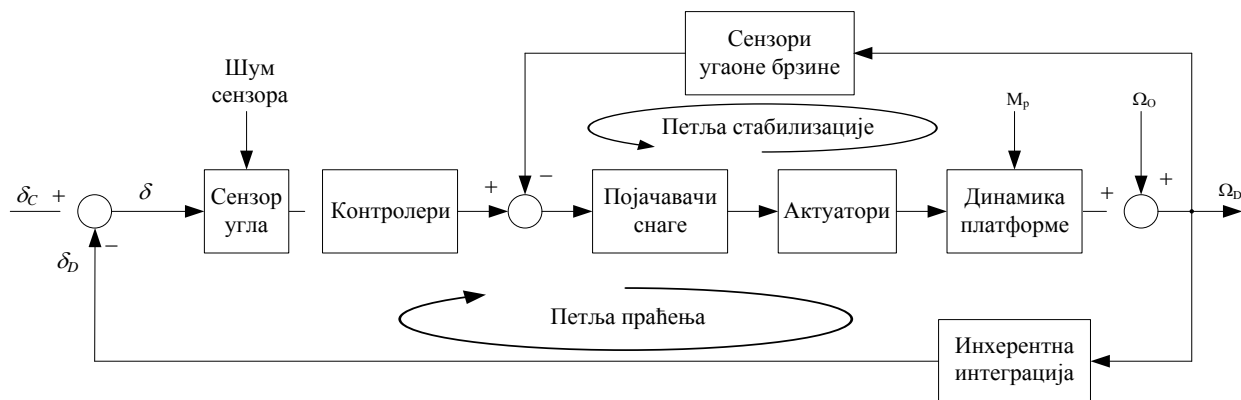
Код пасивних ГСВ са тачкастим спотом оптички систем фокусира долазно зрачење на малу површину и усмерава ка ИЦ детектору. Модулациони диск који се налази испред детектора садржи прозирне и непрозирне површине тако да пресеца фокусирани сноп. На тај начин детектор генерише модулисани сигнал који садржи информацију о положају циља у видном пољу детектора. Ове ГСВ се примењују за гађање тачкастих циљева у условима великог контраста циља и позадине. Међутим, у сложенијим условима (гађање земаљских циљева, присуство ометања) њихове перформансе значајно опадају.

Пасивне ГСВ са формирањем слике имају ТВ или ИЦ камеру као сензор. На тај начин могуће је гађање површинских циљева у сложенијим условима. Међутим, ТВ камере могу се примењивати само у дневним условима, док у пројектовању ИЦ камера за брзе тактичке ракете постоји низ ограничења као што су: мале димензије, велика робусност, брза обрада слике и мала цена.

Применом ласерских ГСВ може се у сложеним условима гађати широка класа циљева, како на земљи тако и у ваздуху. Ласерске ГСВ су малих димензија и компактне конструкције што омогућава да ласерски вођени пројектили представљају најпрецизније оружје у борбеним дејствима тактичког нивоа. Активне ласерске ГСВ могу да мере релативно растојање до циља и брзину релативног приближавања, док полуактивне могу да мере само брзину релативног приближавања.

На слици 2.14 приказан је структурни дијаграм система аутоматског управљања угаоном позицијом [11, 12], чији је основни задатак угаоно позиционирање ГСВ у правцу ЛВЦ.

2. Физичке основе и војне примене оптоелектронских система



Слика 2.14 Структурни дијаграм система управљања пратеће ГСВ [11, 12]

Да би се остварила угаона оријентација ГСВ у обе равни, управљачки систем се састоји од два, најчешће идентична канала управљања: по азимуту и елевацији. Детектор грешке у систему је одговарајући сензор угла, који треба да обезбеди сигнале грешке за оба канала. На основу ових сигнала у контролерима се реализују одговарајући закони управљања, који треба да обезбеде функционисање целокупног система у оквиру задатих перформанси. Појачани сигнали се из контролера прослеђују у извршне елементе који, у зависности од динамичких својстава платформе, закрећу платформу на којој се налази ГСВ одговарајућим угаоним брзинама у обе равни. Систем поседује инхерентно својство интеграције, тако да се на овај начин затвара спољашња петља или петља праћења (*outer loop, tracking loop*). Улазни сигнал у овај систем представља просторни угаони положај циља у односу на ГСВ (δ). Поред овог улаза, у систему се јављају и нежељени или поремећајни улази. Сигнали са сензора су увек праћени одређеним нивоом шума, који се састоји од компоненти различите природе. Нежељени конструктивни параметри платформе за покретање ГСВ, као што су несиметричност или неизбалансираност конструкције, међусобни утицај канала и др., доводе до појаве поремећајних момената у каналима управљања (M_p). Осим тога, тело ракете, као основа на коју се монтира ГСВ, је покретна и подложна разним облицима вибрација које се у виду поремећајних угаоних брзина (Ω_o) преносе на ГСВ. Због тога је неопходно у систем увести повратну спрегу по поремећајима, чиме се формира унутрашња петља или петља стабилизације (*inner loop, stabilising loop*).

Код ласерских ГСВ као сензори угла се најчешће примењују квадрантни фотодетектори (*quadrant photodetector - QPD*). Основна предност ових детектора је велики динамички опсег, широк пропусни опсег, једноставна електроника за обраду сигнала,

мали габарити и ниска цена. Као платформа се примењује карданска конструкција (*gimbals*) са жirosкопским погоном, у чијој основи се налази слободни жirosкоп. Користећи прецесионо кретање жirosкопа овакво решење, иако конструктивно веома сложено, поседује најефикаснија стабилизирајућа својства. Поред тога, применом овог решења директно се добија сигнал пропорционалан угаоној брзини ЛВЦ, неопходан за примену методе пропорционалне навигације или неке од савременијих метода вођења.

У реалним условима увек се јављају динамичке грешке праћења, које се морају свести на захтевани ниво. Свака од компоненти система за праћење и стабилизацију утиче на перформансе целокупног система. Осим тога, при пројектовању контролера морају се узети у обзир сви нежељени ефекти како би се извршила њихова ефикасна компензација. У следећем поглављу анализиран је КФД као сензор угаоног одступања и предложен је нови алгоритам за прорачун сигнала грешке који значајно повећава његову осетљивост, а самим тим утиче на смањење грешака праћења целокупног система. У наредним поглављима описан је један савремени концепт управљања са активном компензацијом поремећаја, као веома робусно решење при чему се захтевају минималне информације о моделу система. На бази овог концепта предложен је нови приступ у пројектовању система праћења и стабилизације ласерске пратеће ГСВ са КФД.

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

У овом поглављу разматрано је позиционирање ласерског снопа помоћу фотодиодних детектора, са детаљном анализом принципа рада КФД. Предложене су нове релације за сигнале позиционирања које обезбеђују повећање осетљивости детектора. Поред теоријске анализе, формиран су одговарајући симулациони модели КФД за различите алгоритме прорачуна сигнала позиционирања. Извршена је симулација ласерске пратеће ГСВ у режимима позиционирања на стационарни и праћења маневришућих циљева, и анализиран је утицај алгоритама КФД на динамичке карактеристике система.

3.1. Фотодетектори

Фотодетектори представљају претвараче енергије оптичког зрачења у електричне сигнале. У зависности од физичких принципа на којима се заснива ова трансформација енергије, фотодетектори се могу поделити на: топлотне (термичке) и фотоелектричне детекторе. Код термичких детектора врши се апсорпција оптичког зрачења која доводи до промене температуре сензора. Услед промене температуре мењају се физичка или електрична својства сензора која се користе за генерисање променљивог електричног сигнала. Основна предност ових детектора је широк спектрални одзив, али су зато мање осетљиви и имају спорији одзив од фотоелектричних детектора. У групу топлотних сензора убрајају се термопарови, болометри, пироелектрични сензори и др [2].

Фотоелектрични детектори раде на принципу фотоелектричног ефекта и називају се још и фотонски детектори. Ови сензори се могу поделити на детекторе са спољашњим и унутрашњим фотоелектричним ефектом, у зависности од тога да ли при интеракцији оптичког зрачења са детектором долази до емисије електрона са површине детектора, или до повећања концентрације слободних електрона у његовој унутрашњости.

Осетљиви део фотоелектричних детектора са спољашњим фотоелектричним ефектом назива се анода, која се израђује од материјала са слабо везаним електронима. При апсорпцији долазног оптичког зрачења, енергија електрона се повећава што узрокује њихово ослобађање, односно емитовање са површине аноде. Из ове групе као тачкасти детектори највише се примењују фотоцеви и фотомултипликатори, а као дводимензионални детектори користе се појачавачи слике.

У фотоцевима поред аноде постоји и друга електрода, фотокатода. Електроде су смештене у стаклену цев са вакуумом, а са извором напајања повезане су тако да је анода на позитивном а фотокатода на негативном потенцијалу. Електрично поље између

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

електрода убрзава фотоемитоване електроне са аноде и усмерава их ка фотокатоде. На тај начин формира се фотоструја чији је интензитет пропорционалан снази долазног оптичког зрачења. Фотоцеви имају малу осетљивост и релативно спор одзив.

Фотомултипликатори раде на сличном принципу као и обичне фотоцеви, али поред аноде и фотокатоде, код њих постоји и више додатних електрода – динода. Све електроде су, такође, смештене у вакумске цеви, при чему су диноде распоређене између аноде и фотокатоде на начин који омогућава вишестепено појачање струје електрона. Одговарајућим начином напајања електрода, између њих се формирају електрична поља тако да се фотоемитовани електрони са аноде усмеравају на први диодни степен, изазивајући секундарну емисију електрона, која се усмерава на следећи диодни степен, итд. На овај начин остварује се вишестепено појачање струје електрона која долази до фотокатоде, што значајно повећава осетљивост фотомултипликаторских цеви у односу на обичне. Ови детектори имају брз одзив и низак ниво шума. Међутим, за њихов рад потребни су извори напајања реда неколико киловолти, тако да су у неким применама замењени другим типовима детектора [2].

Системи са појачањем слике су разматрани у претходном поглављу, тако да ће овде бити само напоменуто да сензори ових система раде на принципу фотоемисије и да су осетљиви на оптичко зрачење из видљивог и блиског ИЦ дела спектра. Код појачавача слике се, слично као код фотоцеви и фотомултипликатора, оптичка енергија прво претвара у електричну, затим се појачава, али се на екранима израђеним од одговарајућих материјала поново трансформише у оптичку. На овај начин се формира слика појачаног интензитета слабо осветљене сцене и добија њена дводимензионална визуелизација [3].

Фотодетектори са унутрашњим фотоелектричним ефектом се израђују од полупроводничких материјала чија се електрична својства мењају при апсорпцији оптичке енергије. Деле се на фотокондуктивне детекторе и детекторе на бази П-Н споја.

Структура фотокондуктивних детектора је компактна, без П-Н спојева. Са порастом снаге инцидентног оптичког зрачења отпорност материјала опада, због чега се ови детектори називају још и фотоотпорници. Промена отпорности фотоотпорника се мења у опсегу од неколико десетина $M\Omega$, при слабом осветљавању, до неколико десетина Ω у случају јаког зрачења. Ови детектори имају широк динамички опсег, могу се примењивати од УВ до далеког ИЦ дела спектра и имају ниску цену. Међутим, одзив им је доста спор, реда стотина милисекунди [6].

Фотодетектори на бази П-Н споја могу бити фотодиоде, фототранзистори, фототиристор, фото-транзистори са ефектом поља (*Field Effect Transistor - FET*) и др.,

при чему код фотодиода не постоји струјно појачање. У наставку ће се детаљније анализирати параметри и типови фотодиодних детектора.

3.2. Параметри и типови фотодиодних детектора

У основи фотодиодних детектора је П-Н спој, код кога се између П и Н области формира испразњена зона без слободних носилаца. При апсорпцији оптичког зрачења довољне енергије, у овој зони се јављају парови електрон-шупљина. Под дејством унутрашњег електричног поља електрон се усмерава ка Н области, а шупљина ка П области. Ако је фотодиода у отвореној вези, ово раздвајање електрона и шупљина доводи до пораста напона између прикључака диоде, и у том случају се за фотодиоду каже да ради у фотонапонском детекторском режиму. Формирањем затвореног кола, долази до појаве струје, па се детекција оптичког зрачења остварује детекцијом промене интензитета струје у колу. У том случају за диоду кажемо да ради у фотострујном детекторском режиму, при чему се диода поларише инверзно.

3.2.1. Параметри фотодиодних детектора

Ради поређења разних типова фотодиода, дефинисани су следећи параметри који описују квалитет детектора, а самим тим и могућности његове примене [6]:

- коефицијент конверзије - \mathfrak{R} ,
- спектрални одзив,
- квантна ефикасност - η ,
- време одзива,
- шум,
- снага еквивалентна шуму (*Noise Equivalent Power*) - NEP ,
- детективност - D .

Коефицијент конверзије \mathfrak{R} представља однос интензитета струје кроз фотодетектор I_p и инцидентне оптичке снаге P_o :

$$\mathfrak{R} = \frac{I_p}{P_o} \left(\frac{A}{W} \right). \quad (3.1)$$

На коефицијент конверзије утичу величина енергетског процера полупроводничког материјала од кога је израђен детектор и таласна дужина инцидентног зрачења. Зависност коефицијента конверзије од таласне дужине описује се спектралним одзивом детектора. Фотодиодни детектори имају узак спектрални одзив, при чему таласна дужина на којој је

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

коэффициент конверзије максималан зависи од врсте полупроводника. Коэффициент конверзије, такође, зависи и од температуре, а када детектор ради у фотострујном режиму и од инверзног напона поларизације.

Поред коэффициента конверзије, дефинише се и квантна ефикасност фотодетектора η , као однос броја генерисаних парова електрон-шупљина и броја упадних фотона. У идеалном случају квантна ефикасност је једнака јединици, док је у реалним условима увек различита од један. Коэффициент конверзије и квантна ефикасност реалног фотодетектора повезани су релацијом:

$$\eta = 1.24 \cdot 10^3 \frac{\mathfrak{R}}{\lambda} \quad (3.2)$$

где је λ таласна дужина оптичког зрачења.

Време одзива фотодетектора карактерише брзину реакције детектора и представља време потребно да при деловању променљивог инцидентног зрачења електрични сигнал детектора (напон или струја) поприми нову стационарну вредност. У овом смислу може се дефинисати временска константа детектора као време потребно да излазни сигнал детектора поприми 63% нове стационарне вредности у одзиву на одскочну промену интензитета инцидентног зрачења. На временску константу детектора утичу конструктивни параметри П-Н споја и инверзни напон поларизације, тако да диоде са мањим димензијама допираних и недопираних области и вишим инверзним напоном поларизације имају бржи одзив. У фотопроводном режиму на време одзива додатно утиче и временска константа спољашњег електричног кола.

Доминантне компоненте шума фотодетектора су квантни и термички шум. Квантни шум је последица дискретне природе енергије инцидентног оптичког зрачења и дискретне природе фотострује која се услед тог зрачења генерише у фотодетектору. Термички шум се јавља на отпорним (термогеним) компонентама електричног кола фотодетектора. Прорачун шумова у фотодетектору је доста сложен поступак, па се у пракси примењује једноставнији модел заснован на прорачуну ефективних вредности појединих струја које се јављају при детекцији. Када нема спољашњег зрачења кроз фотодетектор протиче струја мрака, коју чине две компоненте: запреминска и површинска. Запреминску струју мрака чине носиоци генерисани у структури детектора услед топлотног ефекта, док се површинска струја мрака јавља због разних дефеката на површини детектора, његових димензија, нечистоћа и сл. У одсуству спољашњег зрачења јавља се и термички шум који зависи од радне отпорности и температуре фотодетектора.

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

Инцидентно оптичко зрачење узрокује појаву струје сигнала кроз фотодетектор, која представља корисну компоненту. Струја сигнала у фотодетектору узрокује појаву сопственог квантног шума, који заједно са струјом мрака и термалним шумом чини нежељену компоненту, или укупни шум [2].

Однос сигнал-шум (*Signal to Noise Ratio* - *SNR*) се дефинише као однос средњеквадратних вредности корисне компоненте струје сигнала $\overline{i_S^2}$ и укупног шума $\overline{i_N^2}$, кога чини збир средњеквадратних вредности свих квантних шумава и термалног шума:

$$SNR = \frac{\overline{i_S^2}}{\overline{i_N^2}}. \quad (3.3)$$

Минимална снага оптичког зрачења коју фотодетектор може да детектује одређује се из услова да однос сигнал-шум буде једнак јединици, и назива се снага еквивалентна шуму (*Noise Equivalent Power* - *NEP*). Оптичко зрачење ове снаге у фотодетектору генерише корисну компоненту струје сигнала исте средњеквадратне вредности као укупни шум, а са фактором конверзије фотодетектора је повезана релацијом:

$$NEP = \frac{i_N}{\mathfrak{R}} \text{ (W)}. \quad (3.4)$$

Детективност детектора дефинише се као реципрочна вредност *NEP*:

$$D = \frac{1}{NEP} \text{ (W}^{-1}\text{)}. \quad (3.5)$$

Пошто параметри *NEP* и *D*, дефинисани са (3.4) и (3.5), зависе од фреквенцијског опсега детекције $\Delta\nu$ и површине детектора *A*, они нису погодни за поређење детектора са различитим пропусним опсезима и различитих димензија. Да би се избегла зависност од ових величина, за оцену осетљивости детектора користи се нормализована детективност D^* :

$$D^* = D\sqrt{A \cdot \Delta\nu} = \frac{\sqrt{A \cdot \Delta\nu}}{NEP} \text{ (W}^{-1} \text{ cm Hz}^{0.5}\text{)} \quad (3.6)$$

при чему се површина детектора изражава у cm^2 .

3.2.2. Типови фотодиодних детектора

Вредности претходно дефинисаних параметара зависе од много фактора, као што су материјал од кога је израђен детектор, квалитет израде, конструкција детектора, обрада сигнала и др.

Најзаступљенији материјали од којих се израђују фотодиодни детектори су полупроводници силицијум (Si) и германијум (Ge) и легура индијум-галијум-арсенид ($InGaAs$). Спектралне карактеристике детектора директно зависе од нивоа енергетског процепца материјала од кога су направљени.

Постоји неколико типова фотодиодних детектора који се разликују по конструкцији: ПН фотодиоде, ПИН фотодиоде и лавинске фотодиоде [7]. Конструкција ПН фотодиоде и обичне диоде је иста, при чему се у испражњеној области, која се излаже деловању оптичког зрачења, генеришу парови електрон-шупљина, који у зависности од режима рада диоде доводе до појаве фотострује или фотонапона. Ове диоде су веома осетљиве на зрачење из широког опсега, од УВ до ИЦ дела спектра, али због велике капацитивности споја имају спор одзив.

Код ПИН фотодиоде се између П и Н области формира додатна испражњена област (И област) од чистог полупроводника, у којој је процес генерисања парова електрон-шупљина најефикаснији. Инверзним напоном поларизације се ова област може додатно проширити што утиче на квантну ефикасност детектора и повећава његову осетљивост. Осим тога смањује се капацитивност споја што доводи до повећања брзине одзива.

У структури лавинске фотодиоде (*avalanche photodiode*) поред додатног испражњеног слоја, формира се и додатна П област. Ове диоде раде у режиму инверзне поларизације, тако да се високим напонима може остварити унутрашње електрично поље великог интензитета, са максимумом између додатне П области и Н области. При појави пара електрон-шупљина у испражњеној области, јако електрично поље их убрзава тако да они генеришу нове парове који формирају секундарну фотострују по принципу лавине. Лавински ефекат доводи до појаве струјног појачања које за напоне поларизације од (30–200) V има вредности (50–100). На тај начин се постиже значајно повећање осетљивости и брзине одзива детектора [2].

Силицијумске фотодиоде имају спектрални одзив концентрисан у опсегу $\lambda \in (200–1100) \text{ nm}$, германијумске у опсегу $\lambda \in (500–1900) \text{ nm}$ а $InGaAs$ фотодиоде у опсегу $\lambda \in (700–1700) \text{ nm}$. Типичне максималне вредности коефицијента конверзије за силицијумске ПИН фотодиоде су $\mathfrak{R}_{\text{max}} \in (0,4–0,6) \text{ AW}^{-1}$ а за лавинске

$\mathfrak{R}_{\max} \in (40 - 80)AW^{-1}$. Лавинске фотодиоде се одликују и високим односом сигнал-шум, тако да се ови детектори ефикасно примењују за детекцију оптичког зрачења врло ниског интензитета [6].

Због малих димензија, компактне конструкције, високе осетљивости и једноставне обраде сигнала, фотодиоде се примењују у многим областима за потребе врло прецизних бесконтактних мерења. Посебну групу чине позициони фотодиодни детектори намењени за прецизно мерење угаоних или трансаторних координата објеката.

3.3. Фотодиодни детектори позиције

Фотодиодни детектори позиције представљају оптичке сензоре угаоних или трансаторних координата објеката који емитују или рефлектују оптичко зрачење, претварајући енергију зрачења у одговарајући напонски или струјни сигнал. Прецизније речено, фотодиодни детектори на посредан начин одређују позицију објеката, мерећи просторну оријентацију правца простирања емитованог или рефлектованог оптичког зрачења. На овај начин је могуће врло прецизно бесконтактно мерење позиције на великим растојањима користећи особине простирања оптичког зрачења, посебно ласерског.

За разлику од техника мерења просторних координата базираних на фреквенцијској (Доплеров ефекат), амплитудској (интерферометри) и импулсној (мерење даљине) модулацији оптичког зрачења, код фотодиодних детектора позиције примењује се просторна модулација. Просторна модулација, иако мање прецизна од осталих метода, омогућава мерење једнодимензионих и дводимензионих координата.

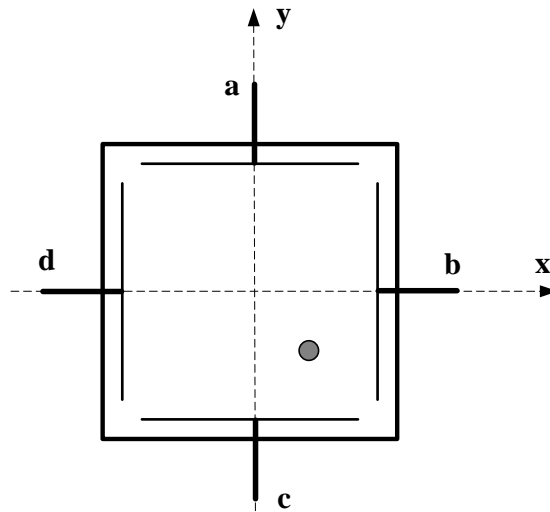
Да би сигнали које генеришу садржали информацију о позицији објекта, фотодиодни детектори морају имати посебну конструкцију и одговарајући алгоритам обраде сигнала. Најзаступљенији типови фотодиодних позиционих детектора су фотодиоде са латералним ефектом (*Lateral Effect Photodiode - LEP*) и сегментне фотодиоде. Код оба типа позиција се одређује у односу на геометријски центар осетљиве површине детектора (*centre of gravity sensors*), а међусобно се разликују по томе што код фотодиода са латералним ефектом осетљива површина није измењена, док је код сегментних фотодиода измењена на два или више делова [7].

Код фотодиода са латералним ефектом долазно оптичко зрачење се кроз улазни оптички систем фокусира у мрљу (спот) малих димензија на осетљивој површини. Генерисана фотоструја се дели на више струја усмерених ка крајевима диоде, при чему њихов интензитет зависи од положаја спота. Ако диода има два контакта на супротним

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

крајевима, генеришу се две струје. Интензитети ових струја зависе од растојања спота до контаката диоде, тако да се мерењем ових струја може одредити једнодимензиона позиција спота у односу на центар осетљиве површине.

Код дводимензионог позиционирања диода има четири контакта, па се формирају четири струје интензитета пропорционалног растојањима спота до сваког контакта. Распоред контаката и одговарајући координатни систем фотодиоде са латералним ефектом приказани су на слици 3.1.



Слика 3.1 Фотодиода са латералним ефектом

Позиција спота одређује се на основу израза [7]:

$$x = k_{LEP} \frac{i_b - i_d}{i_b + i_d}, \quad y = k_{LEP} \frac{i_a - i_c}{i_a + i_c} \quad (3.7)$$

где су i_a, i_b, i_c, i_d струје кроз одговарајуће контакте, а k_{LEP} фактор скалирања који зависи од димензија диоде. Разлике струја одређених контаката у (3.7) су нормиране њиховим збиром да би се избегла зависност процене позиције спота од снаге оптичког зрачења.

Позиционирање са LEP је врло прецизно и независно од величине спота, што омогућава доста широк опсег мерења. Опсег мерења зависи од димензија осетљиве површине, а у целом опсегу изражена је линеарност карактеристике. Међутим, због високог нивоа инхерентног шума, прецизност мерења је доста ограничена. Како је овај

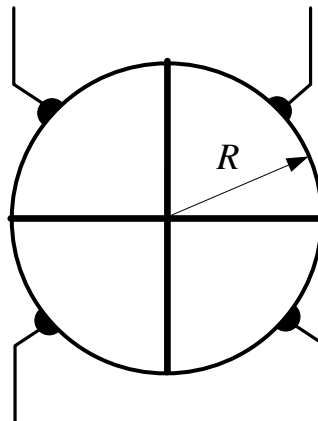
3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

шум доминантан у односу на шум позадине, фотодиоде имају ограничену примену код мерења на отвореном простору.

Принцип рада сегментних фотодиода има сличности са *LEP*. Одликују се великом осетљивошћу и брзином одзива, али и нелинеарном мерном карактеристиком, тако да се ови детектори ређе користе за врло прецизна мерења позиције, већ у системима за аутоматско усмеравање и праћење. Ови сензори су малих димензија и захтевају једноставну обраду сигнала, а при том су и врло јефтине. У системима за ласерско позиционирање најчешће се примењују четворосегментне фотодиоде или квадрантне фотодиоде - КФД (*Quadrant Photo Detector - QPD*).

3.4. Позиционирање са КФД

Осетљива површина КФД подељена је на четири сегмента – квадранта, који су међусобно раздвојени непроводним процепом врло мале ширине, реда μm . На слици 3.2 приказана је осетљива површина квадрантне фотодиоде кружног облика полупречника R .



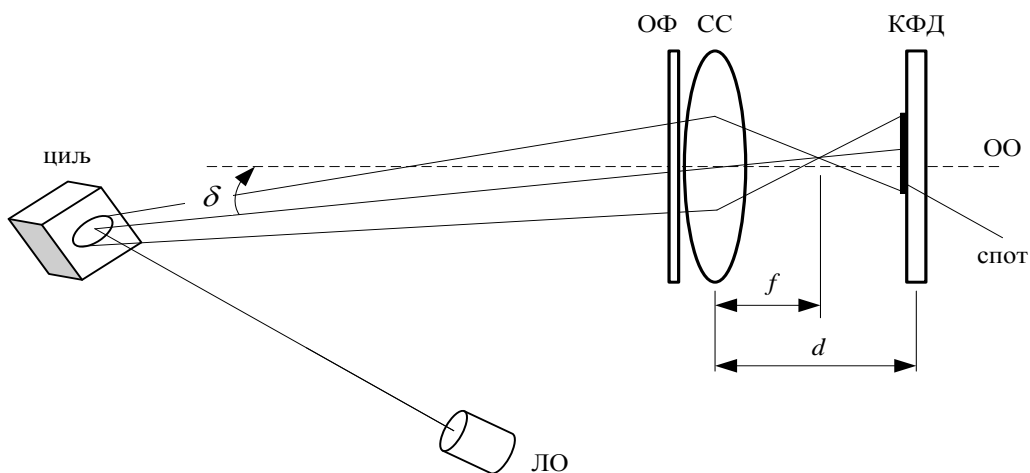
Слика 3.2 Квадрантна фотодиода кружног облика

КФД се може посматрати као структура од четири фотодиоде које независно генеришу сигнале. Позиционирање са КФД је могуће само ако се оптичко зрачење фокусира тако да се на осетљивој површини формира спот који захвата сва четири сегмента. За разлику од *LEP*, процес позиционирања квадрантним детектором је условљен величином спота, што намеће додатне захтеве за улазни оптички систем.

На слици 3.3 приказани су елементи система за позиционирање ласером озраченог циља [7]. Сноп ласерског озрачивача (ЛО) на површини циља формира спот чији облик зависи од позиције циља у односу на правац снопа, растојања циља од ЛО и од

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

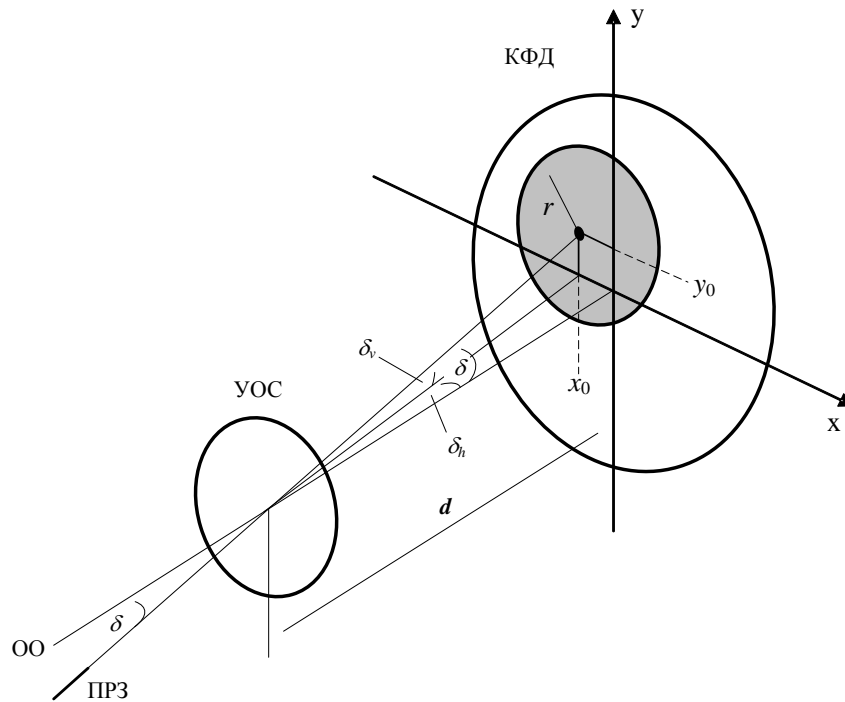
дивергенције снопа. Део рефлектованог ласерског зрачења са површине циља захвата оптички систем пријемника. На улазу оптичког система налази се оптички филтар (ОФ) намењен да смањи ниво оптичког зрачења позадине. Иза оптичког филтра налази се сабирно сочиво (СС) фокусне дужине f , које фокусира зрачење на осетљиву површину КФД. КФД се налази на растојању d од сабирног сочива, које је веће од фокусне дужине f , тако да се оптичко зрачење на КФД концентрише у облику спота одређеног облика и димензија. Спот може бити кружног или елиптичног облика чије димензије зависе од растојања d .



Слика 3.3 Позиционирање ласером озраченог циља [7]

Просторна оријентација снопа рефлектованог ласерског зрачења у односу на оптичку осу (ОО), а самим тим и угаона позиција циља, одређена је углом δ . Ако је угао δ различит од нуле, геометријски центар спота и центар КФД се не поклапају. Позиционирање ласером озраченог циља се на тај начин своди на одређивање положаја центра спота у односу на центар КФД.

На слици 3.4 приказан је спот кружног облика полупречника r у равни КФД. Одступање центра спота, са координатама (x_0, y_0) од центра КФД одређено је углом δ који заузима правац рефлектованог зрачења (ПРЗ) у односу на оптичку осу (ОО). Угао δ одређен је угаоним одступањима у хоризонталној и вертикалној равни, δ_h и δ_v , респективно.



Слика 3.4 Геометријски односи при формирању спота кружног облика

Координате центра спота и угаона одступања у хоризонталној и вертикалној равни повезане су релацијама:

$$x_0 = d \operatorname{tg} \delta_h, \quad y_0 = d \operatorname{tg} \delta_v. \quad (3.8)$$

За вредности углова $\delta_h, \delta_v < 5^\circ \cong 0.087 \operatorname{rad}$ може се увести апроксимација $\operatorname{tg} \delta_i \cong \delta_i \operatorname{rad}$, $i = h, v$, тако да изрази у (3.8) постају приближно линеарни.

Интензитети сигнала (напонских или струјних) које генеришу поједини квадранти фотодиоде пропорционални су интензитету оптичког зрачења којем су изложени, односно површини дела спота којом су обухваћени. Обрадом ових сигнала није могуће одредити тачне координате центра спота, већ њихове процењене (естимиране) вредности, јер се одговарајућим алгоритмима обраде добијају сигнали који у себи имплицитно садрже информације о координатама центра спота. Ови сигнали се називају *сигнали позиционирања (displacement signals)* и, у општем случају, представљају нелинеарне функције једне или обе координате.

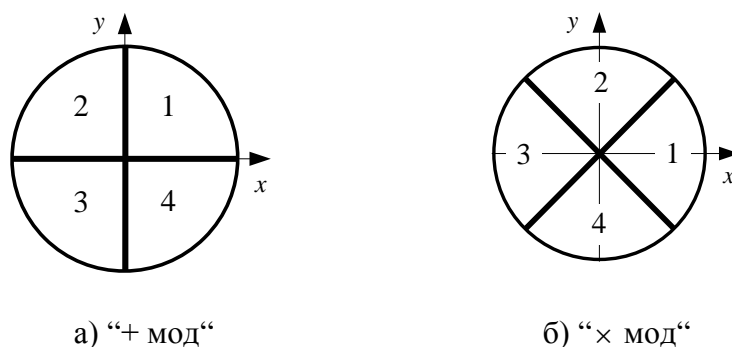
3.5. Сигнали позиционирања

Фотодиодни детектори најчешће се користе у фотострујном режиму, тако да КФД генерише четири струјна сигнала, на основу којих се формирају сигнали позиционирања. За одређивање струјних сигнала, а самим тим и сигнала позиционирања, битна је претпоставка о расподели ирадијансе ласерског зрачења на површини фотодиоде, као и претпоставка о облику спота. Постоји више метода за одређивање сигнала позиционирања које претпостављају константну (униформну), Гаусову или *sinc* расподелу ирадијансе, а за спот се усваја да има коначне или бесконачне димензије [7]. Методе се међусобно разликују и по алгоритму обраде струјних сигнала, тако да се за сигнале позиционирања добијају аналитички изрази који представљају бољу или лошију апроксимацију стварних сигнала. Анализом ових сигнала, који су линеарне или нелинеарне функције параметара спота, може се установити утицај појединих параметара на осетљивост КФД, линеарност сигнала, мерни опсег и друге карактеристике детектора.

Код метода које претпостављају коначне димензије спота, подразумева се да је долазно ласерско зрачење фокусирано у спот специфичног облика (правоугаоник, квадрат, круг или елипса) са униформном расподелом ирадијансе. У том случају се у изразима за сигнале позиционирања појављују параметри спота (дужине страница, полупречник, дужа и краћа дијагонала и др.).

У случају спота бесконачних димензија, за ирадијансу се најчешће усваја симетрична дводимензионална Гаусова расподела, при чему се као параметар спота узима растојање на којем ирадијанса опадне на $1/e$ од своје централне (максималне) вредности .

У литератури су позната два типа алгорита за прорачун сигнала позиционирања: који користе сва четири квадранта по оси и који користе два квадранта по оси, при чему КФД може бити у једном од два положаја [13]. На слици 3.5 приказана је КФД у два положаја: случај када се координатне осе КФД поклапају са процепима између квадраната назива се “+ мод“, док се случај када они заклапају угао од 45° назива “ \times мод“.



Слика 3.5 КФД у два положаја

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

Алгоритам који користи сва четири квадранта и КФД у “+ моду” назива се *стандардни алгоритам (add-subtract algorithm)*. Према овом алгоритму сигнали позиционирања ε_x и ε_y се добијају према изразима [14]:

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \frac{(i_1 + i_4) - (i_2 + i_3)}{i_1 + i_2 + i_3 + i_4} = \frac{i_{\Delta x}}{i_{\Sigma}} \\ \varepsilon_y &= \frac{(i_1 + i_2) - (i_3 + i_4)}{i_1 + i_2 + i_3 + i_4} = \frac{i_{\Delta y}}{i_{\Sigma}}.\end{aligned}\quad (3.9)$$

Струјне сигнале i_k , $k \in \{1,2,3,4\}$ генеришу одговарајући квадранти. Струје разлике $i_{\Delta x}$ и $i_{\Delta y}$, садрже информације о положају спота у односу на центар КФД дуж обе осе, јер представљају разлике суме парова струја са одређених квадраната. Да би се избегла зависност сигнала позиционирања од ирадијансе, атмосферских услова и растојања између извора зрачења и КФД, струје разлике се нормализују са *струјом суме* i_{Σ} . На овај начин се добијају сигнали позиционирања у опсегу $[-1,+1]$.

Код алгоритама који користе два квадранта по оси КФД је у “× моду”. У зависности од сигнала којим се врши нормализација, разликују се два типа ових алгоритама:

- први тип (*difference-over-sum algorithm Δ/Σ*) [13, 15, 16]:

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \frac{i_1 - i_3}{i_1 + i_3}, \\ \varepsilon_y &= \frac{i_2 - i_4}{i_2 + i_4},\end{aligned}\quad (3.10)$$

- други тип (*diagonal algorithm*) [16]:

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \frac{i_1 - i_3}{i_1 + i_2 + i_3 + i_4}, \\ \varepsilon_y &= \frac{i_2 - i_4}{i_1 + i_2 + i_3 + i_4}.\end{aligned}\quad (3.11)$$

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

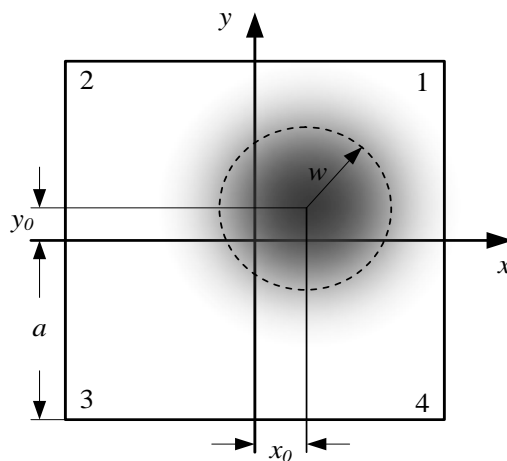
У претходним алгоритмима струја коју генерише k -ти квадрант зависи од ирадијансе E , коефицијента конверзије детектора \mathfrak{R} и дела површине спота A_k који припада k -том квадранту:

$$i_k = EA_k \mathfrak{R} = P_k \mathfrak{R}, k \in \{1,2,3,4\}. \quad (3.12)$$

где је P_k снага ласерског зрачења на k -том квадранту. У зависности од расподеле ирадијансе ласерског зрачења на површини фотодиоде, као и од облика спота сигнали позиционирања имају различиту форму.

3.5.1. Гаусова расподела ирадијансе

Претпоставка о Гаусовој расподели ирадијансе на површини КФД налази оправдање у претпоставци да ласерски озрачивач циља ради у основном моду TEM_{00} , код кога, као што је објашњено у претходном поглављу, снага зрачења има Гаусову расподелу. На слици 3.6 приказан је кружни спот са Гаусовом расподелом ирадијансе на осетљивој површини КФД квадратног облика дужине странице $2a$ у “+ моду”.



Слика 3.6 Квадратна КФД са кружним спотом и Гаусовом расподелом ирадијансе

Дводимензионална Гаусова расподела ирадијансе дата је изразом:

$$E(x, y) = E_0 e^{-\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}{w^2}}. \quad (3.13)$$

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

Максимална вредност ирадијансе E_0 је у центру спота са координатама (x_0, y_0) , док на растојању w опадне на $1/e$ пута мању вредност. За овај случај у [17] су изведени изрази за сигнале позиционирања према стандардном алгоритму:

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \frac{2\operatorname{erf}\left(\frac{x_0}{\sqrt{2w}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{a-x_0}{\sqrt{2w}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{a+x_0}{\sqrt{2w}}\right)}{\operatorname{erf}\left(\frac{a-x_0}{\sqrt{2w}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{a+x_0}{\sqrt{2w}}\right)} \\ \varepsilon_y &= \frac{2\operatorname{erf}\left(\frac{y_0}{\sqrt{2w}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{a-y_0}{\sqrt{2w}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{a+y_0}{\sqrt{2w}}\right)}{\operatorname{erf}\left(\frac{a-y_0}{\sqrt{2w}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{a+y_0}{\sqrt{2w}}\right)}\end{aligned}\quad (3.14)$$

где је $\operatorname{erf}(\cdot)$ функција грешке:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-u^2} du. \quad (3.15)$$

Сигнали позиционирања дати изразима (3.14) су нелинеарне функције једне координате центра спота и важе за било који положај центра спота на површини КФД.

Претпоставка о кружном облику спота је идеализована, јер у реалним условима облик спота је сличнији елипси, услед разних фактора као што су слабљење атмосфере, утицај улазног оптичког система, вибрације и сл. Графички прикази сигнала позиционирања спота кружног и елиптичког облика са Гаусовом расподелом ирадијансе за сва три алгоритма дати су у [16]. Показано је да су сигнали позиционирања за кружни и елиптични спот сличног облика, и да доминантан утицај на карактеристике сигнала позиционирања има избор алгоритма.

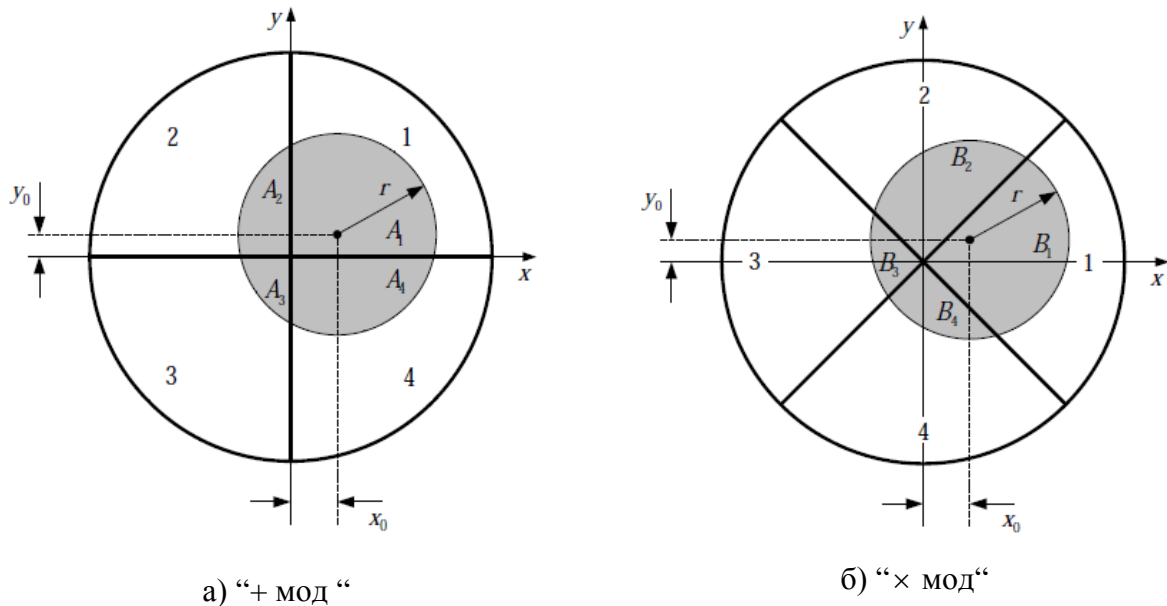
3.5.2. Униформна расподела ирадијансе

За разлику од Гаусове расподеле, која подразумева спот бесконачних димензија, униформна расподела подразумева да на површини спота коначних димензија ирадијанса има константну вредност. Иако је и претпоставка о униформној расподели ирадијансе такође вид упрошћавања реалности, она омогућава једноставнији приступ формирању и анализи сигнала позиционирања. Осим тога, постоје одговарајуће оптичке апаратуре које

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

врше трансформацију спота са Гаусовом у спот са униформном расподелом ирадијансе [18].

На слици 3.7 приказана је кружна КФД у “+” и “×” моду са униформном расподелом ирадијансе на споту кружног облика полупречника r .



Слика 3.7 Кружна КФД са униформном расподелом ирадијансе на споту кружног облика

Делови површине спота који припадају одређеним квадрантима означени су са A_i и B_i , $i = 1, 2, 3, 4$. Да би се сигнали позиционирања могли израчунати према изразима (3.9), (3.10) и (3.11) спот својом површином мора да обухвати сва четири квадранта. Са друге стране, да не би дошло до губитака снаге сигнала, целокупан спот треба да буде на површини КФД. У [19] је показано да је минимална вредност полупречника спота одређена величином процепа између квадраната, док је максимална вредност ограничена полупречником R осетљиве површине КФД (слика 3.2). Оптимална вредност полупречника спота, која обезбеђује формирање сигнала позиционирања уз максимално искоришћење осетљиве површине КФД, износи $r_{opt} = \frac{R}{2\sqrt{2}}$.

Осим тога, осетљивост КФД је обрнуто пропорционална полупречнику спота, док је опсег мерења директно пропорционалан, тако да избор полупречника мора бити компромис између ових супротстављених захтева. У идеалном случају, мерни опсег једнак је полупречнику спота. Међутим, у реалним условима, због шумова детектора

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

мерни опсег је мањи од идеалног, и зависи од захтеване тачности мерења и односа сигнал-шум [20].

У случају униформне расподеле ирадијансе, заменом израза (3.13) у (3.9), (3.10) и (3.11), при чему је $E = \text{const}$, сигнали позиционирања се, уместо помоћу струја, могу рачунати помоћу површина делова спота који припадају појединим квадрантима.

Сигнали позиционирања применом стандардног алгоритма тако постају [7]:

$$\varepsilon_x^{(2-2)+}(x_0) = \frac{(A_1 + A_4) - (A_2 + A_3)}{A_1 + A_2 + A_3 + A_4} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{x_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{x_0}{r}\right)^2} + \arcsin\left(\frac{x_0}{r}\right) \right), \quad |x_0| \leq r. \quad (3.16a)$$

$$\varepsilon_y^{(2-2)+}(y_0) = \frac{(A_1 + A_2) - (A_3 + A_4)}{A_1 + A_2 + A_3 + A_4} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{y_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{y_0}{r}\right)^2} + \arcsin\left(\frac{y_0}{r}\right) \right), \quad |y_0| \leq r. \quad (3.16б)$$

Од алгоритама који користе два квадранта по оси боље карактеристике има први тип [16].

Сигнали позиционирања за овај тип изводе се из израза (3.10) [21]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_x^{(1-1)\times}(x_0, y_0) &= \frac{B_1 - B_3}{B_1 + B_3} \\ &= \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right)^2} + \arcsin\left(\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right)\right)}{\frac{\pi}{2} + \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)} \\ &\quad + \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)^2} + \arcsin\left(\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)\right)}{\frac{\pi}{2} + \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)}, \quad |x_0|, |y_0| \leq r. \end{aligned} \quad (3.17a)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_y^{(1-1)\times}(x_0, y_0) &= \frac{B_2 - B_4}{B_2 + B_4} \\ &= \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right)^2} + \arcsin\left(\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right)\right)}{\frac{\pi}{2} - \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)} \\ &\quad + \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)^2} + \arcsin\left(\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)\right)}{\frac{\pi}{2} - \left(\frac{x_0}{r} + \frac{y_0}{r} \right) \left(\frac{x_0}{r} - \frac{y_0}{r} \right)}, \quad |x_0|, |y_0| \leq r. \end{aligned} \quad (3.17б)$$

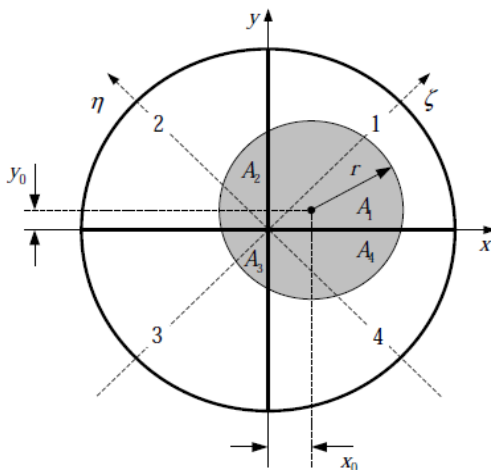
3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

У горњим изразима за сигнале позиционирања стандардни алгоритам је означен са $(2-2)+$, а алгоритам који користи два квадранта по оси са $(1-1)\times$. Упоредјујући изразе (3.16) и (3.17) може се закључити да су сигнали позиционирања рачунати по алгоритму $(2-2)+$ нелинеарне функције једне, док су сигнали позиционирања добијени применом алгоритма $(1-1)\times$ нелинеарне функције обе координате центра спота. Уочава се, такође, да су сигнали позиционирања функције не само одговарајућих координата центра спота, већ њихових нормализованих вредности $\frac{x_0}{r}$ и $\frac{y_0}{r}$. Треба напоменути да изведени изрази важе само у случају ако координате центра спота испуњавају услов $|x_0|, |y_0| \leq r$.

Основне предности алгоритма $(1-1)\times$ су већа осетљивост и једноставнија обрада сигнала, док су главни недостаци међусобни утицај оса и израженија нелинеарност [15]. У наставку су предложене нове релације за прорачун сигнала позиционирања КФД која ради у “+ моду“, који се у стандардној употреби КФД најчешће користи, при чему се постиже приближно иста осетљивост као код “ \times мода“.

3.6. Нове релације за сигнале позиционирања

Геометрија КФД у “+ моду“ са два координатна система приказана је на слици 3.8, при чему су осе ζ и η у односу на x и y закренуте за 45° .



Слика 3.8 Геометрија КФД у “+ моду“

Сигнали позиционирања дуж оса ζ и η могу се добити коришћењем сигнала са дијагоналних квадраната, 1 и 3, односно 2 и 4, респективно. У [22] предложени су сигнали позиционирања:

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

$$\begin{aligned} P_{\zeta} &= A_1 - A_3 \\ P_{\eta} &= A_2 - A_4 \end{aligned} \quad (3.18)$$

и изведени изрази за случај Гаусове расподеле ирадијансе, а њиховом нумеричком интеграцијом добијени су дијаграми сигнала позиционирања. Експериментална верификација теоријских разматрања у [22] извршена је у [23] чиме је показано задовољавајуће слагање изведених израза са измереним вредностима. У овим радовима је констатовано да је за формирање ових сигнала потребно једноставније коло са мање компоненти. Међутим, како изрази (3.18) представљају ненормализовану форму, дијаграми ових сигнала у великој мери зависе од облика и димензија спота као и од снаге зрачења.

Нормализована форма сигнала позиционирања дуж оса ζ и η дата је у [24]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\zeta} &= \frac{A_1 - A_3}{A_1 + A_3} \\ \varepsilon_{\eta} &= \frac{A_2 - A_4}{A_2 + A_4} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Изведени су изрази за кружни облик КФД и кружни облик спота, уз претпоставку униформне расподеле ирадијансе, у поларним и Декартовим координатама:

$$\varepsilon_{\zeta}(\rho_0, \phi_0) = \frac{\frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r}\right)^2} + \frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r}\right)^2}}{\frac{\pi}{2} + \left(\frac{\rho_0}{r}\right)^2 \sin(2\phi_0)} + \frac{a \sin\left(\frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r}\right) + a \sin\left(\frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r}\right)}{\frac{\pi}{2} + \left(\frac{\rho_0}{r}\right)^2 \sin(2\phi_0)} \quad (3.20a)$$

$$\varepsilon_{\zeta}(x_0, y_0) = \frac{\frac{x_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{x_0}{r}\right)^2} + \frac{y_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{y_0}{r}\right)^2} + a \sin\left(\frac{x_0}{r}\right) + a \sin\left(\frac{y_0}{r}\right)}{\frac{\pi}{2} + 2 \frac{x_0 y_0}{r r}}, \quad |x_0|, |y_0| \leq r. \quad (3.20b)$$

$$\varepsilon_{\eta}(\rho_0, \phi_0) = \frac{\frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r}\right)^2} - \frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r}\right)^2}}{\frac{\pi}{2} - \left(\frac{\rho_0}{r}\right)^2 \sin(2\phi_0)} + \frac{a \sin\left(\frac{\rho_0 \sin \phi_0}{r}\right) - a \sin\left(\frac{\rho_0 \cos \phi_0}{r}\right)}{\frac{\pi}{2} - \left(\frac{\rho_0}{r}\right)^2 \sin(2\phi_0)} \quad (3.21a)$$

$$\varepsilon_{\eta}(x_0, y_0) = \frac{\frac{y_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{y_0}{r}\right)^2} - \frac{x_0}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{x_0}{r}\right)^2} + a \sin\left(\frac{y_0}{r}\right) + a \sin\left(\frac{x_0}{r}\right)}{\frac{\pi}{2} - 2 \frac{x_0 y_0}{r r}}, \quad |x_0|, |y_0| \leq r. \quad (3.21b)$$

Изрази (3.20) и (3.21) су нелинеарне функције обе координате центра спота, и као што је показано у [7], између оса постоји јако изражена спрега (*coupling*). Позиционирање у $x - y$ равни директном применом ових сигнала није могуће, већ је неопходна одговарајућа трансформација координата.

За двоосно позиционирање у $x - y$ равни неопходна је трансформација координата из $\zeta - \eta$ у $x - y$ координатни систем. Нове релације за сигнале позиционирања, предложене у [25], имају форму:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_x^{(1-1)+}(x_0, y_0) \\ \varepsilon_y^{(1-1)+}(x_0, y_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_\zeta(x_0, y_0) \\ \varepsilon_\eta(x_0, y_0) \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_\zeta(x_0, y_0) \\ \varepsilon_\eta(x_0, y_0) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{A_1 - A_3}{A_1 + A_3} - \frac{A_2 - A_4}{A_2 + A_4} \\ \frac{A_1 - A_3}{A_1 + A_3} + \frac{A_2 - A_4}{A_2 + A_4} \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

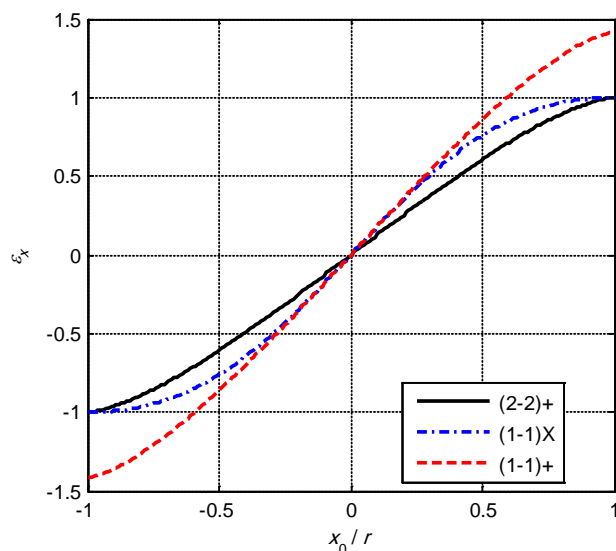
Сигнали позиционирања $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)+}$ су, такође, нелинеарне функције обе координате центра спота, а алгоритам њиховог формирања (3.22), назван *дијагонални разлика-сума алгоритам* (*diagonal-difference-over-sum algorithm*), у наставку ће се означавати са $(1-1)+$ [21].

3.7. Анализа сигнала позиционирања

Сигнали ε_x и ε_y представљају сигнале грешке, односно одступања ласерског снопа од центра КФД, на основу којих се у системима за угаоно позиционирање и праћење генеришу одговарајуће управљачке акције. Са аспекта аутоматског управљања важно је анализирати утицај сигнала позиционирања, генерисаних различитим алгоритмима, на динамичке карактеристике сервосистема у целини.

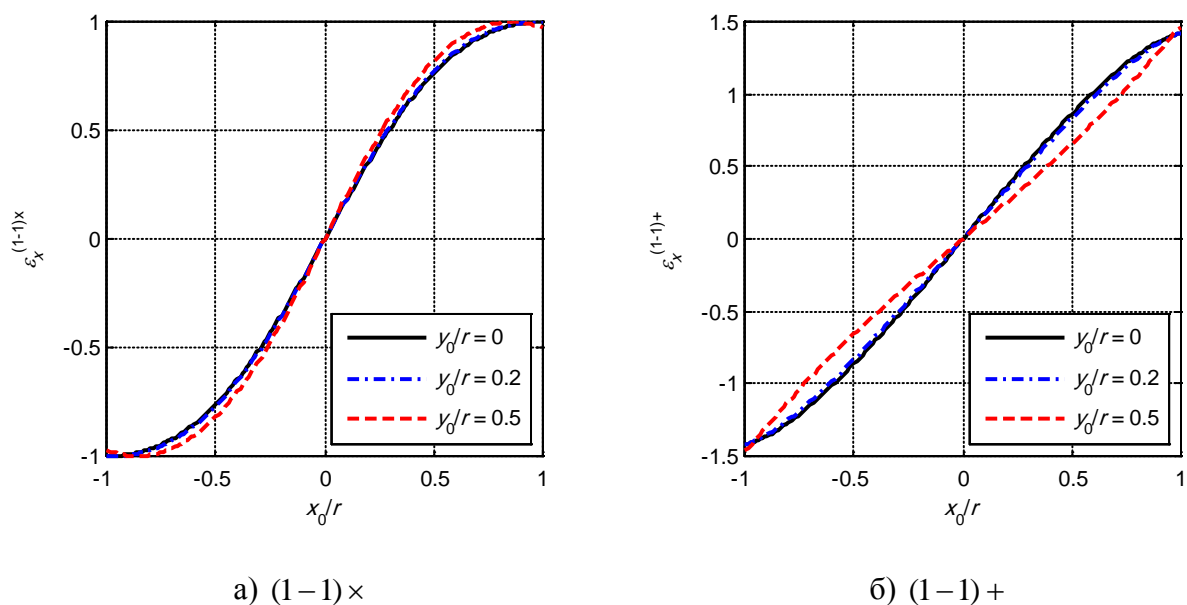
Сигнали позиционирања сва три алгоритма по x оси за $y_0/r=0$ графички су приказани на слици 3.9. Дијаграми су ограничени на област $-1 \leq x_0/r \leq 1$ у којој је позиционирање једнозначно, а која се назива *регион праћења*. У овом региону спот ”покрива” сва четири квадранта детектора обезбеђујући стабилан рад система. За $|x_0/r| \geq 1$ спот ”не покрива” све квадранте што узрокује сигнале константне вредности, односно КФД улази у засићење. У том случају не може се вршити аутоматско позиционирање већ само захват ласерског снопа у видном пољу детектора (*detector field of view - FOV*), па се ова област назива *област захвата* [7].

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД



Слика 3.9 Сигнали позиционирања по x осии за $y_r / r = 0$

Упоређујући графике уочава се да у региону праћења алгоритми $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ генеришу сигнале већег интензитета од стандардног алгоритма. У околини нуле, што је за системе аутоматског праћења посебно важна област, ови алгоритми су значајно осетљивији од стандардног. Осим тога, алгоритам $(1-1)+$ у односу на $(1-1)\times$ има израженију линеарност карактеристике, која је слична карактеристици стандардног алгоритма.



а) $(1-1)\times$

б) $(1-1)+$

Слика 3.10 Утицај положаја спота у вертикалној равни на сигнале позиционирања у хоризонталној равни

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

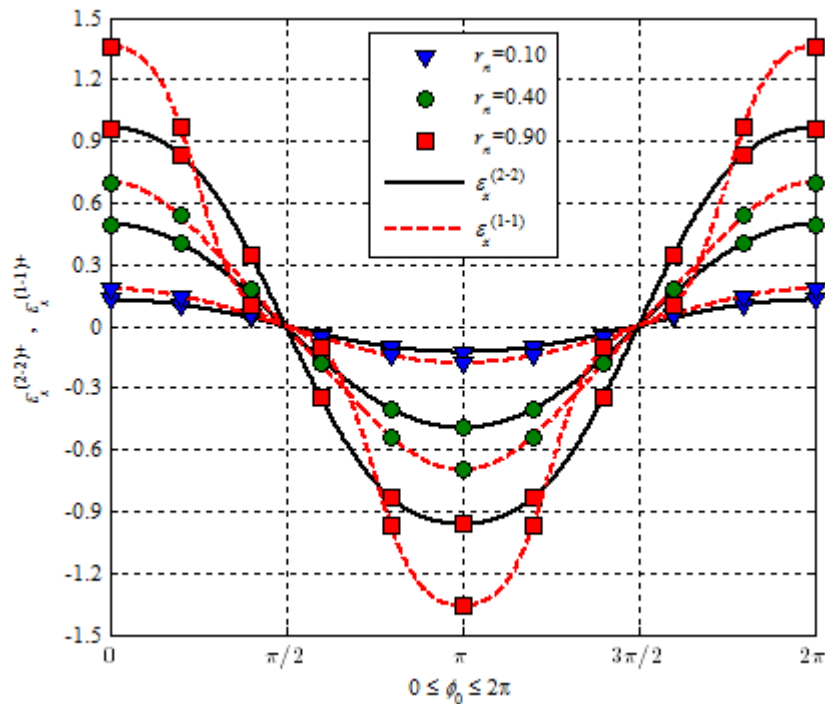
Специфичност алгоритама $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ је постојање спреге између оса при позиционирању. На слици 3.10 приказан је утицај положаја спота у вертикалној равни на сигнале позиционирања у хоризонталној равни.

Може се приметити да је за већа одступања y_0/r у вертикалној равни спрега између оса доста израженија код алгорита $(1-1)+$, док за мања одступања алгорита $(1-1)+$ има и даље израженију линеарност карактеристике и генерише сигнале већег интензитета у односу на $(1-1)\times$.

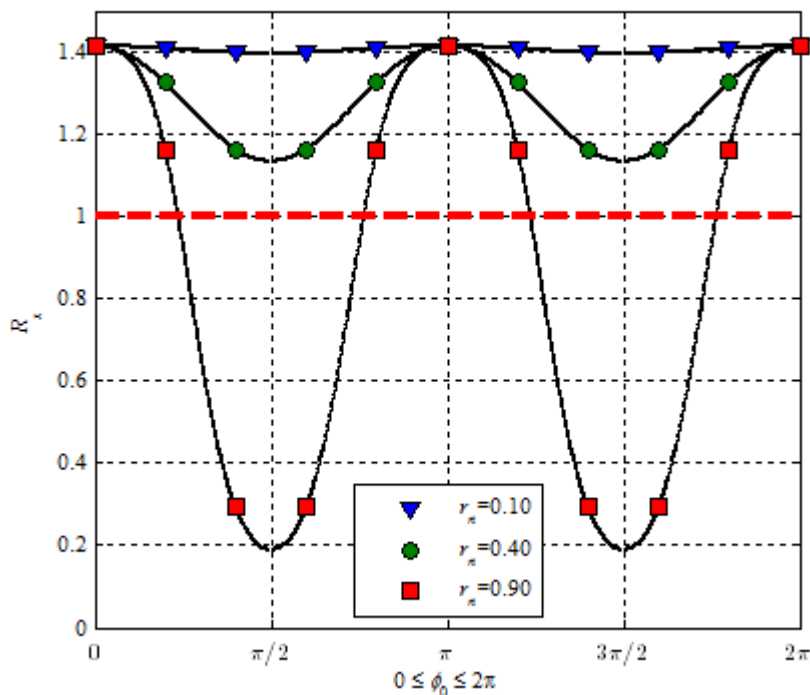
Осетљивост КФД, као детектора сигнала грешке, значајно утиче на динамичке карактеристике сервосистема за аутоматско позиционирање [26, 27, 28, 29]. Ради поређења осетљивости алгорита $(1-1)+$ и $(2-2)+$ у хоризонталној равни дефинисан је параметар R_x [25]:

$$R_x = \frac{\varepsilon_x^{(1-1)+}}{\varepsilon_x^{(2-2)+}}. \quad (3.23)$$

Сигнали позиционирања $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ за три различите вредности $r_n = \rho_0/r$ приказани су на слици 3.11, а њихов однос R_x на слици 3.12.



Слика 3.11 Сигнали позиционирања $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ у функцији поларних координата



Слика 3.12 Параметар $R_x = \varepsilon_x^{(1-1)+} / \varepsilon_x^{(2-2)+}$ у функцији поларних координата

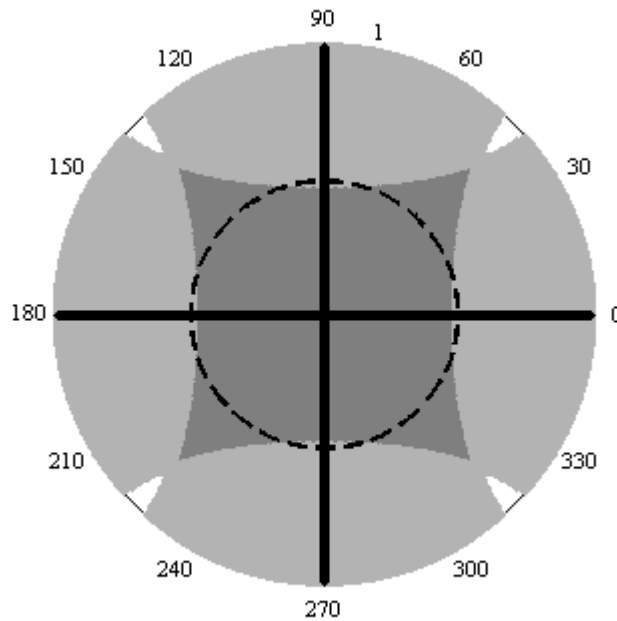
За мале вредности r_n сигнал $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ је већег интензитета од $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ на целокупном интервалу ϕ_0 . Са приближавањем спота центру КФД параметар R_x тежи вредности $\sqrt{2}$ (за $r_n = 0,1$ на слици 3.12), што указује на већу осетљивост КФД применом алгоритма $(1-1)+$.

У досадашњој анализи разматрана је само хоризонтална раван, али аналогни закључци важе и за вертикалну раван због симетричности КФД. Тако се, аналогно хоризонталној, за анализу осетљивости алгоритама $(1-1)+$ и $(2-2)+$ у вертикалној равни дефинише параметар $R_y = \varepsilon_y^{(1-1)+} / \varepsilon_y^{(2-2)+}$.

Када су параметри, R_x или R_y , већи од један, осетљивост алгоритма $(1-1)+$ је већа од $(2-2)+$, што узрокује бржу реакцију сервосистема [26]. Као што је раније констатовано, параметри R_x и R_y зависе од позиције центра спота (r_n и ϕ_0) на површини КФД. На слици 3.13 тамно сивом бојом приказан је део површине КФД на којој је осетљивост алгоритма $(1-1)+$ већа од стандардног у обе равни ($R_x > 1$ и $R_y > 1$). Види се да ова област готово у потпуности обухвата околину центра КФД за $r_n < 0,5$, која је на слици означена испрекиданом линијом. Случај када је $R_x > 1$ и $R_y < 1$, или $R_x < 1$ и $R_y > 1$

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

приказана је светло сивом бојом, док су белом бојом означене позиције где је $R_x < 1$ и $R_y < 1$.



Слика 3.13 Илустрација осетљивости алгоритама $(1-1)+$ и $(2-2)+$ у поларним координатама $(r_n$ и ϕ_0)

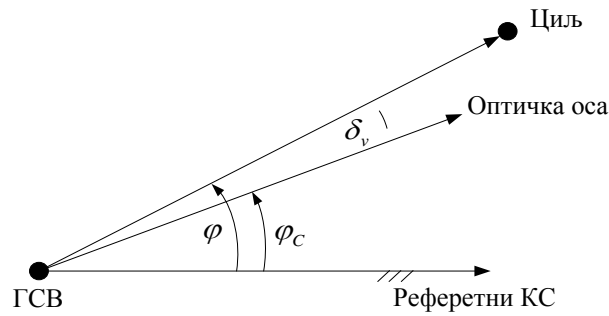
3.8. Симулација ласерске пратеће ГСВ

Намена ласерске пратеће ГСВ је детекција и позиционирање рефлектованог ласерског зрачења (ласерског снопа) и аутоматско праћење озраченог објекта (циља). Детекцију и позиционирање ласерског снопа врши КФД док одговарајући сервосистеми обезбеђују аутоматско праћење циља у обе равни. У наставку ће бити описан симулациони модел пратеће ГСВ са КФД и жирокопским погоном.

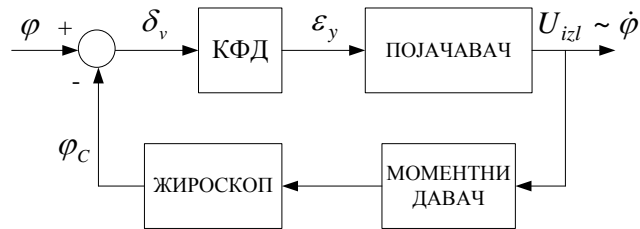
Пошто су канали управљања у вертикалној и хоризонталној равни, односно по азимуту и елевацији, симетрични, занемарујући спрегу између њих, у наставку ће се анализирати само динамичко понашање једног канала.

Одступање ЛВЦ од оптичке осе одређено је сигнаlima позиционирања ε_x и ε_y . Геометрија праћења циља у вертикалној равни приказана је на слици 3.14. Рефлектовано ласерско зрачење долази на пријемну оптику под углом δ_v . На основу слике 3.14 формиран је блок дијаграм канала управљања у вертикалној равни пратеће ГСВ са КФД и жирокопским погоном, који је приказан на слици 3.15.

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД



Слика 3.14 Геометрија праћења циља у вертикалној равни



Слика 3.15 Блок дијаграм канала управљања у вертикалној равни пратеће ГСВ са КФД и жирокопским погоном

Улазни сигнал φ је угао елевације ЛВЦ, φ_C је угао елевације оптичке осе, док је δ_v њихова разлика. КФД генерише континуални сигнал позиционирања ε_y у оквиру свог видног поља. Излазни сигнал U_{izl} је пропорционалан угаоној брзини ЛВЦ $\dot{\varphi}$, који се користи за реализацију одговарајућег закона вођења. Исти сигнал се користи за активирање моментног давача који узрокује прецесионо кретање жироскопа у смеру елиминације угаоне грешке δ_v , чиме се остварује аутоматско праћење циља.

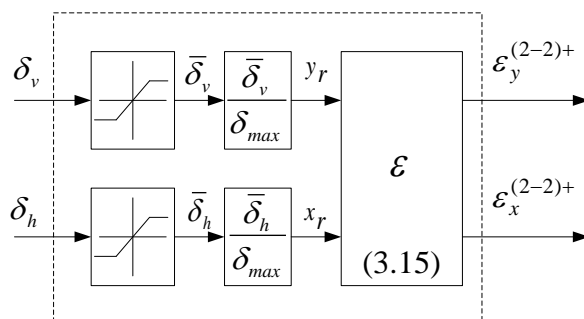
Структура канала управљања у хоризонталној равни пратеће ГСВ КФД и жирокопским погоном је иста, при чему се са λ , λ_C и δ_h означавају угао азимута ЛВЦ, угао азимута оптичке осе и угаона грешка у хоризонталној равни, респективно.

На основу познатих математичких модела појачавача, моментног давача и жироскопа [9, 12] могу се једноставно формирати њихови симулациони модели. У наставку ће бити описан поступак формирања симулационог модела КФД са различитим алгоритмима за формирање сигнала позиционирања.

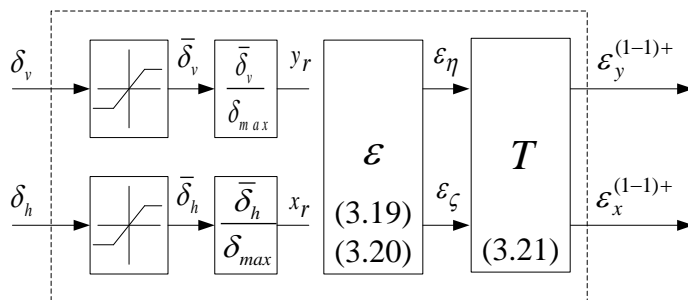
3.8.1. Симулациони модели КФД

Релације (3.16), (3.17) и (3.22) представљају математички модел КФД са алгоритмима $(2-2)+$, $(1-1)\times$ и $(1-1)+$, респективно. Међутим, ове релације важе само у региону праћења, док ван овог региона КФД улази у засићење, и долази до прекида праћења. Такође, сви сигнали позиционирања су функције нормализованих координата центра спота $x_r = x_0 / r$ и $y_r = y_0 / r$.

Узимајући у обзир претходне напомене, формиран су симулациони модели КФД за алгоритме $(2-2)+$ и $(1-1)+$, који су приказани на сликама 3.16 и 3.17, респективно [25].



Слика 3.16 Модел КФД за алгоритам $(2-2)+$



Слика 3.17 Модел КФД за алгоритам $(1-1)+$

Углови δ_v и δ_h су ограничени на угао видног поља КФД $\pm \delta_{max}$. Ови углови се трансформишу у одговарајуће нормализоване координате центра спота $x_r = x_0 / r$ и $y_r = y_0 / r$ неопходне за прорачун сигнала позиционирања. На основу израза (3.16) директно се рачунају сигнали позиционирања $\epsilon_x^{(2-2)+}$ и $\epsilon_y^{(2-2)+}$ за стандардни алгоритам.

Код алгоритма $(1-1)+$ прво се рачунају сигнали ε_ζ и ε_η помоћу израза (3.20) и (3.21), а затим се применом матрице T из израза (3.22) добијају сигнали $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)+}$.

Симулациони модел КФД за алгоритам $(1-1)\times$ је исти као за стандардни (слика 3.16), стим што се за прорачун сигнала позиционирања $\varepsilon_x^{(1-1)\times}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)\times}$ у блоку ε користе изрази (3.17).

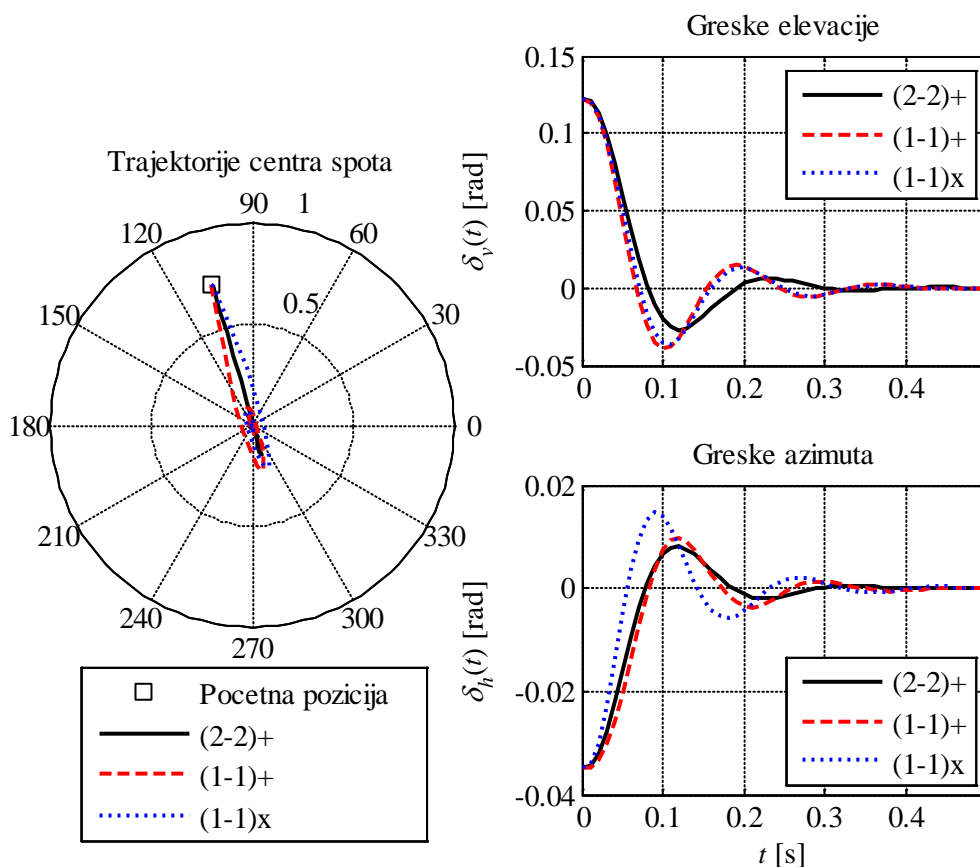
3.9. Анализа резултата симулација

Симулација пратеће ГСВ са алгоритмима $(2-2)+$, $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ за формирање сигнала позиционирања извршена је за три различита сценарија са непокретним и покретним циљевима. Анализиран је утицај алгоритама за прорачун сигнала позиционирања на динамичке карактеристике сервосистема праћења.

3.9.1. Сценарио 1: Стационарни циљ

У овом сценарију циљ је непокретан, са почетним положајем $x_r = -0,2$ ($\delta_h = -2^\circ = -0,035 \text{ rad}$) и $y_r = 0,7$ ($\delta_v = 7^\circ = 0,122 \text{ rad}$) у видном пољу детектора које је ограничено на $\pm \delta_{max} = \pm 10^\circ$. На левој страни слике 3.18 приказан је почетни положај циља (означен са \square) и трајекторије центра спота на површини КФД за све алгоритме. Горњи и доњи дијаграми на десној страни слике 3.18 показују угаоне грешке у вертикалној и хоризонталној равни, респективно, за све алгоритме.

Може се видети да се ГСВ и по правцу (азимуту) и по висини (елевацији) усмерава на непокретни циљ без грешке у стационарном стању за сва три алгоритма. Разлика у прелазним режимима одзива настаје услед разлике у интензитетима сигнала позиционирања за различите алгоритме дуж трајекторија центра спота на површини КФД. За алгоритам $(2-2)+$ трајекторија центра спота је права линија, док су трајекторије центра спота за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ спиралног облика, што је последица чињенице да су сигнали позиционирања $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_y^{(2-2)+}$ функције само једне (x_0 или y_0), а сигнали $\varepsilon_x^{(1-1)+}$, $\varepsilon_y^{(1-1)+}$, $\varepsilon_x^{(1-1)\times}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)\times}$ функције обе координате центра спота (x_0 и y_0).



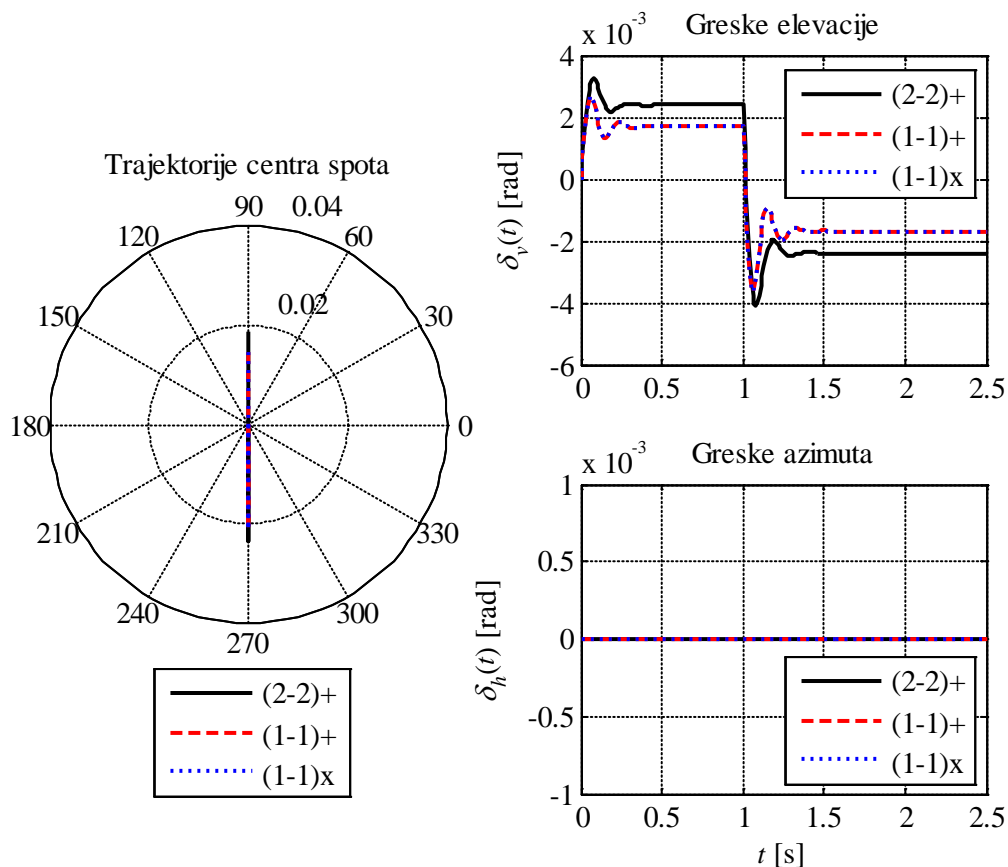
Слика 3.18 Трајекторије центра спота и угаоне грешке за први сценарио

3.9.2. Сценарио 2: Циљ се креће само у вертикалној равни

Овај сценарио симулира ситуацију кретања циља само у вертикалној равни. У почетном тренутку ГСВ је усмерена на циљ (оптичка оса и ЛВЦ се поклапају), при чему циљ почиње да се креће навише и након једне секунде нагло мења смер кретања. Угаона брзина ЛВЦ је $\dot{\phi} = 4^\circ / \text{s}$. На слици 3.19 приказане су трајекторије центра спота и временска промена угаоних грешака праћења за овај сценарио.

Због кретања циља само у вертикалној равни, грешке праћења циља по азимуту су једнаке нули. ГСВ прати циљ са константном грешком у стационарном стању за све алгоритме, што је последица чињенице да целокупни систем има астатизам првог реда [9], а побуда је у овом случају нагибна функција ($\dot{\phi} = \text{const}$). С обзиром да су грешке у стационарном стању обрнуто пропорционалне интензитетима сигнала позиционирања [28], применом алгоритама (1-1)+ и (1-1)× постиже се тачније праћење у односу на стандардни (2-2)+ алгоритам. Пошто се центар спота у овом случају увек налази у области на површини КФД где су сигнали $\varepsilon_x^{(1-1)+}$, $\varepsilon_y^{(1-1)+}$, $\varepsilon_x^{(1-1)\times}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)\times}$ већег интензитета

од сигнала $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_y^{(2-2)+}$ (тамно сива боја на слици 3.13), тачност праћења у стационарном стању за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ је већа приближно $\sqrt{2}$ пута. Такође, може се приметити да су одзиви система са алгоритмима $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ готово идентични.



Слика 3.19 Трајекторије центра спота и угаоне грешке за други сценарио

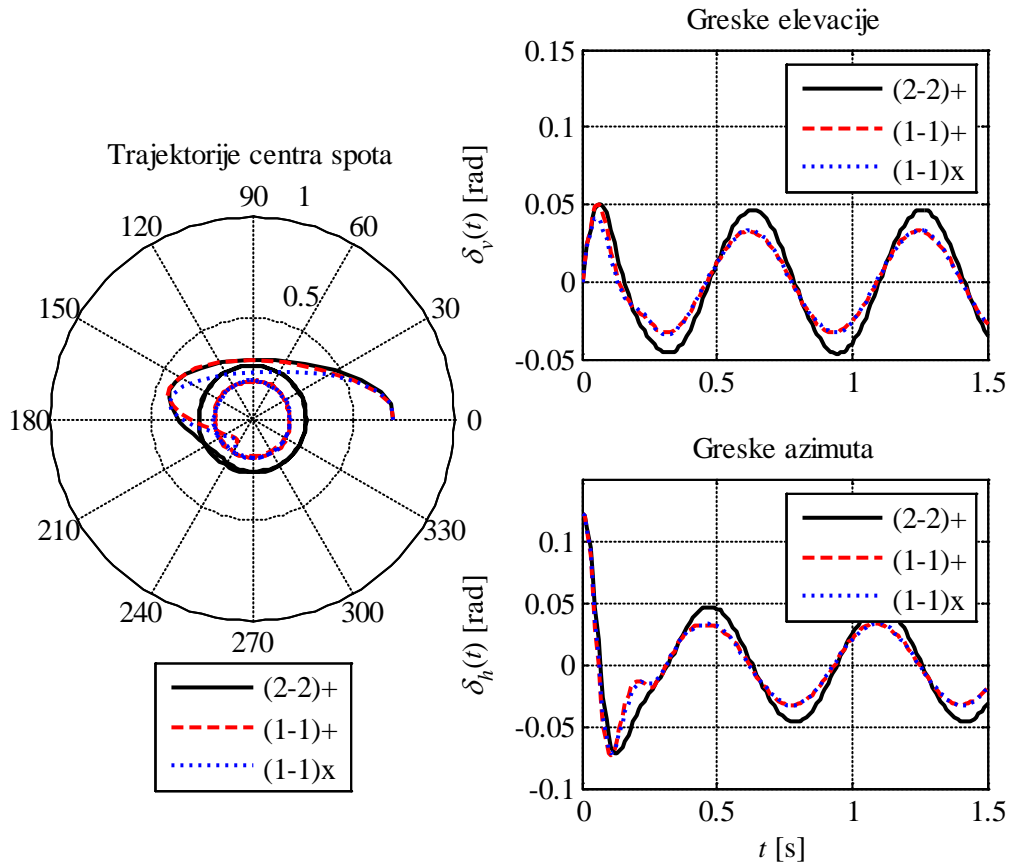
3.9.3. Сценарио 3: Циљ се креће по кружној путањи

Овај сценарио разматра кретање циља по кружној путањи, односно ситуацију када ЛВЦ ротира константном угаоном брзином. Почетна позиција центра спота у видном пољу КФД ($\pm \delta_{max} = \pm 10^\circ$) је задата са $x_r = 0,7$ ($\delta_h = 7^\circ = 0,122 \text{ rad}$) и $y_r = (\delta_v = 0)$. На слици 3.20 приказане су трајекторије центра спота и грешке праћења за трећи сценарио.

Због кружног кретања циља грешке у стационарном стању су осцилаторне функције времена. ГСВ и у овом случају прати циљ тако да се центар спота налази у области на површини КФД где су сигнали $\varepsilon_x^{(1-1)+}$, $\varepsilon_y^{(1-1)+}$, $\varepsilon_x^{(1-1)\times}$ и $\varepsilon_y^{(1-1)\times}$ већег интензитета од сигнала $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_y^{(2-2)+}$. Из тог разлога алгоритми $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ обезбеђују

3. Позиционирање ласерског снопа применом КФД

праћење циља и по азимуту и по елевацији са грешкама чије су амплитуде мање него у случају када се примењује стандардни $(2-2)+$ алгоритам. Као у претходном сценарију, виви се да су одзиви система са алгоритмима $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ готово идентични.



Слика 3.20 Трајекторије центра спота и угаоне грешке за трећи сценарио

Може се закључити да ће квалитет праћења бити знатно побољшан применом алгоритама $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ у односу на стандардни $(2-2)+$ алгоритам, ако се обезбеди да током праћења центар спота буде у области на површини КФД где су параметри $R_x > 1$ и $R_y > 1$, односно где је осетљивост алгоритама $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ већа у обе равни. Међутим, као што је напоменуто у претходној глави, у реалној ситуацији се у обзир мора узети и низ поремећајних фактора који отежавају праћење и утичу на повећање грешака праћења. Сходно томе, да би се искористила већа осетљивост предложеног алгоритма $(1-1)+$, неопходно је пројектовати довољно робустан систем управљања који обезбеђује компензацију поремећаја различите природе.

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

У овом поглављу је представљен нови концепт управљања системима, управљање са активном компензацијом поремећаја (*Active Disturbance Rejection Control - ADRC*), чији је идејни творац професор *Jingqing Han*, а који се заснива на идеји што мање зависности од процеса моделовања. Да је овај концепт ефикасна алтернатива досадашњим методама и техникама пројектовања робусних система доказ су његове успешне практичне примене у решавању широке класе проблема из домена управљања. Описане су основне идеје ADRC-а, поступак пројектовања контролера на бази тих идеја и показана робусност целокупне структуре. На крају је кроз преглед одговарајуће литературе приказана разноврсност нових решења и модификација у примени концепта ADRC.

4.1. Основне идеје ADRC

У својим радовима [30-39], који су углавном на кинеском језику, Хан је презентовао своје основне идеје у вези са ADRC-ом, од новог приступа филозофији управљања, преко конкретних предлога за унапређење постојећих решења, до дефинисања потпуно новог концепта управљања заснованог на активној компензацији поремећаја. У складу са тим, дефинисао је нове термине, или боље речено, неким старим терминима из домена управљања дао је ново значење. У раду [40] концепт ADRC-а је први пут представљен на енглеском језику, у виду нове парадигме за пројектовање система управљања. На тај начин су основне идеје ADRC-а постале доступне широј јавности, а уведени су и одговарајући англосаксонски термини. Концепт ADRC-а је систематизован у [41] и [42] са посебним напоменама везаним за практичне примене. Захваљујући једноставној имплементацији алгорита, у почетном периоду већину су чинили радови везани за успешне примене ADRC-а у разним областима, док је теоријска анализа била у заостатку. Међутим, у последње време, пажња се поклања и теоријским истраживањима у циљу ригорозних математичких формулација робусности и стабилности система са ADRC-ом, било у временском или фреквенцијском домену.

Полазну основу у формирању концепта ADRC представља кључни недостатак парадигме модерног управљања: зависност квалитета управљања од модела процеса. За разлику од класичног приступа, који се углавном базира на анализи и синтези система управљања у фреквенцијском и комплексном домену (Бодјеви, Никвистови и Николсови дијаграми, геометријско место корена), и који се показао као ефикасан за системе са једним улазом и једним излазом (*Single Input Single Output - SISO*), представљање процеса

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

моделом у простору стања, који чини основу модерног управљања, омогућило је формирање ефикасних алгоритама применом теорије оптимизације и естимације, како за SISO системе тако и за системе са више улаза и више излаза (*Multi Input Multi Output - MIMO*). Међутим, ефикасност ових алгоритама у највећој мери зависи од тачности математичког модела процеса, односно, показује се да њихова ефикасност значајно опада у присуству грешке моделовања (*model uncertainty*).

У модерне приступе проблему потискивања поремећаја и повећања робусности убрајају се адаптивно управљање (*adaptive control*) и робусно управљање (*robust control*). Иако концепт адаптације параметара регулатора са унапред припремљеним (меморисаним) табелама појачања, познат као *gain scheduling*, историјски припада класичним методама, тек са развојем дигиталних система управљања постала је могућа имплементација типичних адаптивних алгоритама као што су системи са референтним моделом (*Model Reference Adaptive Systems - MRAS*) и системи са самоподешавајућим регулаторима (*Self-Tuning Regulator - STR*) [43]. Код оба концепта утицаји спољашњих поремећаја и променљиве динамике система се компензују адаптацијом параметара контролера, при чему се код система са референтним моделом механизам адаптације заснива на разлици у одзивима референтног модела и реалног система, док се код система са самоподешавајућим регулаторима врши идентификација параметара система у реалном времену, а затим прорачун параметара контролера у складу са задатом перформансом.

Проблем робусног управљања је компензација неодређености модела, односно грешке моделовања, која представља одступање модела система који се користи за пројектовање контролера од реалног система. Грешка моделовања може бити дефинисана као неодређеност параметара (*parametric uncertainty*), или у виду занемарене и немоделоване динамике (*neglected and unmodelled dynamics uncertainty*). На основу анализе система формира се скуп неодређених модела (*uncertainty set*) чије су грешке моделовања представљене у одговарајућем математичком облику. Пројектовање H_∞ робусног контролера подразумева контролер са константним параметрима који обезбеђује задовољење робусне перформансе и робусне стабилности за систем са највећом грешком моделовања из скупа неодређених модела (*worst-case uncertainty*). С обзиром да се проблем решава у односу на најгори случај, који се ретко појављује, робусни контролер најчешће није оптимално решење [44].

Задатак оптималног управљања (*optimal control*) је пројектовање контролера који минимизира или максимизира одговарајућу критеријумску функцију. Типични представник оптималног управљања је *LQG* управљање (*Linear Quadratic Gaussian*), које

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

представља оптимално управљање линеарним системом у смислу минимизације квадратног критеријума перформансе, при чему се поремећаји моделују белим шумом. Примена *LQG* концепта пружа оптимално решење само ако је познат прецизан модел система (у простору стања) и статистика шума, што је у пракси веома редак случај. Осим тога, у многим случајевима моделовање поремећаја белим шумом често није могуће. Све ово указује на одређене недостатке оптималног управљања по питању робусности система [44].

Насупрот адаптивном, робусном и оптималном управљању, који пружају задовољавајућа решења за управљање линеарним, временски независним системима (*Linear Time Invariant Systems – LTI Systems*), нелинеарни концепти управљања пружају решења за много ширу класу система. Међу најзаступљеније представнике нелинеарног управљања убрајају се линеаризација преко повратне спреге (*Feedback Linearization – FL*), клизно управљање (*Sliding Mode Control - SMC*), метод Љапунова (*Lyapunov method*), *Backstepping (BS)*, и др. Оно што је карактеристично и за ове концепте управљања је неопходност што тачнијег математичког модела система како би се оствариле задовољавајуће перформансе [45].

Може се закључити да се модерни концепти управљања, било линеарни или нелинеарни, базирају на познавању математичког модела система, при чему се и алгоритми управљања формулишу у виду мање или више сложених математичких релација. Међутим, и поред успешне примене модерних концепата управљања у разним областима, данас је и даље један од најзаступљенијих видова управљања ПИД управљање (*Proportional Integral Differential - PID*). ПИД управљање се формира на основу сигнала грешке (*error based control*) између задатог (референтног) и излазног сигнала, не захтевајући прецизан модел система. Како се утицаји спољашњих поремећаја и променљиве динамике система одражавају на величину и динамику сигнала грешке, подешавањем пропорционалног, интегралног и диференцијалног дејства може се постићи задовољавајућа перформанса у погледу компензације поремећаја и робусности система. Захваљујући једноставном концепту и интуитивном приступу подешавања параметара, ПИД управљање се и даље масовно примењује и инжењерској пракси [46].

Због своје зависности од прецизног математичког модела, Хан је парадигму модерног управљања означио као приступ оријентисан ка моделовању (*model centric*), односно као теорију модела (*model theory*). Ова зависност од модела ограничава перформансе модерних концепата, нарочито по питању робусности. Осим тога, искуства из праксе указују да за успешно управљање није неопходан прецизан модел система. На

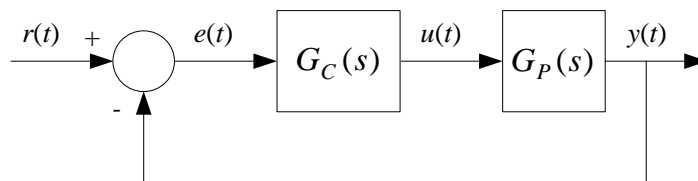
4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

правилно функционисање система утичу поремећаји различите природе, било спољашњи или унутрашњи. Са друге стране, системи могу бити линеарни или нелинеарни, временски независни или временски зависни, са једним улазом и једним излазом или са више улаза и више излаза, са међузависним (*coupled*) параметрима и др. Узимајући у обзир претходно, Хан је као полазне основе поставио питања [40]:

1. Шта је неопходно знати о систему да би се могло управљати са њим?
2. Како је могуће остварити ефикасније управљање?

Динамика линеарних и нелинеарних система у отвореној вези се суштински разликује. Међутим, применом повратне спреге линеарни системи могу постати нелинеарни, и обрнуто. Узимајући у обзир ову чињеницу, Хан је показао да се, под одређеним условима, применом повратне спреге линеарни или нелинеарни системи могу трансформисати у специфичну каноничну форму: редну (каскадну) везу интегратора [47]. Осим тога, у потрази за ефикаснијим управљачким механизмима, дошао је до закључка да се перформансе система могу значајно побољшати применом одговарајућих нелинеарности, односно применом одређене нелинеарне повратне спреге.

Из теорије управљања је познато да ће излаз $y(t)$ статичког система $G_P(s)$ (ред астатизма система једнак нули), приказаног на слици 4.1, пратити одскочну референцу $r(t)$ без грешке у стационарном стању, тј. $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, ако контролер $G_C(s)$ поседује интегрално дејство.



Слика 4.1 Класична управљачка структура

Међутим, ако се управљачки сигнал $u(t)$ реализује у виду нелинеарне функције:

$$u(t) = K \cdot |e(t)|^\alpha \cdot \text{sign}(e(t)) \quad (4.1)$$

за вредности коефицијента $\alpha \in (0,1)$ може се постићи сличан ефекат, при чему ће грешка у стационарном стању бити утолико мања уколико је α ближе нули. У граничном случају, за $\alpha = 0$, долази до потпуне елиминације грешке, при чему се овакав вид управљања

назива *bang-bang* управљање, што чини основу концепта *variable structure* управљања (*Variable Structure Control*). Из израза (4.1) се види да је управљачки сигнал утолико јачи уколико је грешка мања, и обрнуто. Пратећи ову логику, Хан је дефинисао нове типове нелинеарности, чијом применом се постижу бољи управљачки ефекти.

4.1.1. Нелинеарни диференцијатор

Оптимално управљање системом од два редно везана интегратора:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= u(t)\end{aligned}\tag{4.2}$$

уз ограничење улазног сигнала $|u(t)| \leq r$, које обезбеђује да излаз $x_1(t)$ најбрже могуће прати задату референцу $v(t)$ без прескока, има нелинеарну форму:

$$u(t) = -r \cdot \text{sign}\left(x_1(t) - v(t) + \frac{x_2(t)|x_2(t)|}{2r}\right).\tag{4.3}$$

Брзина конвергенције (убрзање) излаза зависи од r и ограничена је максималном вредношћу управљачког сигнала актуатора. Овај резултат Хан је искористио за формулисање нелинеарног диференцијатора који је назван *Tracking Differentiator (TD)* [40,42]. Уврштавајући (4.3) у (4.2) добија се систем једначина нелинеарног диференцијатора:

$$\begin{aligned}\dot{v}_1(t) &= v_2(t) \\ \dot{v}_2(t) &= -r \cdot \text{sign}\left(v_1(t) - v(t) + \frac{v_2(t)|v_2(t)|}{2r}\right)\end{aligned}\tag{4.4}$$

чији излази $v_1(t)$ и $v_2(t)$ прате (*track*) задату референцу $v(t)$ и њен први извод $\dot{v}(t)$, респективно. На овај начин добијају се оптималне процене извода сигнала у смислу брзине конвергенције. Међутим, при дигиталној имплементацији израза (4.3) јављају се значајне нумеричке грешке. У [42] изведене су једначине за дискретни нелинеарни TD на основу којих је могућа његова директна дигитална имплементација. Овај резултат представља дискретно решење проблема оптималног управљања дигиталног еквивалента

система (4.2) [48]. Због добрих филтарских карактеристика и односа сигнал/шум TD представља погодно решење за проблем диференцирања сигнала, нарочито ако су сигнали зашумљени. Такође, применом TD-а може се знатно ефикасније искористити диференцијално дејство код ПИД управљања, које се иначе ређе примењује управо због додатног појачања ефеката шума изазваног његовим диференцирањем. Ригорозни математички доказ конвергенције TD-а изведен је у [49], док је у [50] показано да од различитих типова диференцијатора, TD представља систем са најблажим условом за стабилност. Нова структура нелинеарног TD-а, којим се повећава брзина конвергенције применом мањег броја једначина и увођењем управљања унапред предложена је у [51].

4.1.2. Нелинеарни ПИД

У стандардној примени ПИД управљања примењује се линеарна комбинација пропорционалног, интегралног и диференцијалног дејства. Као што је раније напоменуто у односу на линеарно, нелинеарно управљање може бити знатно ефикасније. Увођењем нелинеарности типа:

$$fal(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} |x|^\alpha \cdot \text{sign}(x), & |x| > \delta \\ \frac{x}{\delta^{1-\alpha}}, & |x| \leq \delta \end{cases}, \delta > 0 \quad (4.5)$$

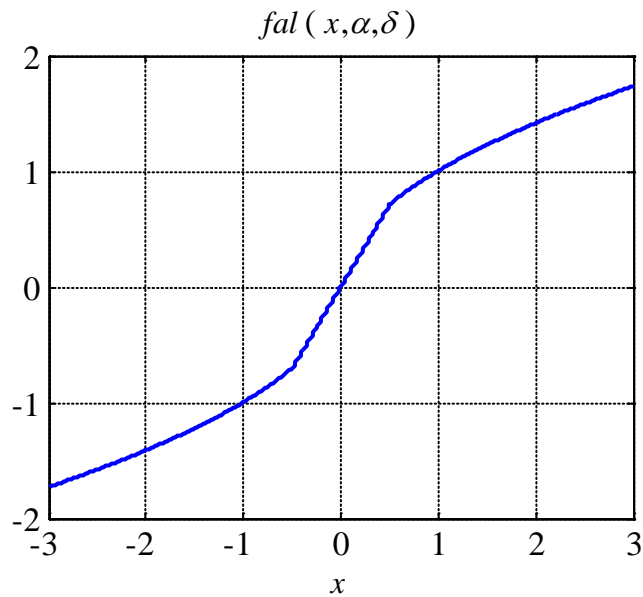
Хан је предложио нову форму нелинеарног ПИД управљања (*Nonlinear PID - NPID*):

$$u(t) = K_P fal(e, \alpha_P, \delta_P) + K_I fal(e_I, \alpha_I, \delta_I) + K_D fal(e_D, \alpha_D, \delta_D) \quad (4.6)$$

где су $e_I = \int_0^t e(\tau) d\tau$ интеграл грешке и $e_D = \frac{de(t)}{dt}$ извод грешке. На слици 4.2 приказан је график функције $fal(x, \alpha, \delta)$ за $\alpha = 0.5$ и $\delta = 0.5$.

У односу на функцију (4.1) функција $fal(x, \alpha, \delta)$ има линеарни регион у околини нуле, чија ширина се мења променом параметра δ , што утиче на побољшање нумеричке реализације овог решења. Избором параметра $\alpha_I < 1$ утицај интегралног дејства слаби са повећањем грешке, што елиминише нежељено увијање интегратора (*integrator windup*). Са $\alpha_D > 1$ утицај диференцијалног дејства долази до изражаја у прелазном периоду, када је грешка релативно велика, што утиче на смањење прескока у одзиву, док се у

стационарном стању, када је грешка мала, утицај диференцијалног дејства смањује [40,42].

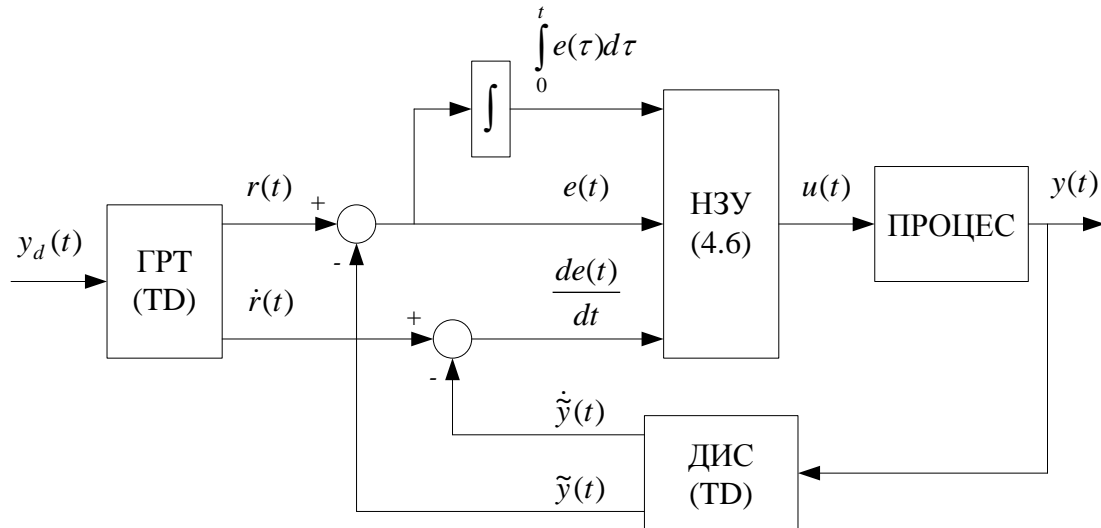


Слика 4.2 Функција $fal(x, \alpha, \delta)$

Комбинацијом нелинеарног управљања (4.6) и TD-а добија се структура нелинеарног ПИД управљања као на слици 4.3. У овој структури TD се користи као генератор референтне трајекторије (ГРТ) и као диференцијатор излазног сигнала (ДИС). Користећи излазе TD-а формирају се сигнал грешке $e(t) = r(t) - \tilde{y}(t)$ и сигнал извода грешке $\dot{e}(t) = \dot{r}(t) - \dot{\tilde{y}}(t)$ чиме се елиминишу негативне појаве везане за нагле промене референце $y_d(t)$ и обезбеђује ефикаснија примена диференцијалног дејства [42].

4.1.3. Тотални поремећај

Основни задатак аутоматског управљања неким системом (процесом) је да излази система прате задату референцу у складу са унапред дефинисаном перформансом. С обзиром да процес ради у присуству многих поремећајних фактора, који негативно утичу на његово функционисање, управљачки механизам (контролер) треба да обезбеди што ефикасније слабљење (*attenuation*), или у најбољем случају потпуну елиминацију (*rejection*) негативних утицаја, уз истовремено задовољење задате перформансе.



Слика 4.3 Структура нелинеарног ПИД управљања са TD-ом

Одступање понашања процеса од очекиваног је последица спољашњих (*external*) и унутрашњих (*internal*) поремећаја (*disturbances*). Природа ових поремећаја је различита, па се и проблему њиховог решавања у аутоматичи приступа одвојено као проблему потискивања, односно елиминације спољашњег поремећаја (*disturbance rejection*) и као проблему робусности. Међутим, и спољашњи и унутрашњи поремећаји заједно представљају нежељене сметње (*uncertainties*) за систем.

Да би контролер успешно остварио постављене задатке, за његово пројектовање неопходне су одговарајуће информације о процесу којим се управља и о негативним утицајима на његово функционисање. Како се сви ефекти на функционисање процеса одражавају на излазе система, затварањем повратне спреге (*Feedback - FB*) по излазима добијају се сигнали грешке, који садрже информације о одступању излаза процеса од задатих вредности. Применом принципа повратне спреге, који представља доминантни принцип функционисања система аутоматског управљања, постижу се значајни ефекти по питању стабилности система и смањења осетљивости на варијације параметара система. У систему са повратном спрегом контролер реагује на промене излаза система, односно на *последњу* утицаја нежељених фактора [52], због чега се овакав приступ назива *пасивни* приступ у њиховој компензацији.

Полазећи од претпоставке да се утицај спољашњих поремећаја и повећање робусности не могу ефикасно решити ослањајући се на прецизне математичке моделе, Хан је увео појам *тоталног поремећаја* (*total disturbance*), којим је објединио све нежељене ефекте, односно све спољашње и унутрашње поремећаје у један који је потребно компензовати. На овај начин он је проблем ефикасне компензације

(елиминације) тоталног поремећаја поставио као централни за реализацију ефикасног управљања системом [53].

У складу са претходним закључцима да се применом одговарајуће повратне спреге већина система може трансформисати у редну везу интегратора, ову структуру је узео као номиналну форму, а сва одступања од ње сврстао у састав тоталног поремећаја. Ова форма представља полазну основу за пројектовање контролера, који може имати врло једноставну структуру и константне параметре, ако се оствари ефикасна компензација тоталног поремећаја.

Поступак дефинисања тоталног поремећаја биће објашњен на примеру система другог реда са једним улазом и једним излазом [42]:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= f(x_1(t), x_2(t), w(t), t) + b \cdot u(t) \\ y(t) &= x_1(t)\end{aligned}\tag{4.7}$$

где су $u(t)$, $y(t)$ и $w(t)$ улаз, мерљиви излаз и спољашњи поремећај система, респективно. Функција $f(x_1(t), x_2(t), w(t), t)$ је временски променљива функција стања и спољашњег поремећаја која у општем случају није позната. Претпоставимо да је параметар b позната константа. Ако се непозната функција уведе као треће стање система $x_3(t) = f(x_1(t), x_2(t), w(t), t)$ тада се систем (4.7) може трансформисати у форму:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) + b \cdot u(t) \\ \dot{x}_3(t) &= G(t) \\ y(t) &= x_1(t)\end{aligned}\tag{4.8}$$

при чему је $G(t) = \dot{f}(x_1(t), x_2(t), w(t), t)$. Уз претходне претпоставке систем (4.8) је увек опсервабилан, што омогућује да се применом опсервера естимирају сва стања, укључујући и непознату функцију $f(x_1(t), x_2(t), w(t), t)$. За овај задатак Хан је формулисао *проширени опсервер стања* (*Extended State Observer - ESO*).

4.1.4. Проширени опсервер стања

Проширени опсервер стања система (4.8), који као излаз има процену тоталног поремећаја, Хан је формулисао у нелинеарном облику [40]:

$$\begin{aligned}
 e_{obs}(t) &= y(t) - z_1(t) \\
 \dot{z}_1(t) &= z_2(t) + g_1(e_{obs}(t)) \\
 \dot{z}_2(t) &= z_3(t) + g_2(e_{obs}(t)) + b \cdot u(t) \\
 \dot{z}_3(t) &= g_3(e_{obs}(t))
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

где нелинеарне функције $g_1(e_{obs}(t))$, $g_2(e_{obs}(t))$ и $g_3(e_{obs}(t))$ имају форму *fal* функције дате изразом (4.5). Улази у ESO су улаз и излаз система $u(t)$ и $y(t)$, респективно, док поред естимације тоталног поремећаја $z_3(t) = \hat{f}(x_1(t), x_2(t), w(t), t)$, ESO као излазе генерише и естимације стања $z_1(t) = \hat{x}_1(t) = \hat{y}(t)$ и $z_2(t) = \hat{x}_2(t) = \dot{\hat{y}}(t)$. ESO је најважнија компонента у концепту естимације и компензације тоталног поремећаја, јер од квалитета естимација које генерише ESO у највећој мери зависи ефикасност целокупног концепта.

Нелинеарни ESO (*Nonlinear ESO - NESO*) припада класи напредних типова опсервера за чије пројектовање није потребан прецизан математички модел система, за разлику од већине естиматора стања, као што су Луенбергеров опсервер [58], или Калманов естиматор. У поређењу са *High Gain Observer*-ом (*HGO*) и *Sliding Mode Observer*-ом (*SMO*) NESO се показао као најробуснији и са најбољим перформансама по питању брзине конвергенције и грешака естимације [59].

Као и за целокупан концепт ADRC-а, и теоријска разматрања везана за ESO су била у заостатку за његовим ефикасним применама. У [60] је показано да су грешке естимације ESO-а ограничене ако су тотални поремећај и његови изводи, ограничене функције. Такође, анализирани су грешке за неке карактеристичне поремећаје типа одскочне, нагибне, синусне и функције у виду поворке правоугаоних импулса. Докази конвергенције и стабилности ESO-а могу се наћи у [60-63].

4.1.5. Активна компензација поремећаја

Идеја о активној компензацији поремећаја појавила се на самом почетку развоја аутоматике, ако се за тај почетак узме појава Ватовог центрифугалног регулатора парне машине. Анализом везе регулатора и парне машине, откривена је неопходност постојања негативне повратне спреге ради компензације поремећаја и стабилног рада система. Међутим, француски математичар *Jean-Victor Poncelet* је, разматрајући исти проблем, показао да се ефекат поремећаја може веома ефикасно компензовати ако се сам сигнал поремећаја искористи при формирању управљачког сигнала. Ову идеју он је формулисао за тзв. *изохрони регулатор*, тј за идеалан систем, без кашњења и уз претпоставку тачног

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

познавања поремећаја. Ова идеја је систематски формулисана у радовима совјетског научника Шипанова као *принцип инваријантности* и представља основу принципа управљања унапред (*Feedforward - FF*) [54].

За разлику од FB управљања, које се базира на последицама дејства поремећаја, FF управљање се бави самим поремећајима, односно узроцима нежељеног понашања система. У том смислу се FF управљање може сматрати *активним* приступом у компензацији поремећаја. Основни проблеми који су ограничавали примену FF управљања су дефинисање шта се све може користити за сигнале управљања по поремећају и како се ти сигнали могу формирати [52].

Уводећи појам тоталног поремећаја и формулацијом ESO-а за његову естимацију, Хан је дао оригиналне одговоре на претходна питања, што је омогућило знатно ефикаснију примену FF управљања за активну компензацију свих утицајних фактора. Комбинујући претходно наведене идеје, формулисао је концепт управљања који је назван *управљање са активном компензацијом поремећаја - ADRC*.

Идеја ADRC-а је да се на основу мерљивих улаза и излаза система помоћу ESO-а естимира тотални поремећај, који се затим применом FF управљања активно компензује формирањем одговарајућег сигнала управљања:

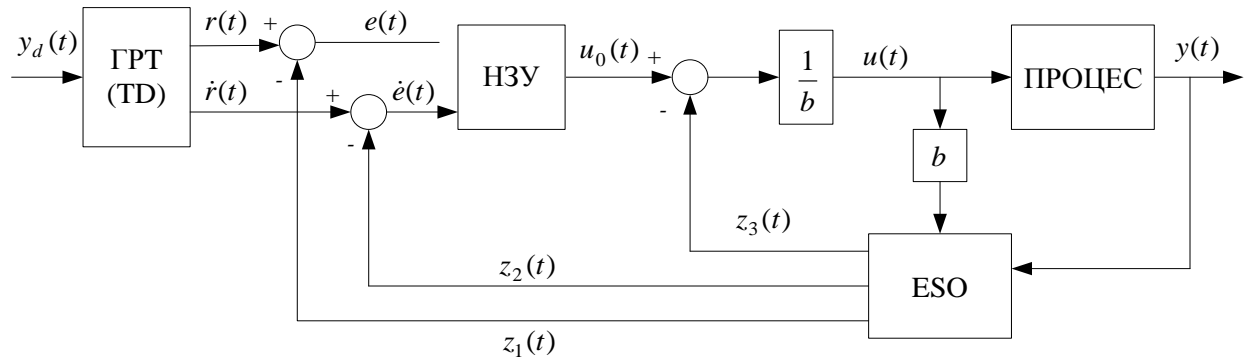
$$u(t) = \frac{u_0(t) - z_3(t)}{b} \quad (4.10)$$

чиме се систем (4.7) своди на систем састављен од редне везе два интегратора:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= u_0(t) . \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Структура ADRC-а приказана је на слици 4.4. Затварањем повратне спреге по $z_1(t)$ и $z_2(t)$, које генерише ESO, може се ефикасно управљати системом (4.11). Како ESO естимира излаз система и његов први извод, може се формирати нелинеарни закон управљања (НЗУ) у виду нелинеарног ПД регулатора:

$$u_0(t) = K_P \text{fal}(e, \alpha_P, \delta_P) + K_D \text{fal}(\dot{e}, \alpha_D, \delta_D) . \quad (4.12)$$



Слика 4.4 Структура ADRC-а

Естимацијом и компензацијом тоталног поремећаја грешка у стационарном стању се елиминише без примене интегралног дејства, док се помоћу TD-а и нелинеарности типа *fal* функције остварује максимално искоришћење диференцијалног дејства, за разлику од класичног ПИД управљања [42].

Концепт ADRC-а обједињује FF и FB управљање стављајући тежиште на ESO, док се контролер пројектује за систем једноставне структуре у виду редне везе интегратора. То омогућава да се са добро подешеним ESO-ом и контролером са константним параметрима може управљати са широком класом процеса који раде у окружењу разних поремећаја и чија динамика током рада значајно варира, при чему су за пројектовање контролера и ESO-а потребне минималне информације о моделу процеса и поремећаја.

4.2. Пројектовање ADRC-а

Као што се види из претходног поглавља, нове идеје уграђене у ADRC концепт пружају могућност другачијег приступа пројектовању система аутоматског управљања који може ефикасно да решава широку класу управљачких проблема. Треба напоменути да, иако је описан на једноставном систему другог реда, концепт ADRC-а је применљив на сложене нелинеарне, нестационарне системе са више улаза и више излаза.

Да би се неки проблем управљања могао ефикасно решити применом ADRC-а, потребно је испоштовати одређене смернице, које су систематизоване у [42]. Формулисање конкретног проблема у ADRC оквир подразумева одређивање релативног реда система, односно броја редно везаних интегратора којим се апроксимира реални систем, и процену параметра b , који је неопходан за пројектовање ESO-а.

Ако се у конкретном случају примењују сви елементи из структуре приказане на слици 4.4, основни проблем примене концепта ADRC-а је велики број параметара које

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

треба правилно подесити. Нека решења оптималног подешавања нелинеарног ADRC-а дата су у [55,56].

Ради лакше имплементације ADRC-а, у [57] извршена је параметризација целокупног алгоритма, при чему се као једини параметар појављује пропусни опсег система са затвореном спрегом. Основна идеја је да се уместо нелинеарности примене линеарне функције, чиме се читав концепт ADRC-а своди на тзв. линеарни ADRC (*Linear ADRC - LADRC*).

Разматрајући систем (4.7), уз додатну неодређеност параметра b , тотални поремећај се дефинише као $f(x_1(t), x_2(t), w(t), t) + (b - b_0) \cdot u(t)$, при чему је b_0 апроксимација параметра b . Сада се систем (4.7) може написати у форми:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) + b_0 \cdot u(t) \\ y(t) &= x_1(t)\end{aligned}\tag{4.13}$$

при чему је $x_3(t) = f(x_1(t), x_2(t), w(t), t) + (b - b_0) \cdot u(t)$. За овај систем може се дефинисати линеарни ESO (LESO):

$$\begin{aligned}e_{obs}(t) &= y(t) - z_1(t) \\ \dot{z}_1(t) &= z_2(t) + \beta_1 \cdot e_{obs}(t) \\ \dot{z}_2(t) &= z_3(t) + \beta_2 \cdot e_{obs}(t) + b_0 \cdot u(t) \\ \dot{z}_3(t) &= \beta_3 \cdot e_{obs}(t)\end{aligned}\tag{4.14}$$

где се параметри $\beta_i, i=1,2,3$ бирају у зависности од жељених полова опсервера.

Затварањем повратне спреге применом ПД закона управљања:

$$u_0(t) = \frac{K_P \cdot (r(t) - z_1(t)) - K_D \cdot z_2(t) - z_3(t)}{b_0}\tag{4.15}$$

целокупан LADRC је описан функцијом преноса другог реда:

$$F(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_P}{s^2 + K_D s + K_P}.\tag{4.16}$$

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

Избором $K_P = \omega_C^2$ и $K_D = 2\omega_C$ добија се функција преноса другог реда са природном непригушеном учестаношћу ω_C и коефицијентом пригушења $\zeta = 1$ (одзив на одскочну побуду без прескока). На овај начин се избором пропусног опсега система са затвореном спрегом ω_C једноставно прорачунавају параметри линеарног ПД контролера.

Избором параметара опсервера [57]:

$$\beta_1 = 3\omega_O, \beta_2 = 3\omega_O^2, \beta_3 = \omega_O^3 \quad (4.17)$$

карактеристични полином опсервера постаје $\lambda_O = (s + \omega_O)^3$, тј. сви полови опсервера ће бити у $-\omega_O$, при чему је ω_O пропусни опсег опсервера. У односу на остатак система, опсервер мора бити знатно бржи, како би естимиране вредности биле добре апроксимације стварних стања система. Са аспекта конвергенције, полови опсервера треба да буду што удаљенији од имагинарне осе. Међутим, због шума пропусни опсег опсервера треба да буде ограничен. Усвајањем:

$$\omega_O = (3 \div 10) \cdot \omega_C \quad (4.18)$$

постиже се задовољавајући резултат уз значајно поједностављење пројектовања LADRC-а, које се у овом случају своди на задавање само једног параметра ω_C .

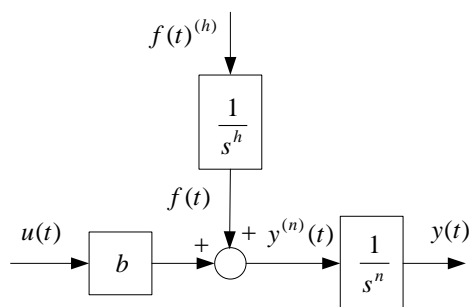
Избор ω_C зависи од динамике управљаног система и жељене перформансе. Примена LADRC-а за управљање системом првог реда анализирана је у [64] где је показана његова супериорност у односу на класичну ПИ регулацију и дат предлог избора параметара регулатора за случај потпуног и редукованог ESO-а. На бази симулација у [65] анализиран је LADRC за систем првог и другог реда са аспекта утицаја разних фактора, као што су положај полова опсервера, ефекат zasiћења и мртве зоне актуатора, мерног шума и периоде одабирања. Такође, дат је предлог оптимизације LADRC алгоритма ради смањења кашњења које алгоритам уноси при практичној реализацији.

Реформулација ESO-а на основу општег модела поремећаја предложена је у [66]. Ова форма названа је генерализовани ESO (*Generalised ESO - GESO*) и омогућава ефикасну естимацију шире класе поремећаја. Ако се посматра SISO систем n -тог реда:

$$y^{(n)}(t) = g(y, \dots, y^{(n-1)}, t) + w(t) + b \cdot u(t) = f(y, \dots, y^{(n-1)}, w, t) + b \cdot u(t) \quad (4.19)$$

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

са тоталним поремећајем $f(y, \dots, y^{(n-1)}, w, t)$ у ком су обједињени спољашњи поремећај $w(t)$ и унутрашња динамика система $g(y, \dots, y^{(n-1)}, t)$. За пројектовање ESO-а потребно је познавати ред система n и параметар b . Ако се тотални поремећај представи у виду редне везе h интегратора са непознатим улазом добија се структура као на слици 4.5.



Слика 4.5 Канонична форма за модел поремећаја

У овом случају тотални поремећај се апроксимира поремећајним сигналом h -тог реда на улазу система, што омогућује да се и изводи тоталног поремећаја укључе у структуру ESO-а које треба естимирати. Модел у простору стања система са слике 4.5 има форму [66]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\dot{x}(t) + Bu(t) + Ef^{(h)}(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (4.20)$$

при чему је вектор стања: $x(t) = [x_1(t) \ \dots \ x_{n+h}(t)]^T = [y(t) \ \dots \ y^{(n-1)}(t) \ f(t) \ \dots \ f^{(h-1)}(t)]^T$. Елементи квадратне $(n+h) \times (n+h)$ матрице A су дефинисани са:

$$a_{i,j} = \begin{cases} 1, & i = j - 1 \\ 0, & \text{остало} \end{cases} \quad (4.21)$$

док су остале матрице дате са:

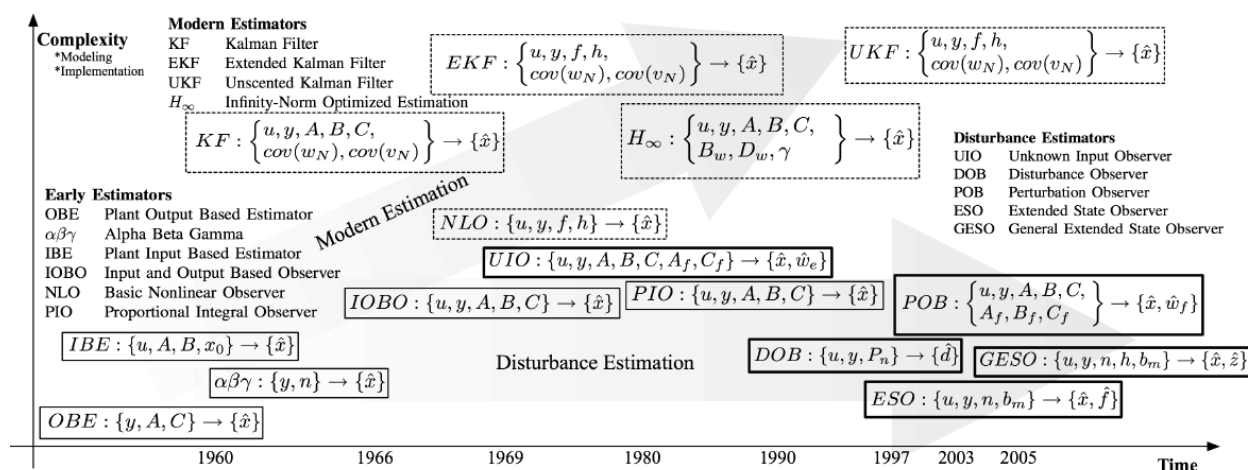
$$B = [O_{n-1} \ b \ O_h]^T, \quad C = [1 \ O_{n+h-1}]^T, \quad E = [O_{n+h-1} \ 1]^T \quad (4.22)$$

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

где је са O_{n+h-1} означена матрица-врста дужине $n+h-1$ која садржи нуле. Проширивањем опсервера са вишим изводима тоталног поремећаја број полова опсервера постаје $n+h$. Ако се за пројектовање GESO-a примене линеарне релације као у (4.14) добија се његова линеарна форма (*Generalised LESO - GLESO*).

У складу са претходним начином дефинисања поремећаја, поремећаји типа одскочне функције, нагибне функције и параболе се ефикасно могу компензовати применом GLESO-a са $h=1$, $h=2$ и $h=3$, респективно. Поремећај типа синусоиде је специфичан јер се може бесконачно пута диференцирати, што значи да се применом GLESO-a не може тотално елиминисати, али се са опсервером вишег реда и са довољно високим пропусним опсегом, утицај оваквог поремећаја може знатно ослабити. Међутим, повећање реда опсервера негативно утиче на амплитудску и фазну резерву система [67].

Преглед опсервера стања и опсервера поремећаја, као и њихово поређење са аспекта неопходних информација о моделу процеса и сложености алгоритма, дат је у [68]. Историјски развој техника опсервера илустрован је на слици 4.6 [68], где се уочавају два приступа: пројектовање засновано на прецизном моделу процеса, што је одлика модерних техника естимације, и пројектовање засновано на делимичном познавању модела, што карактерише опсервере поремећаја. Иако први приступ даје оптимална решења у разним применама, много практичнији су опсервери из друге групе. За GESO се може рећи да припада релативно новом приступу у естимацији поремећаја при чему је алгоритам имплементације релативно једноставан.



Слика 4.6 Преглед техника опсервера [68]

За разлику од осталих опсервера, ESO поред естимације тоталног поремећаја, као излазе генерише и стања система, што омогућава управљање процесом преко затварања

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

повратне спреге по стањима. Од квалитета естимација стања и тоталног поремећаја зависи квалитет целокупног ADRC-а. Технике које повећавају ефикасност ESO-а могу се сврстати у три групе и односе се на [68]:

- структуру опсервера,
- подешавање параметара опсервера и
- имплементацију опсервера.

Стандардни ESO се може учинити ефикаснијим ако се неке познате информације о процесу или поремећају, као што су структура процеса, ред система, вредности неких параметара, динамика поремећаја и сл., укључе у структуру опсервера, чиме се упрошћава форма тоталног поремећаја који се процењује [69]. Због великих појачања, ESO додатно појачава увек присутни шум, па се његов алгоритам може проширити тако да се оствари одговарајућа филтрација шума [70].

У претходном делу је анализиран линеарни ESO, док је његова оригинална форма дата у нелинеарном облику. У односу на линеарни, пројектовање нелинеарног ESO-а је сложеније због већег броја параметара, али су му перформансе боље. Применом техника са променљивим појачањима, или оптимизације параметара неким неаналитичким методама, може се постићи значајно побољшање по питању конвергенције и прецизности естимација, али на рачун знатног усложњавања алгоритма [68, 71].

При имплементацији ESO-а посебну пажњу треба обратити на његову дискретну форму и избор периоде одабирања, што у многome утиче на квалитет рада у реалном окружењу. Избор оптималне дигиталне структуре и примена редуковане форме опсервера, доприноси смањењу броја операција које се извршавају, што је значајно са становишта максималног искоришћења расположивих хардверских ресурса [66,72].

4.3. Робусност ADRC-а

Линеарна форма ADRC-а омогућава да се читава структура представи у форми функција преноса, што олакшава фреквенцијску анализу. Робусност алгоритма може се анализирати на примеру система другог реда са значајним варијацијама параметара применом амплитудских и фазних фреквенцијских карактеристика (Бодевих дијаграма).

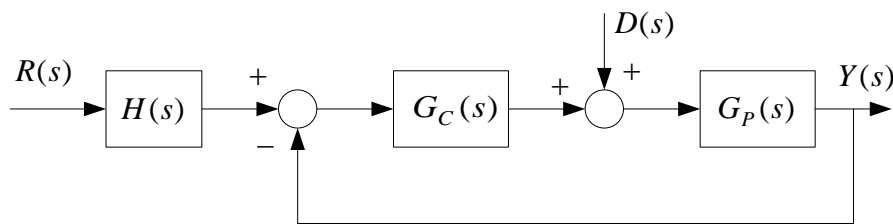
Систем другог реда може се представити у облику:

$$\ddot{y}(t) = -a_1\dot{y}(t) - a_0y(t) + b \cdot u(t) \quad (4.23)$$

чија је функција преноса:

$$G_P(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b}{s^2 + a_1s + a_0}. \quad (4.24)$$

За систем (4.23) форма LESO-а трећег реда дата је у форми (4.14), и параметрима дефинисаним са (4.17). Затварањем повратне спреге применом закона управљања (4.15) са $K_P = \omega_C^2$ и $K_D = 2\omega_C$, комплетан ADRC се може представити у виду структурног блок дијаграма на слици 4.7 [73].



Слика 4.7 ADRC структура у форми функција преноса [73]

Функције преноса са слике 4.7 су:

$$G_C(s) = \frac{1}{bs} \frac{C_{n2}s^2 + C_{n1}s + C_{n0}}{C_{d2}s^2 + C_{d1}s + C_{d0}} \quad (4.25)$$

$$H(s) = \omega_C^2 \frac{H_{n3}s^3 + H_{n2}s^2 + H_{n1}s + H_{n0}}{H_{d2}s^2 + H_{d1}s + H_{d0}}$$

са параметрима датим у Табели 4.1.

Табела 4.1 Параметри функција преноса $G_C(s)$ и $H(s)$

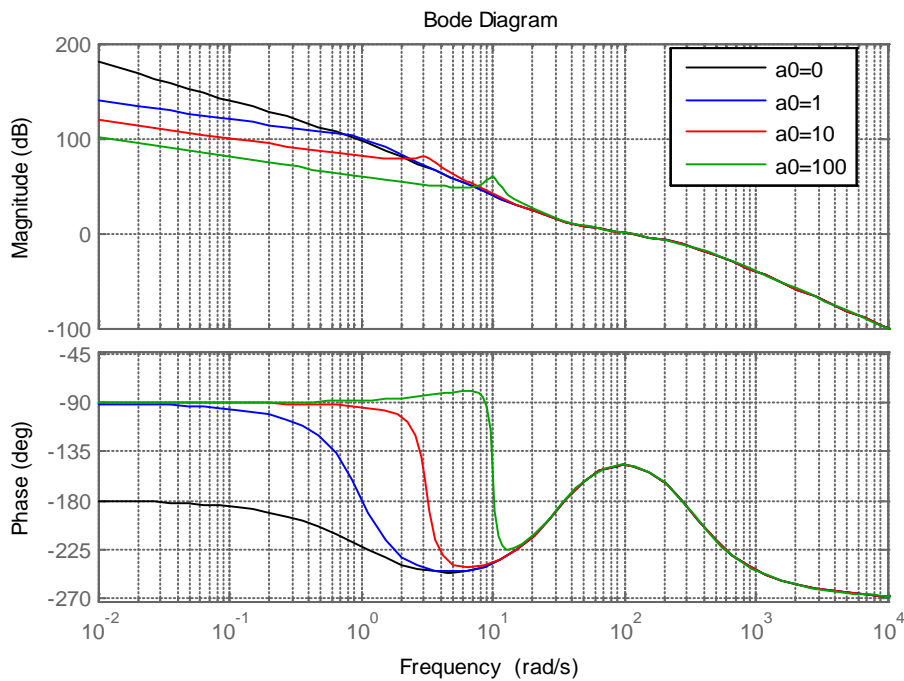
$C_{n2} = 3\omega_C^2\omega_0 + 6\omega_C\omega_0^2 + \omega_0^3$	$H_{n3} = 1$
$C_{n1} = 3\omega_C^2\omega_0^2 + 2\omega_C\omega_0^3$	$H_{n2} = 3\omega_0$
$C_{n0} = \omega_C^2\omega_0^3$	$H_{n1} = 3\omega_0^2$
$C_{d2} = 1$	$H_{n2} = \omega_0^3$
$C_{d1} = 2\omega_C + 3\omega_0$	$H_{d2} = C_{n2}$
$C_{d0} = \omega_C^2 + 3\omega_0^2 + 6\omega_C\omega_0$	$H_{d1} = C_{n1}$
	$H_{d0} = C_{n0}$

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

За структуру са слике 4.7 функција повратног преноса је:

$$W(s) = G_P(s)G_C(s). \quad (4.26)$$

Прво је анализиран утицај промене параметра a_0 док су $a_1 = 1$ и $b = 10$ били константни. На слици 4.8 приказани су Бодеоу дијаграми функције (4.26) за четири вредности $a_0 \in (0,1,10,100)$. Амплитудске (АР) и фазне (ФР) резерве за овај случај дате су у Табели 4.2.



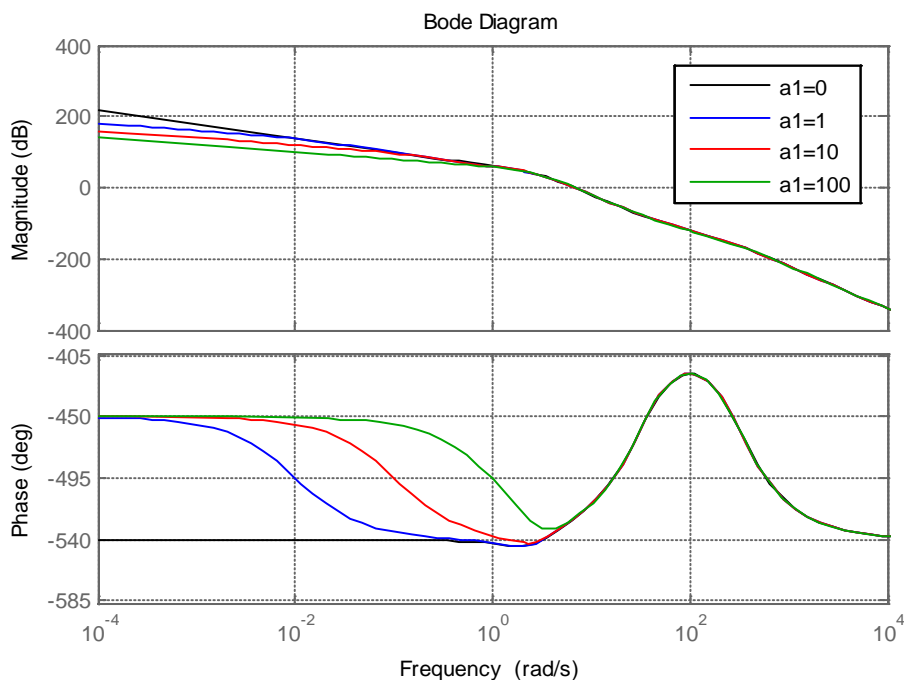
Слика 4.8 Бодеоу дијаграми функције $W(s)$ за случај променљивог параметра a_0

Табела 4.2 Резерве стабилности за променљиво a_0 (Слика 4.8)

a_0	Нег. АР dB(rad/s)	Поз. АР dB(rad/s)	ФР ° (rad/s)
0	-11,96 (35,65)	11,6 (274,15)	32,46 (99,98)
1	-11,97 (35,64)	11,6 (274,15)	32,46 (100,04)
10	-12,03 (35,63)	11,6 (274,15)	32,46 (100,08)
100	-12,7 (35,56)	11,59 (274,15)	32,46 (100,87)

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

У другом случају анализиран је утицај промене параметра a_1 док су $a_0 = 1$ и $b = 10$ били константни. На слици 4.9 приказани су Бодеоу дијаграми функције (4.26) за четири вредности $a_1 \in (0,1,10,100)$, а амплитудске (АР) и фазне (ФР) резерве дате су у Табели 4.3.



Слика 4.9 Бодеоу дијаграми функције $W(s)$ за случај променљивог параметра a_1

Табела 4.3 Резерве стабилности за променљиво a_1 (Слика 4.9)

a_1	Нег. АР dB(rad/s)	Поз. АР dB(rad/s)	ФР ° (rad/s)
0	-31,9 (3,38)	∞ (∞)	15,89 (6,8)
1	-32 (3,37)	∞ (∞)	15,89 (6,8)
10	-33 (3,24)	∞ (∞)	15,93 (6,8)
100	-	∞ (∞)	16,27 (6,8)

Из табела се може закључити да су амплитудска и фазна резерва, као и пресечна учестаност појачања, готово неосетљиви на велике промене параметара a_0 и a_1 . У претходним случајевима ови параметри су мењани појединачно, међутим, како је показано у [73] исти ефекат се постиже и у случају истовремене промене оба параметра. Треба напоменути да на робусност ADRC-а највећи ефекат има параметар b . С обзиром да он представља појачање у директној грани, може се закључити да ће његова промена

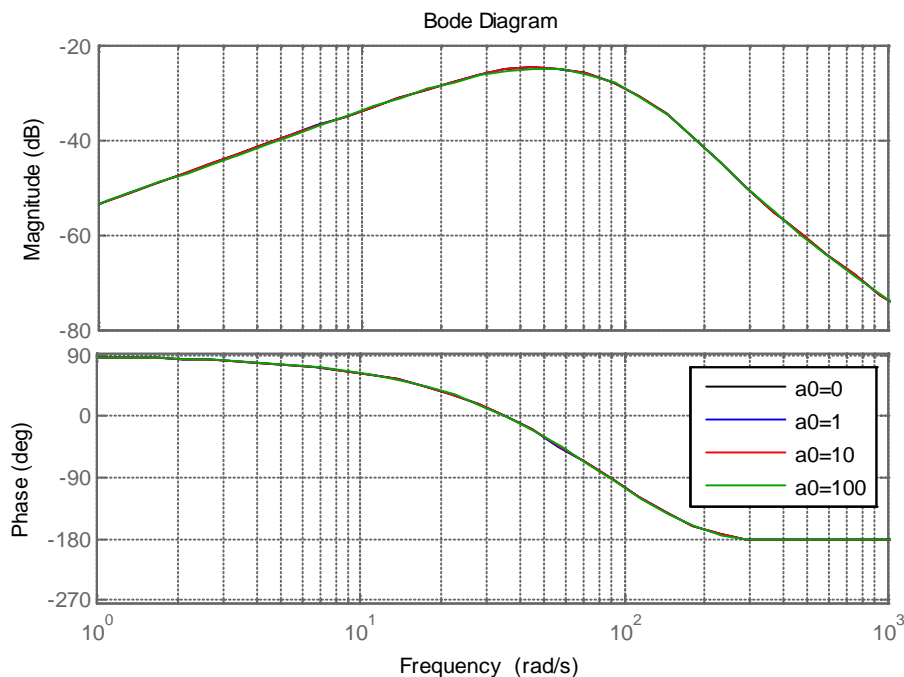
4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

утицати само на померање амплитудске карактеристике система, док ће фазна карактеристика остати непромењена. Са аспекта стабилности, негативне и позитивне амплитудске маргине одређују доњу и горњу границу, респективно, интервала дозвољене промене параметра b .

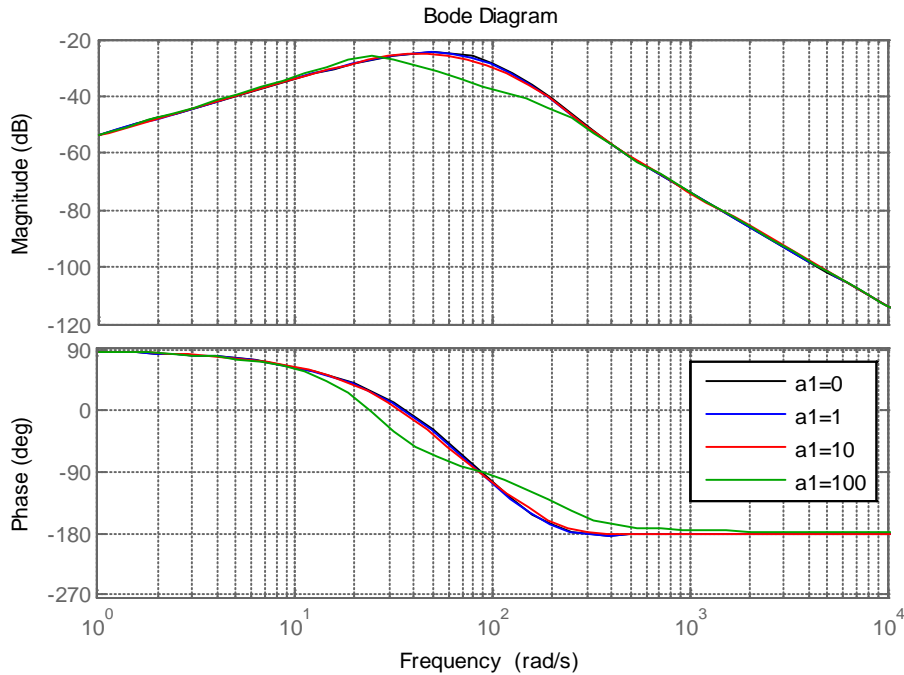
Квалитет потискивања спољашњег поремећаја може се анализирати на основу функције преноса:

$$G_F(s) = \frac{D(s)}{F(s)} = \frac{G_P(s)}{1 + G_P(s)G_C(s)}. \quad (4.27)$$

На сликама 4.10 и 4.11 приказани су Бодеови дијаграми функције (4.27) за различите вредности параметара a_0 и a_1 . Са дијаграма се види да је потискивање поремећаја у областима ниских и високих учестаности најизраженије, за разлику од области у околини пропусног опсега система $\omega_C = 100 \text{ rad/s}$. Оно што је најважније, ефекат потискивања је готово неосетљив на значајне варијације параметара система.



Слика 4.10 Бодеови дијаграми функције $G_F(s)$ за случај променљивог параметра a_0



Слика 4.11 Бодеови дијаграми функције $G_F(s)$ за случај променљивог параметра a_1

Спроведена анализа у фреквенцијском домену на илустративан начин показује робусност линеарног ADRC-а на значајне варијације параметара. Много детаљнија анализа перформанси линеарног ADRC-а, у временском и фреквенцијском домену, спроведена је у [74] на примеру линеарног временски независног LTI серво система. Анализом у временском домену, показано је да се праћење произвољне референце може остварити подешавањем параметара ADRC контролера, док се грешка праћења редукује погодним избором пропусног опсега ESO-а. Довољни услови за примену линеарног ADRC-а за стабилизацију LTI SISO система минималне фазе непознатог реда (*system order*) и непознатог релативног реда (*system relative degree*), изведени су у [75]. У том истраживању је показано да се ADRC контролер са фиксним параметрима може применити за управљање широм класом система, која укључује системе са временским кашњењем и са интегралним дејством. Управљање системима неминималне фазе који имају нуле у десној полуравни комплексне равни, примена стандардног ADRC-а може довести до нарушавања стабилности, али се уз одређене интервенције могу постићи задовољавајући резултати [76].

Анализа перформанси нелинеарног ADRC-а је доста захтевнија од линеарног. Применом методе описне функције [77] и методе геометријског места корена [103] анализиран је нелинеарни ADRC са једном нелинеарношћу типа *fal* функције. Показано је да је нелинеарни ADRC ефикаснији од линеарног, али на рачун смањења резерве

стабилности. Ефекат самоосциловања, карактеристичан за нелинеарне системе, разматран је у [78] за нелинеарни ADRC са две нелинеарности типа *fal* функције, и дати су предлози за елиминацију овог ефекта подешавањем параметра нелинеарности δ и параметара ESO-а.

4.4. Примена ADRC-а

Релативно једноставна имплементација и подешавање параметара ADRC алгоритма, а нарочито његове линеарне форме, имали су за последицу да је практична примена овог концепта дуго била у предности у односу на теоријска разматрања. Успешна примена овог алгоритма првенствено зависи од формулисања конкретног проблема у форми компензације тоталног поремећаја, што није увек очигледно и једноставно, нарочито у случају нелинеарних, нестационарних МИМО система.

За примену ADRC-а, потребне информације о процесу којим се управља су релативни ред процеса и параметар b . Од конкретног проблема зависи и потребна тачност процене ових параметара. Код линеарних система, који се могу описати функцијом преноса, релативни ред се може тачно одредити као разлика имениоца и бројиоца функције преноса. Одређивање релативног реда нелинеарних система је сложеније, а један начин је помоћу дијаграма система, при чему релативни ред система представља најмањи број интегратора на путањи од улаза до излаза система [42]. Међутим, и са врло грубом проценом релативног реда система, ADRC се може врло успешно применити, при чему се погрешно процењена динамика система укључује у тотални поремећај, који се естимира и компензује [75, 79].

Алгоритам ADRC-а је по питању стабилности најосетљивији на процену параметра b , односно дозвољени опсег процене овог параметра, који обезбеђује стабилан рад алгоритма, је у односу на дозвољене опсеге других параметара система најужи [73]. Применом једноставних метода параметарске идентификације карактеристичних за адаптивно управљање, овај параметар се може естимирати у реалном времену, што значајно ублажава захтев за његовом прецизном проценом [80].

У формулацији ADRC-а тотални поремећај је дефинисан као непознати поремећајни сигнал на улазу, односно као поремећај у улазној грани система (*matched uncertainty*). Проширивање примене ADRC-а за компензацију поремећаја у осталим гранама система (*unmatched uncertainties*) се може остварити њиховим укључивањем у стандардну форму тоталног поремећаја одговарајућом трансформацијом координата [47], или увођењем тзв. параметра по поремећају [81].

4. Концепт управљања са активном компензацијом поремећаја

У свом раду [42] Хан је, полазећи од чињенице да је ПИД управљање и даље веома заступљено, указао на његове основне недостатке и дао оригиналне предлоге за њихово превазилажење применом ADRC концепта. У серво системима за позиционирање и праћење (*motion control systems*) компоненте ADRC-а као што су TD и нелинеарни ПИД са нелинеарношћу типа *fal* функције, долазе до пуног изражаја, значајно унапређујући квалитет управљања. У поређењу са осталим техникама (*loop-shaping, feedforward compensation, lead-lag compensation, PID*), ADRC се показао најробуснији уз значајно мање грешке и енергетски економичније управљање [82]. Управљање индуктивним сервомотором применом ADRC-а је знатно робусније од ПИД-а у присуству изражених спољних поремећаја и варијација параметара мотора [83]. Ефикасност управљања угаоном брзином и позицијом разних система може се наћи у [84-89].

Увођењем категорије тоталног поремећаја, различити проблеми аутоматског управљања могу се ефикасно решити применом ADRC-а. Управљање системима са временским кашњењем, на пример, може се решити на више начина: ако се елемент кашњења апроксимира системом вишег реда без кашњења, док се грешка апроксимације третира као део тоталног поремећаја [90], применом модификованог ADRC управљања са закашњеним улазом у ESO [91], или применом предиктивног ADRC-а [92].

Системи вођења и управљања објектима у ваздушном или безваздушном простору су типични примери нелинеарних, нестационарних система са више улаза и више излаза, са јако израженим утицајем између канала управљања (*coupling*), који функционишу у средини са израженим спољашњим утицајима. Сви поремећаји се могу посматрати у целини, као један тотални поремећај, који се компензују применом ADRC-а тако да се проблем своди на пројектовање контролера за распегнути (*decoupled*) систем, што је знатно једноставније [93-97].

Разноврсност успешне примене ADRC концепта може се видети у [98-102], одакле се закључује да овај концепт омогућава нови приступ решавању проблема управљања и алтернативу досадашњим методама, које су углавном базиране на захтевном процесу моделовања.

У наредном поглављу биће описан нови приступ пројектовању робусног ласерског система праћења са КФД базираног на ADRC концепту, који до сада, у доступној литератури, није разматран.

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

У овом поглављу проблем праћења циља ласерском ГСВ формулисан је као ADRC проблем. На основу динамичког модела ласерске ГСВ са КФД на карданској платформи са жirosкопским погоном формулисана је структура тоталног поремећаја за овај специфични проблем аутоматског управљања. Пројектовани су робусни ADRC контролери са LESO-м и GLESO-м за активну естимацију и компензацију тоталног поремећаја. Формиран је детаљан симулациони модел ГСВ и анализирана је ефикасност позиционирања ГСВ на непокретни циљ, као и праћење маневришућих циљева у присуству вибрација платформе на коју је ГСВ монтирана.

5.1. Стабилизација и управљање пратећим ГСВ

ГСВ је електромеханички систем намењен за прецизно праћење циља и формирање сигнала који садрже информације о релативном кретању циља у односу на ракету, која је уједно носач, односно основа на којој се ГСВ налази. Перформансе целокупне ГСВ су одређене карактеристикама механичког склопа на који је монтиран сензор ГСВ, затим карактеристикама система управљања, као и динамичким окружењем у којем ГСВ функционише. Конструкција механичког склопа на који се монтира сензор ГСВ треба да буде таква да трење, избалансираност, сопствене учестаности и др., минимално утичу на управљивост и стабилизацију сензора. Ефикасност система управљања зависи како од перформанси појединих компоненти у сервосистему, тако и од примењених алгоритама управљања. Утицај окружења у којем функционише ГСВ описује се поремећајима који се са тела ракете преносе на ГСВ (вибрације, убрзања услед маневрисања ракете) и динамиком релативног кретања циља који се прати [104].

Сензори пратећих ГСВ су најчешће монтирани на двоосну карданску конструкцију (*gimbaled seekers*), која омогућава његову оријентацију у простору независно од тела ракете. У односу на ГСВ које су чврсто везане за тело ракете (*strapdown seekers*), овакво решење је конструктивно сложеније, габаритније и скупље. Међутим, због непрекидног усмеравања ка циљу, ГСВ са карданским носачем имају знатно уже видно поље и могућност директног мерења угла и угаоне брзине ЛВЦ у инерцијалном координатном систему [105, 106].

При управљању карданском платформом морају се узети у обзир ефекти који су последица неизбалансираности конструкције. Услед тзв. динамичке неизбалансираности,

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

која се огледа у постојању вандијагоналних компоненти у тензору инерције, долази до спреге између рамова (*cross-couplings*), односно до зависности између динамике кретања у хоризонталној и вертикалној равни. Узрок статичке неизбалансираности је непоклапање центра масе платформе и тачке њеног ослонца, због чега се на конструкцију ГСВ преносе поремећајни моменти изазвани транслаторним и угаоним маневрима ракете. Моделовање ових појава захтева сложену математичку анализу и познавање великог броја параметара [107, 108, 109].

Као што је речено у другом поглављу, систем управљања и стабилизације ГСВ састоји се од два, најчешће идентична, сервосистема за угаоно позиционирање по азимуту и елевацији. Унутрашња петља овог система, или петља стабилизације, намењена је за изолацију карданског носача од нежељених сметњи које се преносе са тела ракете, док је функција спољашње петље, или петље праћења, управљање карданским носачем у обе равни, ради праћења циља у видном пољу ГСВ.

У стандардним реализацијама се као сензори угаоних поремећаја око ЛВЦ у петљи стабилизације најчешће користе брзински жирокопи, монтирани на унутрашњи рам карданске платформе, или на саму основу платформе. Први случај представља методу директне стабилизације ЛВЦ и захтева веће димензије ГСВ као и робусније сензоре због већих угаоних брзина, у односу на други случај, односно индиректну стабилизацију ЛВЦ. Међутим, директним методом постиже се значајно ефикаснија стабилизација ЛВЦ [110].

Због употребе брзинских жирокопа претходне реализације захтевају веће димензије ГСВ. Осим тога, сигнали које генерише ГСВ, поред корисног споропроменљивог сигнала пропорционалног угаоној брзини ЛВЦ, садрже и нежељене високофреквенцијске компоненте изазване кретањем ракете које се преноси на конструкцију ГСВ. Знатно боља изолација ГСВ од вибрација ракете постиже се употребом карданске платформе са тешким прецесионим слободним жирокопом монтираним на унутрашњи рам. Стабилизирајућа својства овакве конструкције су израженија због особине слободног жирокопа да не мења оријентацију у простору, док се контролисана промена оријентације ЛВЦ врши изазивањем прецесионог кретања жирокопа деловањем управљачких момената на одговарајуће осе. Овакво решење се примењује код ГСВ малих димензија, док су основни недостаци неопходност система за залетање жирокопа, мотори веће снаге за генерисање управљачких момената и израженија међузависност кретања рамова [9, 12, 104].

Из претходног се може закључити да је, без обзира на реализацију, механички склоп ГСВ изузетно сложен објекат управљања. У складу са тим, управљачки систем ГСВ

треба да буде довољно робусан како би обезбедио стабилно и прецизно праћење маневришућих циљева у присуству спољашњих и унутрашњих поремећаја различите природе.

Постоје различите реализације алгоритама управљања и стабилизације двоосне карданске платформе које се заснивају на примени класичних и модерних метода пројектовања. ПИД управљање је због једноставности примене врло погодно, али да би се постигле задовољавајуће перформансе, уместо класичног ПИД-а морају се извршити одговарајуће модификације. Постављањем додатног ПИ контролера испред електромотора који генерише управљачке моменте, уместо класичног ПИД управљања добија се тзв. каскадна форма. При каскадном управљању ред астатизма система остаје исти, док се утицај маневара ракете на перформансе праћења, како у прелазном режиму тако и у стационарном стању, знатно смањује у односу на класични приступ [108]. Једно решење са самоподешавајућим fuzzy-ПИД контролером предложено је у [111], где се увођењем улазних и излазних коефицијената скалирања формира табела одлучивања мањих димензија, што поједностављује алгоритам. Адаптацијом доминантног улазног коефицијента скалирања у зависности од динамике угаоног кретања тела ракете, постиже се бржи одзив и смањење прескока, у односу на класично ПИ управљање. Ефекти унакрсног деловања између рамова конструкције и варијације параметара анализирани су у [112], где су, на основу одговарајућег модела платформе, пројектовани H_∞ контролери у комбинацији са Калмановим филтерима за стабилизацију и fuzzy-ПИД контролери у петљама управљања. Показано је да у присуству комбинованог поремећаја систем обезбеђује прецизно праћење са великом брзином одзива. Стабилизација и управљање ГСВ се може формулисати као проблем робусног управљања, при чему се за потискивање поремећаја пројектују робусни контролери на основу H_∞ оптимизације [113, 114]. Представљајући поремећаје платформе и шумове сензора као стохастичке улазе, у [115] је пројектован оптимални линеарни контролер у смислу минимизације критеријумске функције која је дефинисана помоћу параметара система из фреквенцијског домена (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery - LQG/LTR*). Како је модел карданске двоосне платформе изразито нелинеаран и са спрегнутом динамиком између оса, за пројектовање система стабилизације ГСВ може се ефикасно применити клизно управљање [116], или његове модификације ради елиминације нежељених високофреквентних осцилација у одзиву које се јављају код примене класичног клизног управљања [117]. Примена FF (*feedforward*) управљања за компензацију поремећаја је ограничена због неопходности познавања модела поремећаја, али и због тога што се при пројектовању као

результат често добијају контролери који се не могу реализовати. Једно решење за потискивање поремећаја код стабилизације ГСВ применом адаптивног FF управљања предложено је у [118], при чему се адаптација врши употребом неуралне мреже.

Примена ADRC концепта у оптоелектронским системима праћења анализирана је у радовима [119] и [120]. У петљи стабилизације коришћен је нелинеарни ESO за естимацију поремећаја, и показано је да се у поређењу са ПИ и ПИД контролерима, остварује значајно смањење грешака праћења у присуству типских поремећаја.

У наставку је описан поступак пројектовања робусног система стабилизације и праћења ласерске ГСВ са КФД као сензором, применом концепта ADRC-а. Сензор ГСВ је монтиран на карданску платформу стабилсану са тешким прецесионим слободним жирокопом. Проблеми стабилизације и управљања ласерском ГСВ за праћење маневришућих циљева формулисан је као ADRC проблем у смислу естимације и активне компензације тоталног поремећаја, при чему су у тотални поремећај укључени маневар циља, поремећајни моменти, неодређеност параметара и нелинеарност сензора. Разматран је и утицај алгоритама за прорачун сигнала позиционирања, који су описани у трећем поглављу. Основни циљ је пројектовање робусног ADRC контролера за ефикасну компензацију тоталног поремећаја веома сложене структуре, како би се спот формиран у видном пољу ГСВ од рефлектованог ласерског зрачења одржавао у близини центра КФД, где он има највећу осетљивост.

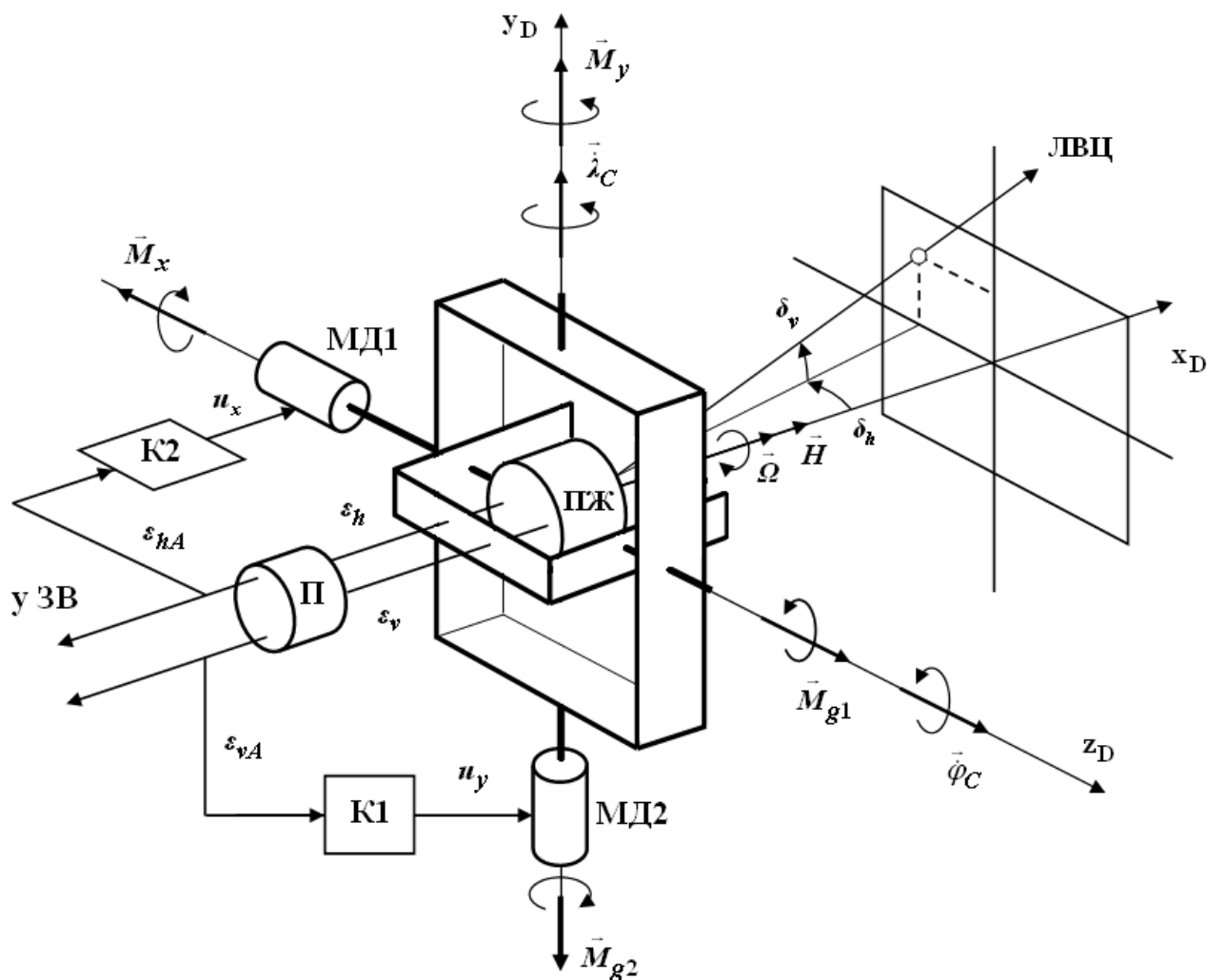
5.2. Ласерска пратећа ГСВ са КФД и жирокопским погоном

На слици 5.1 приказана је функционална шема ласерске пратеће ГСВ са КФД и жирокопским погоном. Тешки прецесиони слободни жирокоп (ПЖ) ротира угаоном брзином $\bar{\Omega}$ и повезан је са унутрашњим рамом карданског носача, који може да ротира око осе z_D , односно у вертикалној равни. Ротацијом спољашњег рама око осе y_D целокупна конструкција се закреће у хоризонталној равни. Оптички систем са КФД је монтиран испред ПЖ, тако да оптичка оса ГСВ, означена са x_D и која пролази кроз центар КФД, прати угаону оријентацију жирокопа у обе равни.

Моментни давачи МД1 и МД2 су једносмерни мотори специјалне конструкције намењени за генерисање променљивих управљачких (корекционих) момената око осе z_D и y_D , респективно. Излази оптичког система су сигнали позиционирања у хоризонталној (ε_h) и вертикалној (ε_v) равни, који носе информацију о угаоном одступању ЛВЦ од оптичке осе ГСВ. Појачани сигнали позиционирања ε_{hA} и ε_{vA} се прослеђују у закон

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

вођења (ЗВ) ради реализације одговарајуће методе вођења, али уједно представљају и сигнале грешке у петљи праћења ГСВ. На основу ових сигнала контролери К1 и К2 формирају управљачке сигнале u_x и u_y за моментне даваче. Моментни давачи стварају корекционе моменте \vec{M}_x и \vec{M}_y који изазивају прецесионо кретање жироскопа тако да се он закреће у смеру поништавања угаоних грешака δ_h и δ_v .



Слика 5.1 Функционална шема ласерске праћење ГСВ са КФД и жироскопским погоном

Деловању корекционих момената се супротстављају жироскопски моменти \vec{M}_{g1} и \vec{M}_{g2} , који се готово тренутно по интензитету изједначавају са њима, спречавајући тако закретање рамова око оса дуж којих делују корекциони моменти. Закретање рамова услед прецесије жироскопа врши се око оса које су нормалне на равни које образују одговарајући корекциони момент и кинетички момент жироскопа \vec{H} , у смеру поклапања кинетичког момента жироскопа са корекционим моментом. Другим речима, под утицајем

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

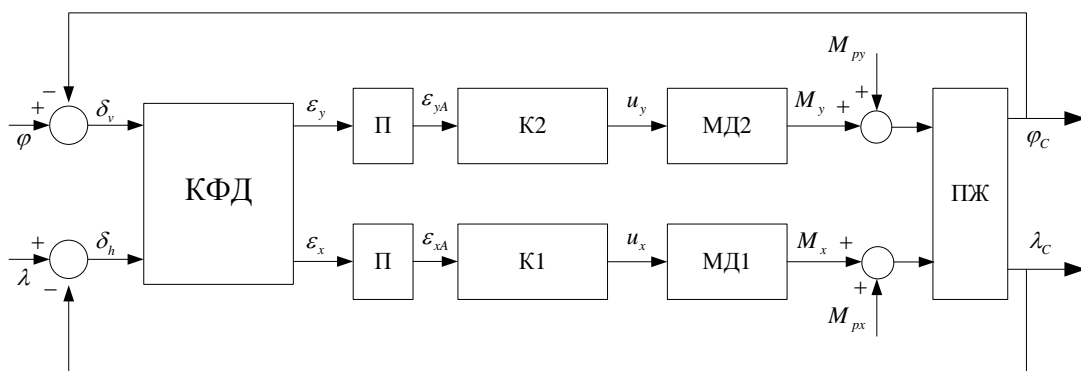
корекционог момента \vec{M}_x спољашњи рам прецесира око осе y_D са угаоном брзином $\vec{\lambda}_C$, а под утицајем корекционог момента \vec{M}_y унутрашњи рам прецесира око осе z_D са угаоном брзином $\vec{\phi}_C$. За равнотежно стање важи:

$$\begin{aligned} \vec{M}_x &= -\vec{M}_{g1} = \vec{\lambda}_C \times \vec{H} \\ \vec{M}_y &= -\vec{M}_{g2} = \vec{\phi}_C \times \vec{H} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Пошто су углови између вектора $\vec{\lambda}_C$ и $\vec{\phi}_C$ и кинетичког момента жирокопа \vec{H} приближно 90° , могу се писати једначине:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_C &= \frac{M_x}{H} \\ \dot{\phi}_C &= \frac{M_y}{H} \end{aligned} \quad (5.2)$$

одакле се види да су угаоне брзине прецесије жирокопа пропорционалне примењеним корекционим моментима. На основу слике 5.1 формиран је структурни дијаграм система праћења циља ласерском ГСВ са КФД и жирокопским погоном, који је приказан на слици 5.2. Поред корекционих момената, на дијаграму су са M_{px} и M_{py} представљени поремећајни momenti који делују на прецесиони жирокоп, узроковани спољашњим поремећајима, као што су вибрације тела ракете.



Слика 5.2 Структурни дијаграм система праћења циља ласерском ГСВ са КФД и жирокопским погоном

5.3. Формулација тоталног поремећаја

Основни проблем је пројектовање контролера K1 и K2 чији излази u_x и u_y треба да обезбеде да ГСВ прати циљ у видном пољу КФД са што мањим угаоним грешкама δ_h и δ_v , у присуству различитих поремећаја. У овом случају се као спољашњи поремећаји сматрају моменти $M_{px}(t)$ и $M_{py}(t)$, али и углови $\lambda(t)$ и $\varphi(t)$, који се мењају услед маневара циља и креирају трајекторију коју у видном пољу КФД описује центар спота. Са друге стране, у унутрашње поремећаје се сврставају нелинеарност сензора, односно КФД, затим неодређеност параметара појединих компоненти (појачавача, моментних давача), као и нелинеарна и куплована динамика карданске платформе са слободним жирокопом. Идеја је да се сви наведени поремећаји формулишу у виду једног, тоталног поремећаја, који би се могао естимирати и компензовати применом концепта ADRC управљања.

Корекциони моменти које генеришу моментни давачи пропорционални су управљачким сигнаlima:

$$\begin{aligned} M_x(t) &= K_{TM} \cdot u_x(t) \\ M_y(t) &= K_{TM} \cdot u_y(t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

где K_{TM} представља исту константу за оба моментна давача. Узимајући у обзир и поремећајне моменте $M_{px}(t)$ и $M_{py}(t)$ (слика 5.2), једначине (5.2) се могу преформулисати у следећи облик:

$$\begin{aligned} M_x(t) + M_{px}(t) &= K_{TM} \cdot u_x(t) + M_{px}(t) = H \cdot \dot{\lambda}_C(t) \\ M_y(t) + M_{py}(t) &= K_{TM} \cdot u_y(t) + M_{py}(t) = H \cdot \dot{\varphi}_C(t) \end{aligned} \quad (5.4)$$

одакле се добија:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_C(t) &= \frac{K_{TM}}{H} u_x(t) + \frac{1}{H} M_{px}(t) \\ \dot{\varphi}_C(t) &= \frac{K_{TM}}{H} u_y(t) + \frac{1}{H} M_{py}(t) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Из (5.5), укључивањем угаоних брзина ЛВЦ у хоризонталној и вертикалној равни, $\dot{\lambda}(t)$ и $\dot{\varphi}(t)$ респективно, следе релације:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_h(t) &= \dot{\lambda}(t) - \dot{\lambda}_c(t) = -\frac{K_{TM}}{H}u_x(t) - \frac{1}{H}M_{px}(t) + \dot{\lambda}(t) \\ \dot{\delta}_v(t) &= \dot{\phi}(t) - \dot{\phi}_c(t) = -\frac{K_{TM}}{H}u_y(t) - \frac{1}{H}M_{py}(t) + \dot{\phi}(t)\end{aligned}\quad (5.6)$$

Као што је познато, сигнали $\delta_h(t)$ и $\delta_v(t)$ нису експлицитно познати, али њихово “мерење“ врши КФД формирајући сигнале позиционирања $\varepsilon_x(t)$ и $\varepsilon_y(t)$, респективно. Углови $\delta_h(t)$ и $\delta_v(t)$ представљају угаоно одступање рефлектованог ласерског зрачења, односно ЛВЦ од оптичке осе ГСВ. Кроз пријемну оптику ласерске ГСВ рефлектовано зрачење се фокусира у спот полупречника r , чије су координате x_0 и y_0 . Као што је објашњено у трећем поглављу, за мала угаона одступања сигнали позиционирања су пропорционални са $\delta_h(t)$ и $\delta_v(t)$, односно:

$$\begin{aligned}\varepsilon_x(t) &= K_{QPD}x_0(t) \\ \varepsilon_y(t) &= K_{QPD}y_0(t)\end{aligned}\quad (5.7)$$

У изразу (5.7) исти коефицијент K_{QPD} важи за обе равни, јер је КФД потпуно симетричан детектор. Пошто релације (5.7) важе само у блиској околини центра КФД, у [21] је показано да се у зависности од мода КФД добија:

$$\begin{aligned}K_{QPD1} &= \frac{\partial \varepsilon_x^{(1-1)+}(0,0)}{\partial x_0} = \frac{\partial \varepsilon_y^{(1-1)+}(0,0)}{\partial y_0} = \frac{\partial \varepsilon_x^{(1-1)\times}(0,0)}{\partial x_0} = \frac{\partial \varepsilon_y^{(1-1)\times}(0,0)}{\partial y_0} = \frac{4\sqrt{2}}{r\pi} \\ K_{QPD2} &= \frac{\partial \varepsilon_x^{(2-2)+}(0,0)}{\partial x_0} = \frac{\partial \varepsilon_y^{(2-2)+}(0,0)}{\partial y_0} = \frac{4}{r\pi}\end{aligned}\quad (5.8)$$

односно да се иста константа добија за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$, и да је она $\sqrt{2}$ пута већа од константе за стандардни алгоритам. На основу спроведене линеаризације изрази (5.6) се могу трансформисати у:

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_{xA}(t) &= K_A K_{QPD} \dot{x}_0(t) = -\frac{K_{TM} K_A K_{QPD}}{H}u_x(t) - \frac{K_A K_{QPD}}{H}M_{px}(t) + K_A K_{QPD} \dot{\lambda}(t) \\ \dot{\varepsilon}_{yA}(t) &= K_A K_{QPD} \dot{y}_0(t) = -\frac{K_{TM} K_A K_{QPD}}{H}u_y(t) - \frac{K_A K_{QPD}}{H}M_{py}(t) + K_A K_{QPD} \dot{\phi}(t)\end{aligned}\quad (5.9)$$

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

где је K_A појачање појачавача, а K_{QPD} одговара K_{QPD1} или K_{QPD2} , у зависности од мода КФД. Да би се у модел укључила нелинеарност КФД, као и неодређеност осталих параметара, дефинише се нови параметар за обе равни:

$$b(t) = -\frac{K_{TM} K_A K_{QPD}}{H} = b_0 + \Delta b(t) \quad (5.10)$$

где је b_0 константа која представља процену вредности $b(t)$, док се са $\Delta b(t)$ моделује одступање од те процене. Увођењем ове константе изрази (5.9) постају:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_{xA}(t) &= b_{0x} u_x(t) + f_x(M_{px}, \dot{\lambda}, \Delta b_x, t) \\ \dot{\varepsilon}_{yA}(t) &= b_{0y} u_y(t) + f_y(M_{py}, \dot{\phi}, \Delta b_y, t) \end{aligned} \quad (5.11)$$

где $f_x(M_{px}, \dot{\lambda}, \Delta b_x, t)$ и $f_y(M_{py}, \dot{\phi}, \Delta b_y, t)$ представљају тоталне поремећаје у каналу азимута и елевације, респективно. Тотални поремећаји по каналима азимута и елевације су дефинисани са:

$$\begin{aligned} f_x(M_{px}, \dot{\lambda}, \Delta b_x, t) &= -\frac{K_A K_{QPD}}{H} M_{px}(t) + K_A K_{QPD} \dot{\lambda}(t) + \Delta b_x(t) u_x(t) \\ f_y(M_{py}, \dot{\phi}, \Delta b_y, t) &= -\frac{K_A K_{QPD}}{H} M_{py}(t) + K_A K_{QPD} \dot{\phi}(t) + \Delta b_y(t) u_y(t) \end{aligned} \quad (5.12)$$

тако да обједињују маневар циља ($\dot{\lambda}$ и $\dot{\phi}$), вибрације платформе ($M_{px}(t)$ и $M_{py}(t)$), нелинеарност КФД и неодређеност параметара система ($\Delta b_x(t)$ и $\Delta b_y(t)$). Уводећи овако дефинисане тоталне поремећаје, модел (5.11) се може искористити за описивање динамике система праћења не само у околини центра КФД, већ и за произвољни положај спота у видном пољу детектора.

С обзиром да је динамика система праћења иста у обе равни, у наставку ће бити описан само модел у вертикалној равни, имајући на уму да се потпуна аналогија може применити и на хоризонталну раван.

Усвајајући за променљиве стања $x_1(t) = \varepsilon_{yA}(t)$ и $x_2(t) = f_y(M_{py}, \dot{\phi}, \Delta b_y, t)$ на основу (5.12) се динамика система у вертикалној равни може представити моделом у простору стања:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u_y(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{f}_y(t) = \mathbf{A} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}u_y(t) + \mathbf{E}\dot{f}_y(t) \\ y(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Модел у простору стања описан са (5.13) представља основу за пројектовање робусних контролера за хоризонталну и вертикалну раван, базираних на ADRC концепту управљања.

5.4. Пројектовање ADRC контролера

За естимацију и компензацију тоталног поремећаја у реалном времену, потребно је пројектовати ESO. За систем описан моделом у простору стања (5.13) линеарни ESO (LESO) за канал елевације има форму:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{z}_{1y}(t) \\ \dot{z}_{2y}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u_y(t) + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} (y(t) - z_1(t)) = \mathbf{A} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}u_y(t) + \mathbf{L}(y(t) - z_1(t)) \\ y_L(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_L \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.14)$$

где су стања опсервера $z_{1y}(t) = \hat{\varepsilon}_{yA}(t)$ и $z_{2y}(t) = \hat{f}_y(t)$. Избором појачања $\mathbf{L} = [\beta_1 \ \beta_2]^T$ у складу са [57] као:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 2\omega_0 \\ \beta_2 &= \omega_0^2 \end{aligned} \quad (5.15)$$

полови опсервера постају реални и једнаки $p_{1,2} = -\omega_0$, при чему је ω_0 пропусни опсег опсервера. Уз претпоставку да $z_{2y}(t)$ представља добру естимацију $f_y(t)$, формирањем сигнала управљања:

$$u_y(t) = \frac{u_{0y}(t) - z_{2y}(t)}{b_0} \quad (5.16)$$

из (5.11) следи:

$$\dot{\varepsilon}_{yA}(t) = b_{0y} \frac{u_{0y}(t) - z_{2y}(t)}{b_0} + f_y(M_{py}, \dot{\varphi}, \Delta b_y, t) \approx u_{0y}(t) \quad (5.17)$$

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

где је $u_{0y}(t)$ одговарајући закон управљања. Из (5.17) се види да се елиминацијом тоталног поремећаја, динамика канала елевације редукује на систем првог реда, којим се ефикасно може управљати применом само пропорционалног дејства:

$$u_{0y}(t) = K_p(r(t) - z_{1y}(t)). \quad (5.18)$$

Параметар контролера K_p се може изабрати тако да одзив система са затвореном спрегом има жељено време смирења T_s [65]:

$$K_p = \frac{4}{T_s} = \omega_c \quad (5.19)$$

при чему је ω_c пропусни опсег система са затвореном спрегом. Укључујући маневар циља у састав тоталног поремећаја, проблем праћења циља постаје регулациони проблем, при чему је референца у изразу (5.18) $r(t) = 0$, тако да се једначина (5.16) може написати као:

$$u_y(t) = \frac{-K_p z_{1y}(t) - z_{2y}(t)}{b_0}. \quad (5.20)$$

Као што је напоменуто у претходном поглављу, динамика опсервера мора бити бржа од динамике система са затвореном спрегом, тако да се, у складу са (4.18) усваја $\omega_o = (3 \div 10) \cdot \omega_c$.

Применом LESO-а дефинисаног са (5.14), ефикасно се може компензовати само тотални поремећај константног интензитета. Анализирајући структуру тоталног поремећаја датог са (5.12), може се закључити да је претпоставка о константном поремећају врло упрошћена, и да ће, на пример, у случају сложенијих маневара циља или вибрација платформе, доћи до појаве значајних грешака праћења. Да би се грешке смањиле, потребно је естимирати и динамику тоталног поремећаја вишег реда. Пројектовањем генерализованог LESO-а [66], односно укључивањем извода тоталног поремећаја вишег реда као додатних стања, могуће је естимирати и редуковати, или потпуно елиминисати утицај тоталног поремећаја знатно комплексније структуре.

Укључивањем првог и другог извода тоталног поремећаја $\dot{f}(t)$ и $\ddot{f}(t)$ као додатних стања у структуру LESO-а датог са (5.14) добија се његова проширена форма, односно GLESO:

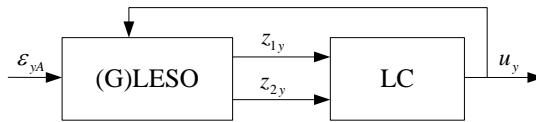
$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{1y}(t) \\ \dot{z}_{2y}(t) \\ \dot{z}_{3y}(t) \\ \dot{z}_{4y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \\ z_{3y}(t) \\ z_{4y}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_y(t) + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \beta_4 \end{bmatrix} (y(t) - z_1(t)) = \mathbf{A} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}u_y(t) + \mathbf{L}(y(t) - z_1(t)) \quad (5.21)$$

$$\hat{y}_G(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \\ z_{3y}(t) \\ z_{4y}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_G \begin{bmatrix} z_{1y}(t) \\ z_{2y}(t) \\ z_{3y}(t) \\ z_{4y}(t) \end{bmatrix}$$

Променљиве стања GLESO-а су $z_{1y}(t) = \hat{\varepsilon}_{yA}(t)$, $z_{2y}(t) = \hat{f}_y(t)$, $z_{3y}(t) = \dot{\hat{f}}_y(t)$ и $z_{4y}(t) = \ddot{\hat{f}}_y(t)$. Да би полови опсервера били на истој локацији $p_{1,2,3,4} = -\omega_0$, појачања морају бити:

$$\beta_1 = 4\omega_0, \beta_2 = 6\omega_0^2, \beta_3 = 4\omega_0^3, \beta_4 = \omega_0^4. \quad (5.22)$$

Структура LESO-а и GLESO-а са пропорционалним управљањем (*Linear Control - LC*) (5.18) дата је на слици 5.3.



Слика 5.3 Структура LESO-а и GLESO-а са пропорционалним управљањем

Процедура за пројектовање контролера за канал азимута је, због симетрије канала, потпуно аналогна.

5.5. Фреквенцијска анализа

У овом делу анализираће се утицај структуре ADRC-а и алгоритама за прорачун сигнала позиционирања на стабилност система и квалитет потискивања тоталног поремећаја у фреквенцијском домену. Биће разматран само канал елевације, док због симетрије, исти закључци важе и за канал азимута.

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

Пошто LESO и GLESO имају линеарну форму, фреквенцијску анализу стабилности и робусности могуће је спровести помоћу функција преноса. Осим тога, услов је и да систем буде линеаран. Како је КФД нелинеарна компонента, потребно је извршити линеаризацију њене карактеристике у околини координатног почетка.

Пошто параметар $b(t)$ у (5.10) зависи од алгоритма КФД, уводимо :

$$b_i(t) = b_{0i} + \Delta b_i(t) \quad (5.23)$$

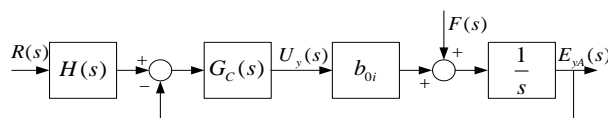
где је $i=1$ за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$, док је $i=2$ за алгоритам $(2-2)+$. Из (5.8) следи:

$$b_{01}/b_{02} = \sqrt{2}. \quad (5.24)$$

Применом Лапласове трансформације на израз (5.11), уз параметре дефинисане са (5.23), канал елевације се може представити са:

$$E_{yA}(s) = \frac{1}{s} (b_{0i} U_y(s) + F_y(s)). \quad (5.25)$$

У [73] је показано да се линеарни ADRC може извести у форми система са повратном спрегом и два степена слободе. Структурни блок дијаграм канала елевације са ADRC управљањем приказан је на слици 5.4, при чему су функције $H(s)$ и $G_C(s)$ изведене применом Лапласове трансформације на једначине (5.14), (5.18) и (5.21).



Слика 5.4 Структурни блок дијаграм канала елевације ласерског система праћења са линеарним ADRC-ом

Због чињенице да је референца једнака нули, тј. $R(s) = 0$, функција $H(s)$ нема утицаја на динамику система, тако да се за функције повратног преноса (*loop gain transfer functions*) система са LESO-м и GLESO-м добија [21]:

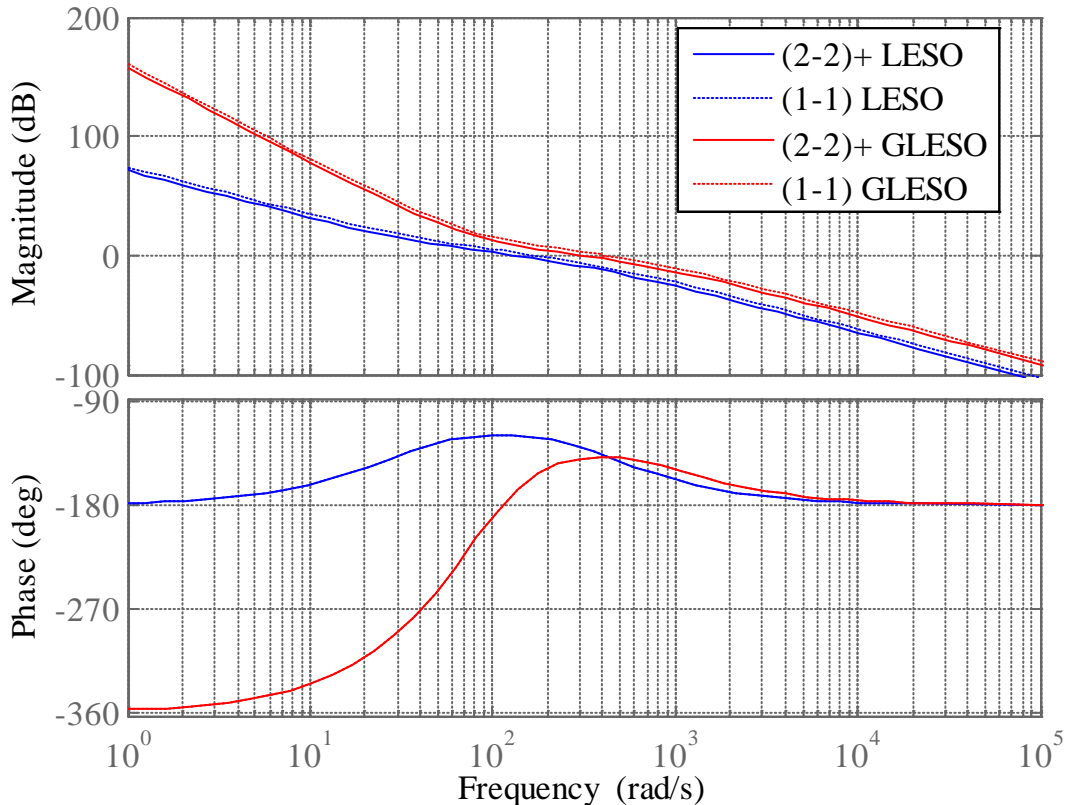
5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

$$G_{lg}^{LESO}(s) = \frac{b_{0i}}{s} G_C^{LESO}(s) = \frac{b_{0i}}{s} \frac{(\beta_2 + K_p \beta_1)s + K_p \beta_2}{b_0 s(s + \beta_1 + K_p)} \quad (5.26)$$

$$G_{lg}^{GLESO}(s) = \frac{b_{0i}}{s} G_C^{GLESO}(s) = \frac{b_{0i}}{s} \frac{(\beta_2 + K_p \beta_1)s^3 + (\beta_3 + K_p \beta_2)s^2 + (\beta_4 + K_p \beta_3)s + K_p \beta_4}{b_0 s^3(s + \beta_1 + K_p)}. \quad (5.27)$$

У даљој анализи параметри K_{TM} , K_A и H су изабрани тако да је $b_{02}/b_0 = 1$, па је према (5.24) $b_{01}/b_0 = \sqrt{2}$. За пропусни опсег система са затвореном спрегом и опсервера изабране су вредности $\omega_c = 40 \text{ rad/s}$ и $\omega_o = 5\omega_c$, респективно. Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција (5.26) и (5.27) приказане су на слици 5.5, док су одговарајуће резерве стабилности дате у Табели 5.1.

Са слике 5.5 се види да алгоритам КФД-а не утиче на фазну карактеристику, али су амплитудске карактеристике за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ померене навише за $20 \log_{10} \sqrt{2} \text{ dB}$ због њихове $\sqrt{2}$ пута веће осетљивости од стандардног $(2-2)+$ алгоритма.



Слика 5.5 Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција повратног преноса система са LESO-ом и GLESO-ом и различитим алгоритмима КФД-а

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

Фреквенцијске карактеристике система са LESO-м и GLESO-м се значајно разликују, као и резерве стабилности, што се најбоље види из Табеле 5.1. Примена GLESO-а редукује и амплитудске и фазне резерве, што је у складу са резултатима из [121].

Табела 5.1 Резерве стабилности за слику 5.5

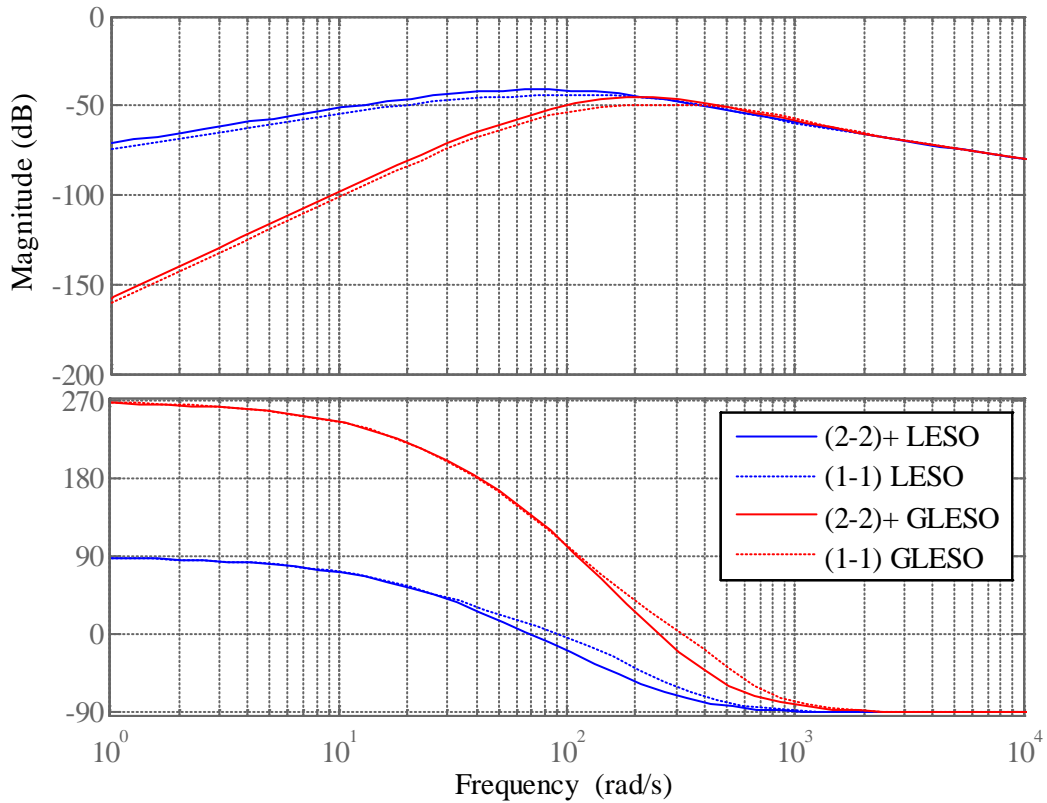
	Нег. AP dB(rad/s)	Поз. AP dB(rad/s)	ФР ° (rad/s)
LESO (2 – 2) +	-∞ (0)	∞ (∞)	61,3 (126)
LESO (1 – 1)	-∞ (0)	∞ (∞)	59,3 (170)
GLESO (2 – 2) +	-10,8 (112)	∞ (∞)	41,1 (308)
GLESO (1 – 1)	-13,8 (112)	∞ (∞)	42,4 (414)

Ради поређења ефикасности потискивања тоталног поремећаја, изведене су функције спрегнутог преноса од $F(s)$ до $E_{yA}(s)$ са слике 5.4 [21]:

$$G_F^{\text{LESO}}(s) = \frac{s(s + \beta_1 + K_p)}{s^3 + (\beta_1 + K_p)s^2 + \frac{b_{0i}}{b_0}(\beta_2 + K_p\beta_1)s + \frac{b_{0i}}{b_0}K_p\beta_2} \quad (5.28)$$

$$G_F^{\text{GLESO}}(s) = \frac{s^3(s + \beta_1 + K_p)}{s^5 + (\beta_1 + K_p)s^4 + \frac{b_{0i}}{b_0}(\beta_2 + \beta_1K_p)s^3 + \frac{b_{0i}}{b_0}(\beta_3 + \beta_2K_p)s^2 + \frac{b_{0i}}{b_0}(\beta_4 + \beta_3K_p)s + \frac{b_{0i}}{b_0}\beta_4K_p} \quad (5.29)$$

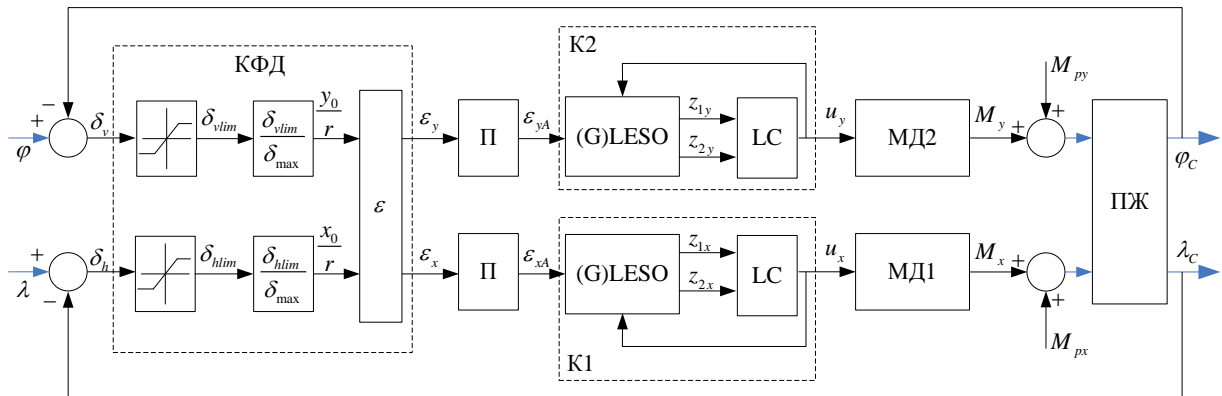
Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција (5.28) и (5.29) приказане су на слици 5.6. Може се видети да систем са GLESO-м знатно боље потискује поремећаје у области нижих фреквенција, док се у области виших фреквенција карактеристике система са LESO-м и GLESO-м поклапају. Такође, на карактеристике утичу и алгоритми КФД-а, тако да алгоритми (1 – 1) + и (1 – 1) × уносе додатно слабење поремећаја за $20\log_{10}\sqrt{2}$ dB у односу на стандардни (2 – 2) + алгоритам, због веће осетљивости.



Слика 5.6 Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција $G_F(s)$ за различите опсервере и алгоритме КФД-а

5.6. Симулациони модел и резултати симулација

Комплетан симулациони модел система праћења ласерске ГСВ са КФД за оба канала, са детаљним моделом КФД-а и контролерима, приказан је на слици 5.7.



Слика 5.7 Комплетан модел система праћења ласерске ГСВ са КФД за оба канала

Различити алгоритми за прорачун сигнала позиционирања ε_x и ε_y , који су описани у трећем поглављу, укључени су у модел преко блока означеног са ε . Углови δ_h и δ_v у хоризонталној и вертикалној равни ограничени су на δ_{\max} , због ограниченог видног поља КФД-а, и одговарају нормализованим координатама центра спота x_0/r и y_0/r . Ознаке осталих блокова су исте као на сликама 5.2 и 5.3.

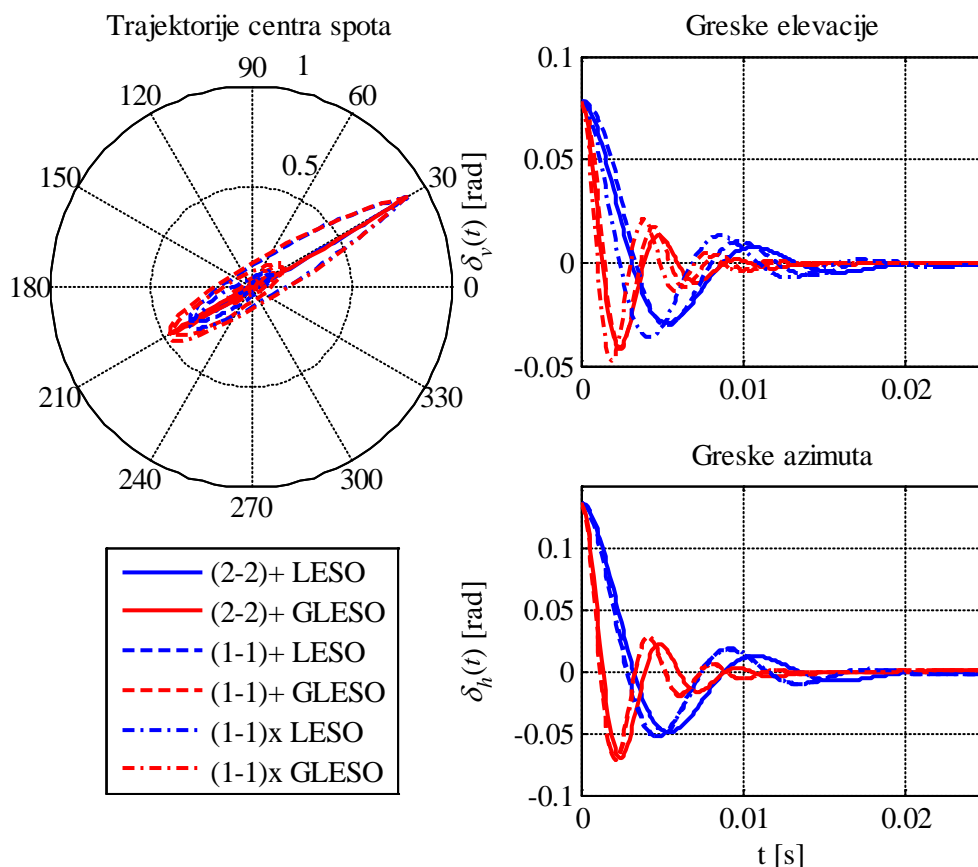
Симулациона анализа биће спроведена кроз неколико експеримената који обухватају позиционирање ГСВ на непокретан циљ и праћење маневришућих циљева у присуству спољашњих поремећаја.

5.6.1. Позиционирање ГСВ на непокретан циљ

У овом случају ГСВ се позиционира на непокретан циљ при чему се почетни положај центра спота поставља близу границе видног поља КФД-а, што апроксимира ситуацију преласка са фазе захвата на фазу праћења циља. Почетне вредности релативних координата центра спота су $x_r(0) = 0,78$ ($\delta_h(0) = 0,136 \text{ rad}$) и $y_r(0) = 0,45$ ($\delta_v(0) = 0,0785 \text{ rad}$) у видном пољу КФД-а, које је ограничено на $\delta_{\max} = \pm 10^\circ = \pm 0,1745 \text{ rad}$. Са аспекта управљања овакав сценарио одговара реакцији система на поремећаје типа одскочних (*step*) функција у каналима азимута и елевације који потичу само од циља, док су поремећајни моменти M_{px} и M_{py} једнаки нули.

На слици 5.8 приказане су трајекторије центра спота на површини КФД-а и угаоне грешке праћења у хоризонталној $\delta_h(t)$ и вертикалној равни $\delta_v(t)$, за различите алгоритме прорачуна сигнала позиционирања и различите опсервере.

Види се да је овај тип поремећаја успешно елиминисан, и да се ласерска ГСВ без грешке у стационарном стању позиционира на непокретни циљ у вертикалној и у хоризонталној равни. Такође, системи са GLESO-м имају брже одзиве од система са LESO-м. Уочава се и утицај алгоритма за прорачун сигнала позиционирања, који у овом случају није превише изражен, а последица је различитих почетних вредности сигнала позиционирања.



Слика 5.8 Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за први сценарио

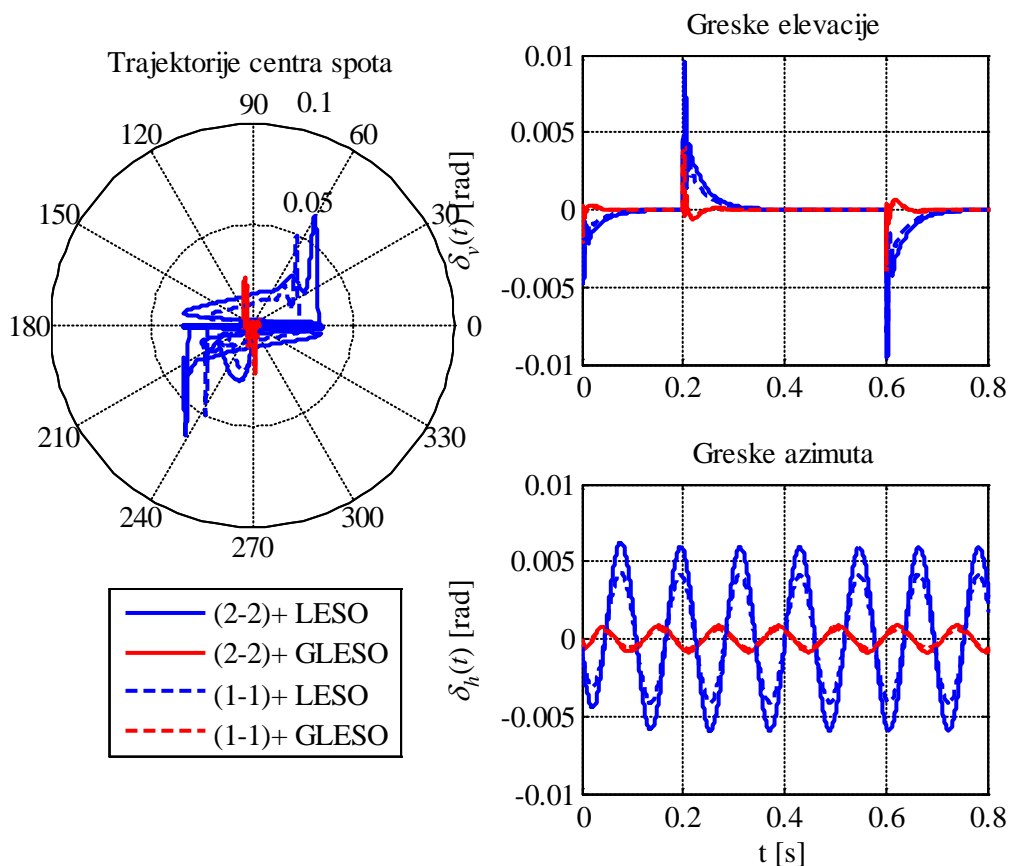
5.6.2. Праћење циља у вертикалној равни у присуству вибрација платформе

У овом случају разматра се компензација два типа поремећаја који делују на систем: маневар циља у вертикалној равни и вибрације платформе у хоризонталној равни. Сви почетни услови су једнаки нули, односно $\delta_h(0) = 0 \text{ rad}$ и $\delta_v(0) = 0 \text{ rad}$ у видном пољу КФД-а. Утицај вибрација платформе у хоризонталној равни представљен је синусним поремећајним моментом фреквенције $8,5 \text{ Hz}$ и амплитуде 6 Nm који делује на улазу M_{px} на слици 5.7. Са друге стране, дефинисањем $\varphi(t)$ у виду нагибне функције која наизменично мења смер, задаје се константни маневар циља у вертикалној равни. У почетку циљ се креће надоле, и мења смер кретања након $t = 0,2 \text{ s}$ и $t = 0,6 \text{ s}$, при чему је угаона брзина ЛВЦ константна и износи $|\dot{\varphi}(t)| = 30^\circ / \text{s}$.

С обзиром да алгоритми $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ имају готово идентичне перформансе у околини центра КФД, што се види из једначине (5.8), због јасноће графичког приказа, у даљој анализи одзиви система са алгоритмом $(1-1)\times$ се неће приказивати. На слици 5.9

5. Пројектовање робусног ADRC управљања ласерском ГСВ

приказане су трајекторије центра спота на површини КФД-а и угаоне грешке праћења $\delta_h(t)$ и $\delta_v(t)$ у хоризонталној вертикалној равни, респективно.



Слика 5.9 Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за други сценарио

Како је у вертикалној равни поремећај узрокован маневром циља типа нагибне функције, он се успешно компензује, тако да ласерска ГСВ прати циљ у вертикалној равни без грешке у стационарном стању. Применом GLESO-а остварује се праћење циља са угаоним грешкама $\delta_v(t)$ мањих амплитуда, при чему је динамика компензације знатно бржа него са LESO-м. У хоризонталној равни делује поремећај типа синусне функције, која је бесконачно пута диференцијабилна, што значи да се грешке праћења по азимуту не могу потпуно елиминисати. Међутим, као што се могло и очекивати [66], применом GLESO-а са три додатна стања у вези са динамиком тоталног поремећаја $f(t)$, $\dot{f}(t)$ и $\ddot{f}(t)$, грешке праћења се значајно редукују, што најјасније показују трајекторије центра КФД на слици 5.9.

На компензацију грешака праћења додатно утиче и примењени алгоритам КФД-а. То се јасно види на дијаграмима грешке у хоризонталној равни $\delta_h(t)$, где је амплитуда

грешака мања за алгоритам $(1-1)+$, што је у складу са раније спроведеном фреквенцијском анализом и амплитуским фреквенцијским карактеристикама на слици 5.6.

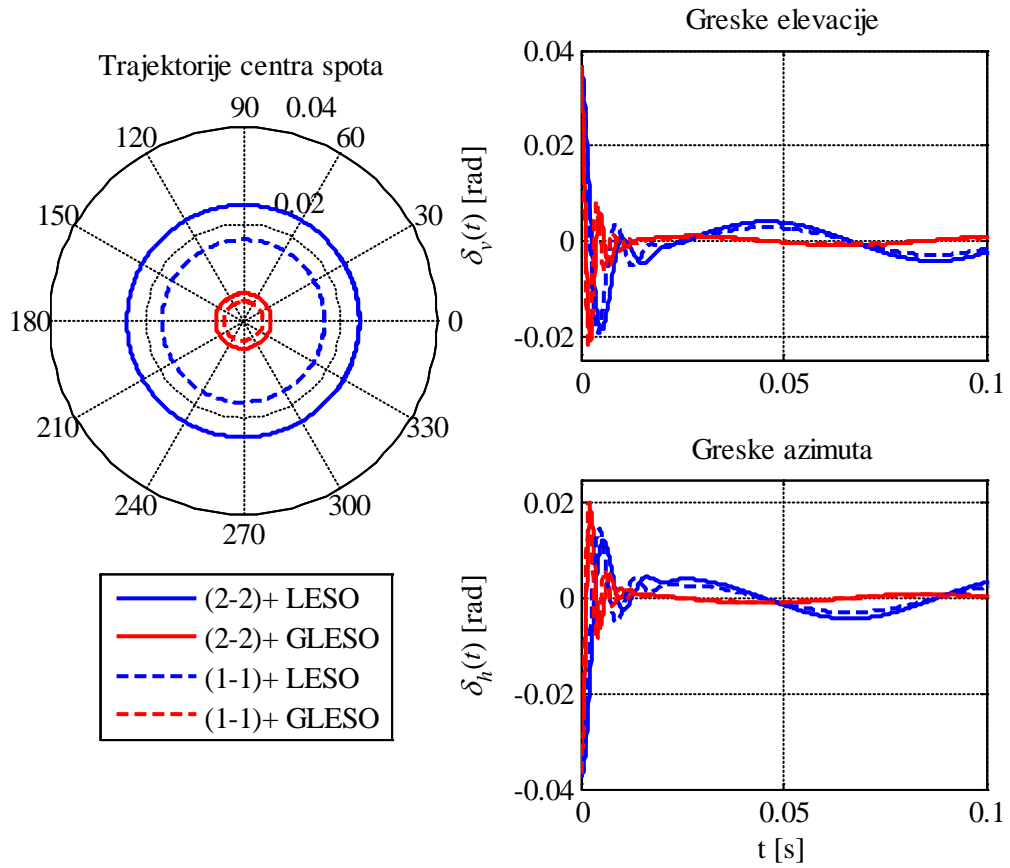
5.6.3. Праћење маневришућег циља по циркуларној трајекторији

У овом случају разматра се праћење циља који маневрише тако да ЛВЦ ротира константном угаоном брзином око оптичке осе ГСВ. Код оваквог маневра циља, центар спота у видном пољу КФД-а описује кружницу, што са аспекта управљања представља постојање простопериодичних поремећаја у оба канала. Маневар циља у обе равни задат је угловима $\lambda(t)$ и $\varphi(t)$ који се мењају по синусном закону:

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= \frac{\pi}{60} \sin\left(24\pi t + \frac{3\pi}{4}\right) \text{ (rad)} \\ \lambda(t) &= \frac{\pi}{60} \cos\left(24\pi t + \frac{3\pi}{4}\right) \text{ (rad)}\end{aligned}\tag{5.30}$$

Према (5.30) почетни положај циља у видном пољу КФД-а је одређен са релативним координатама центра спота: $y_r(0) = -x_r(0) = 0,15\sqrt{2}$ ($\delta_v(0) = -\delta_h(0) = 0,037 \text{ rad}$). На слици 5.10 приказане су трајекторије центра спота у стационарном стању за алгоритме $(2-2)+$ и $(1-1)+$ у поларним координатама, као и прелазни процеси и стационарна стања угаоних грешака праћења у обе равни.

У стационарном стању грешке осцилују око нуле, због синусног поремећаја који је бесконачно пута диференцијабилан. Јасно се уочава да систем са GLESO-м боље потискује поремећај него систем са LESO-м. Осим тога алгоритам КФД-а додатно утиче на грешке праћења, односно са алгоритмом $(1-1)+$ постижу се мање грешке праћења од стандардног $(2-2)+$ алгоритма, за оба типа опсервера. Ласерска ГСВ прати циљ тако да се центар спота налази у блиској околини КФД-а, где су сви анализирани алгоритми најосетљивији, а најбољи резултати праћења се постижу применом алгоритама $(1-1)+$ или $(1-1)\times$ и система са GLESO-м.



Слика 5.10 Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за трећи сценарио

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA

У односу на софтверски оријентисане реализације, засноване углавном на примени микропроцесора и DSP-а, FPGA представљају алтернативно хардверско решење за имплементацију контролера. Захваљујући великим брзинама рада и паралелизму извршавања операција, дигитални контролери имплементирани на FPGA се по својим перформансама могу значајно приближити својим аналогним еквивалентима. Развој технологије израде интегрисаних кола довео је до тога да се на FPGA чиповима најновије генерације могу имплементирати најсложенији управљачки алгоритми. Са друге стране, развој технологије није био равномерно праћен развојем алата за програмирање, што је пресудно утицало на дужину трајања и сложеност процеса пројектовања и имплементације алгоритама на FPGA платформи, како би се њихови ресурси оптимално искористили. Један од алата који значајно смањује овај јаз је *Xilinx System Generator (XSG)*. Примена XSG-а омогућава системски приступ процесу пројектовања, који укључује моделовање, симулацију, тестирање и имплементацију алгоритама на конкретне FPGA плоче, из MATLAB/Simulink окружења. На тај начин се пројектантима у великој мери олакшава пут од идеје до њене практичне реализације, без захтева за познавањем различитих језика програмирања, и не напуштајући инжењерима блиско MATLAB/Simulink окружење.

У овом поглављу је дат кратак опис архитектуре и програмирања FPGA платформи, као и основних правила за пројектовање контролера како би се оптимално искористили расположиви ресурси. Представљене су специфичности и ограничења у примени XSG-а. ADRC контролери са LESO-м и GLESO-м, пројектовани у претходном поглављу, су дискретизовани и на основу симулационих модела извршена је анализа утицаја периоде одабирања на одзив система. Тестирање дискретних алгоритама извршено је на основу модела формираних помоћу XSG-а, док је применом хардверске косимулације (*hardware co-simulation*) извршена верификација пројектованих контролера имплементираних на конкретној FPGA платформи.

6.1. Карактеристике FPGA платформи и њихово програмирање

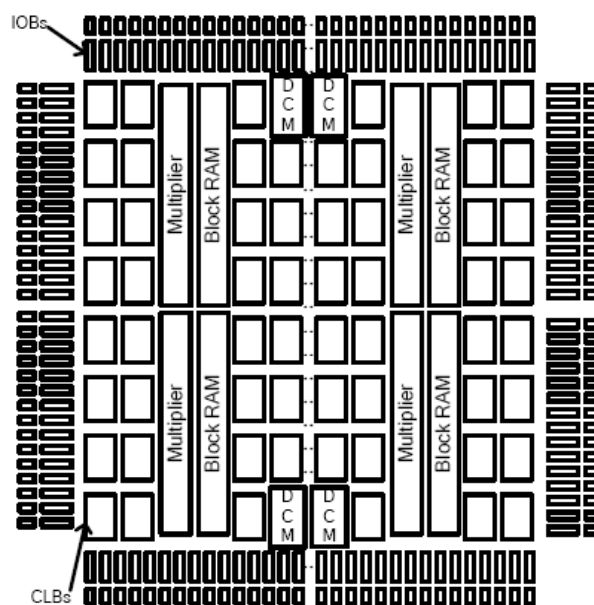
Од средине осамдесетих, када се појавила, FPGA технологија је прошла кроз неколико фаза развоја, тако да савремене FPGA плоче представљају платформе које пружају велике могућности за имплементацију дигиталних контролера. Поређење са платформама које се заснивају на примени микропроцесора, микроконтролера или

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

стандардизованих чипова специјалне намене (*Application Specific Standard Products - ASSPs*) може се извршити на основу могућности савремених FPGA платформи које се огледају у следећем [122]:

- флексибилност, односно могућност репрограмирања од стране корисника за конкретне примене,
- могућност развоја, симулације и тестирања хардверског решења применом софтверских алата, без непосредног програмирања плоче,
- паралелизам у раду, који омогућава истовремени рад великог броја модула без њихове међусобне интерференције и знатно смањење времена потребног за извршење алгоритма,
- велика брзина рада, која у комбинацији са паралелизмом пружа могућности реализације веома сложених прорачуна,
- поузданост, заснована на потпуно хардверској реализацији, без софтверских компоненти (оперативни систем).

У архитектури FPGA платформи, без обзира на произвођача, издваја се неколико стандардних компонената: конфигурабилни логички блокови (*Configurable Logic Blocks - CLBs*), улазно-излазни блокови (*Input/Output Blocks - IOBs*), блокови меморије (*Blocks Random Access Memory - Blocks RAM*), блокови множача (*Multipliers*) и блокови за дигитално управљање тактом (*Digital Clock Managers - DCMs*). На слици 6.1 [123] приказана је архитектура FPGA плоче из фамилије SPARTAN-3 произвођача *Xilinx*.



Слика 6.1 Архитектура FPGA плоче из фамилије SPARTAN-3 [123]

Логички блокови су распоређени у виду дводимензионалне матрице и међусобно су повезани програмабилном мрежом. Ови блокови се састоје из више мањих блокова (*slices*), који садрже неколико логичких ћелија (*logic cells*). Основу сваке логичке ћелије, као најмање логичке јединице у структури FPGA, чини вишеулазна *look-up* табела и D флип-флоп, тако да могу бити програмиране за извршавање комбинационих или секвенцијалних логичких операција, или за смештај података као меморијски елементи.

Програмирање мреже за повезивање CLBs-а подразумева дефинисање прекидачке структуре којом се преусмеравају (*routing*) сигнали између појединих блокова. Прекидачка мрежа може бити испрограмирана у некој од три технологије: *Static RAM* – *SRAM*, *Flash* и *Anti-fuse*. SRAM технологија је данас доминантна код већине произвођача, а одликује се већом потрошњом енергије, због неопходности непрекидног напајања, и могућношћу практично неограниченог броја репрограмирања. Након прекида напајања, мрежа повезивања се поново мора испрограмирати, што се најчешће врши са неке спољашње меморије на којој се чува конфигурација мреже. *Flash* технологија је енергетски ефикаснија, јер се прекидачка конфигурација мреже не брише са престанком напајања, али је број репрограмирања знатно мањи него код SRAM-а. Прекидачка мрежа FPGA плоче израђена применом *Anti-fuse* технологије се може испрограмирати само једном, што је карактеристично за војне примене.

Матрица CLBs-а је окружена прстеном улазно-излазних блокова преко којих се остварује двосмерни пренос сигнала између логичких блокова на плочи и улазно-излазних прикључака плоче, а конфигурисани су тако да подржавају разне стандарде преноса сигнала. Двоулазни блокови RAM меморије капацитета 18 kbit намењени су за смештај података, док су блокови множача најчешће реализовани као 18×18-битни множачи. Блокови за дигитално управљање тактом омогућавају неопходне манипулације, као што су множење, дељење или фазно кашњење такт сигнала.

Поред наведених основних елемената, савремене FPGA плоче подржавају и уградњу неких наменских блокова, као што су блокови за ефикасну обраду сигнала (*DSP accelerators*), процесорска језгра (*PowerPC*, *ARM*, *Nios*, *Microblaze*) или AD конвертори (*Analog-to-Digital Converters*). Овај начин интеграције хардверских и софтверских компонената омогућава реализацију целокупног система на једном чипу (*System on Chip - SoC*).

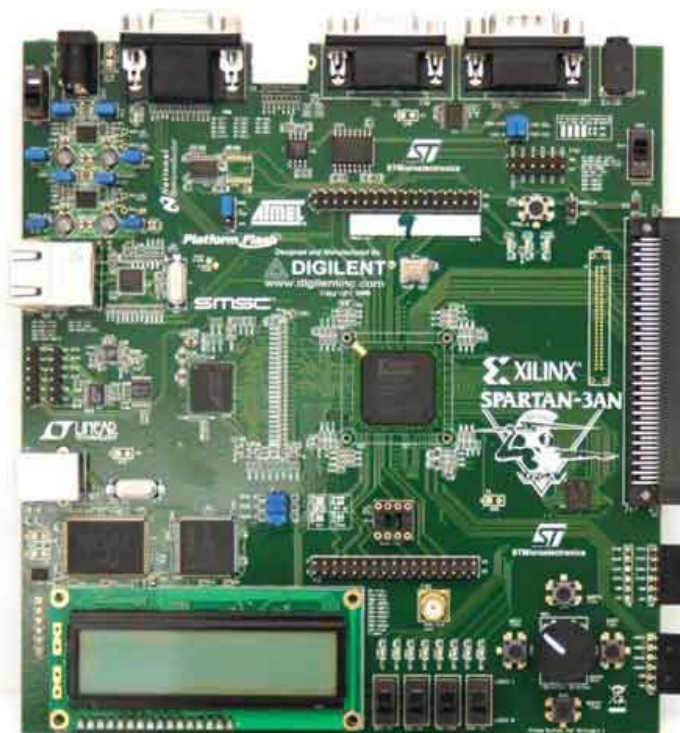
У овом раду је за имплементацију ADRC контролера коришћена Xilinx-ова развојна Spartan-3A Starter Kit платформа са FPGA чипом Spartan-3A XCS3S700A, па ће у наставку бити детаљније представљени ресурси ове платформе и чипова из Spartan-3A фамилије.

6.1.1. Spartan-3A Starter Kit развојна платформа

Развојна платформа Spartan-3A Starter Kit садржи FPGA чип Spartan-3A XCS3S700A и неопходне периферијске компоненте које омогућавају формирање прототипских FPGA хардверских решења.

Spartan-3A XCS3S700A припада широј класи Spartan-3 генерације, која обухвата и Spartan-3AN, Spartan-3A DSP и Spartan-3E чипове. Модели из ове фамилије се разликују према интегрисаним компонентама и примењеној технологији меморисања конфигурације хардвера (SRAM, *Flash*), што зависи од њихове конкретне примене.

Капацитет чипа Spartan-3A XCS3S700A је 13 248 логичких ћелија (са 700 000 логичких улаза), које су груписане у 5 888 *slice*-ова, односно 1472 конфигурабилна логичка блока. Меморија је уграђена у виду 92 kbit дистрибуиране и 360 kbit блок RAM меморије. Основни такт је 50 MHz са могућношћу синтезе фреквенција и веома прецизне фазне регулације помоћу осам DCM-а. На располагању је 20 множача 18×18 bit-ских података, са опцијом *pipeline* повезивања ради повећања перформанси. Повезивање чипа могуће је преко 372 улазно/излазна пина или са максимално 165 диференцијалних улазно/излазних парова. Напајање је 3,3 V, при чему се након престанка напајања хардверска конфигурација мора поново испрограмирати. Овај чип је уграђен на Spartan-3A Starter Kit развојну платформу приказану на слици 6.2.



Слика 6.2 Развојна платформа Spartan-3A Starter Kit

На плочи се налази осцилатор од 50 MHz као генератор основног такта, и 8-пинско DIP кућиште за уградњу другог осцилатора. Располаже са 64 Mbyte DDR2 SDRAM-а за смештај података, као и са 4 MByte паралелне NOR и 2×16 Mbit SPI серијске Flash меморије која се може искористити за меморисање конфигурације FPGA чипа. Програмирање чипа могуће је вршити преко USB JTAG интерфејса уграђеног на самој плочи. Развојна плоча располаже са великим бројем периферијских компонената као што су PS/2 и VGA портови, два RS-232 порта, 10/100 Ethernet PHY улаз и стерео аудио цек улаз. За спајање са компатибилним картицама или модулима фирме *Digilent* уграђени су један 100-пински Hirose FX2 конектор и два 6-пинска конектора. Треба напоменути да су овде наведене само неке од важнијих карактеристика Spartan-3A Starter Kit плоче са чипом Spartan-3A XCS3S700A, које су преузете из [123], где се може наћи целокупна документација о овим али и о свим другим компонентама фирме *Xilinx*.

Може се рећи да се по својим перформансама Spartan-3A Starter Kit налази негде у средини фамилије Spartan-3, али са веома повољним односом цена/перформансе, што је чини веома погодном развојном платформом за тестирање прототипских решења на FPGA.

6.1.2. Програмирање FPGA платформи

На почетку развоја FPGA платформе су имале скромне капацитете у смислу броја логичких улаза, тако да се њихова примена сводила на реализацију једноставних дигиталних кола, која су се пројектовала применом алата базираних на шематском приступу. Данашње FPGA платформе пружају могућности имплементације веома сложених дигиталних система, као што је комплетан микрорачунарски систем. Међутим, развој хардверских капацитета није био равномерно праћен развојем алата за пројектовање, али се водећи произвођачи труде да тај јаз смање понудом нових алата који омогућавају системски приступ развоју дигиталних система.

Пројектовање дигиталних система за имплементацију на савременим програмабилним логичким уређајима високог степена интеграције, као што је FPGA, врши се применом језика за хардверско програмирање (*Hardware Description Languages - HDLs*). HDLs су се појавили средином деведесетих година првенствено као помоћни алати за симулацију дигиталних кола, али су временом еволуирали тако да данас представљају програмско окружење помоћу кога се дигитални систем може моделовати, симулирати, имплементирати на реалном хардверу и тестирати у аналогном окружењу пре него што се

дође до коначног решења. На овај начин је могуће пројектовање прототипских хардверских решења за врло кратко време (*rapid prototyping*).

Као најзаступљенији HDL-ови данас се издвајају VHDL (Very high speed integrated circuit HDL) и Verilog. Ови језици су дефинисани по IEEE стандардима што је утицало на њихову распрострањеност у домену хардверског пројектовања. Основна карактеристика HDL-ова је да кориснику пружају различите нивое апстракције система у свим фазама пројектовања. Пројектовање у HDL-у се може поделити у четири фазе [124]:

- системски ниво – дефинисање перформанси система,
- алгоритамски ниво (*behavioral level*) – представљање система у форми алгоритма,
- синтеза (*synthesis level, register transfer level*) – дефинисање структуре и компоненти система,
- физички ниво – опис система у складу са карактеристикама конкретног хардвера.

У свакој фази систем се може описати у одговарајућој форми, али и тестирати његова функционалност применом одговарајућег HDL-а. Већина произвођача FPGA чипова нуде и одговарајуће софтверске алате, као што је *ISETM (Integrated Software Environment)* фирме *Xilinx*, за синтезу система и аутоматско размештање и повезивање (*place and route*) компоненти на FPGA плочи.

У новије време појавили су се алати који омогућавају да се целокупан процес пројектовања дигиталних система обавља у истом програмском окружењу. Типичан пример је *System GeneratorTM (Xilinx System Generator - XSG)* коју је понудио *Xilinx*. XSG је намењен за пројектовање на системском нивоу из Matlab/Simulink окружења, односно може се посматрати као надградња Matlab/Simulink-а која омогућава да се након моделовања система и његове функционалне провере кроз симулације изврши и непосредно програмирање конкретне FPGA платформе као и тестирање реалног хардвера у аналогном окружењу. То омогућава пројектантима да за веома кратко време реализују и тестирају своје идеје користећи све погодности блиског Matlab/Simulink окружења.

Оно што XSG чини изузетно погодним јесте могућност коришћења постојећих хардверских шаблона (*Intellectual Property Cores - IPCs*) за разне функционалне блокове, смештених у одговарајуће библиотеке, који се користе на исти начин као и блокови из осталих библиотека Simulink-а. Једина разлика је у томе што се на основу модела формираног у XSG-у може генерисати тзв. *beatstream*, односно фајл помоћу кога се непосредно програмира конкретна FPGA плоча. Аналогно окружење се формира

применом класичних Simulink-ових блокова, док се пројектовани дигитални алгоритам реализује помоћу XSG блокова. Користећи развојне FPGA платформе, као што је на пример Spartan-3A Starter Kit, пројектовани алгоритам се може имплементирати на конкретан FPGA чип и тестирати применом хардверске косимулације (*hardware co-simulation*). При хардверској косимулацији сигнали се између рачунара (Simulink-a) и FPGA плоче преносе преко JTAG порта, а резултати симулације су потпуно идентични оним који би се добили при практичној хардверској реализацији алгоритма.

6.2. Имплементација контролера на FPGA

Имплементација контролера на FPGA има својих предности, међутим мора се напоменути да то зависи од конкретне примене, односно да реализација помоћу FPGA не мора бити оптимална у поређењу са решењима која су реализована помоћу микропроцесора, односно DSP-а. Избор првенствено зависи од сложености алгоритма, при чему сложеност не подразумева захтевну обраду података и велики број операција, већ међузависност података и нехомогеност функција у алгоритму. Ако је алгоритам такав да омогућава паралелизам у извршавању операција (независност међурезултата и међусобно сличне функције), онда је FPGA погодније решење, али ако су међурезултати повезани, а функције сложене, онда је погодније решење са DSP [124]. Као додатни разлози за примену DSP-а су традиција коју има софтверско програмирање и масовна производња микропроцесора, док су главни недостаци брзина рада и флексибилност, за разлику од FPGA [125].

У односу на софтверски оријентисана решења, која подразумевају секвенцијално извршавање операција (или више операција истовремено у случају процесора са више језгара) и фиксну хардверску архитектуру, FPGA пружа флексибилно хардверско окружење и просторно-временски паралелизам у раду. Да би се ове предности што ефикасније искористиле, у [124] је дата методологија оптимизације алгоритама која обухвата:

- поједностављивање алгоритма (*algorithm refinement*),
- модуларни приступ пројектовању (*reuse modules*) и
- избор адекватне (оптималне) хардверске архитектуре (A^3 *methodology*).

Поједностављивање алгоритма је веома значајан корак који је последица чињенице да је FPGA оптимално решење за имплементацију дискретних алгоритама у фиксној аритметици (*fixed-point arithmetic*). Због тога је неопходно поједностављење алгоритма у смислу максималног смањења броја операција множења, која је најзахтевнија у смислу

заузећа хардверских ресурса. Осим тога, потребно је изабрати и оптималну дужину (*wordlength*) којом се у фиксном формату представљају параметри и сигнали како би се постигле жељене перформансе са ограниченим хардверским ресурсима. Неке од техника предложене су у [125, 126]. У случају линеарних стационарних система оптимална дужина речи се може одредити аналитички, користећи одговарајуће функције преноса, док се у случају нелинеарних система најчешће примењује симулациони метод.

Модуларни приступ подразумева да се у реализацији поједностављеног алгоритма максимално искористе већ готови модули који постоје у библиотеци и њихово специфично повезање (*multiplexing, pipelining*). На овај начин се може значајно скратити време извршавања алгоритма, користећи велику фреквенцију основног такта.

Конкретан алгоритам може бити такав да се за његову имплементацију не могу искористити постојећи модули. У том случају је за хардверску реализацију потребно изабрати оптималну временско/просторну архитектуру. Како FPGA нема фиксну хардверску структуру, за реализацију било ког алгоритма може се формирати више решења описаних различитим дијаграмима тока сигнала (*Data Flow Graphs - DFGs*). Избор оптималног решења најчешће зависи од критеријума оптималности, и представља компромис између супротстављених захтева као што су перформанса и искоришћење ресурса.

У литератури су презентована различита решења имплементације ADRC алгоритма на FPGA платформи. Пројектовање ADRC контролера за управљање индукционим мотором описано је у [127], а за његову имплементацију коришћени су DSP и FPGA. Главни алгоритам управљања реализован је на DSP, док је FPGA послужио за реализацију једноставнијих компоненти као што су PWM генератор, улазно/излазне комуникација и др. У [128] је описан модул за дигитално ADRC управљање DC-DC претварачима снаге у системима за расподелу и дистрибуцију електричне енергије. Комплетан модул, који укључује управљачки алгоритам, PWM генератор, комуникациони интерфејс, меморију и уграђени *soft* процесор Nios, реализован је на FPGA. У овом случају програмирање плоче вршено је применом VHDL-а. Ефикасност примене ADRC-а за управљање *MEMS (Micro Electro-Mechanical System)* жirosкопом приказана је у [129], где је управљачки и комуникациони део реализован на FPGA користећи VHDL. Због великих вредности параметара контролера и обсервера, ADRC је имплементиран у *floating-point* аритметици. Примена линеарног ADRC-а за управљање веома брзим процесима у суперпроводном радио-фреквенцијском резонатору применом аритметике са фиксним зарезом, описана је у [130]. Показано је да се може постићи иста тачност као и са *floating-point* аритметиком, уз

веће фреквенције одабирања и једноставније програмирање. Једно решење дигиталне хардверске имплементације нелинеарног ADRC-а за управљање паралелним манипулатором представљена је у [131]. Генератор трајекторије, линеарни ESO и нелинеарно ПД управљање имплементирано је на FPGA користећи фиксну аритметику, при чему је нелинеарна функција *fal* апроксимирана део-по-део линеарним сегментима. Комплетан систем је тестиран у виду косимулације, односно модел манипулатора је реализован у Simulink-у док је за симулацију контролера коришћен HDL симулатор *Modelsim*. За разлику од претходних приступа, у [132] описан је поступак пројектовања и имплементације ADRC контролера применом XSG-а на примеру брзинског сервосистема. Демонстрирана је ефикасност ADRC управљања у компензацији поремећаја, али и предности пројектовања применом овог алата.

У наставку ће бити извршена дискретизација ADRC контролера са ESO-м и GLESO-м, који су пројектовани у петом поглављу, а затим и њихова имплементација на развојној платформи Spartan-3A Starter Kit помоћу XSG-а. На крају ће перформансе пројектованих контролера бити тестиране применом хардверске косимулације из истог програмског окружења.

6.3. Пројектовање ADRC контролера у дискретном домену

У петом поглављу је формулисан закон управљања линеарног ADRC-а у виду једначине (5.20), при чему су LESO и GLESO дефинисани са (5.14) и (5.21), респективно. Како је закон управљања линеаран, потребно је само извршити дискретизацију једначина опсервера. И у овом поглављу анализираће се само контролер у каналу елевације, пошто је поступак пројектовања контролера у каналу азимута потпуно аналоган.

Дискретна форма за оба опсервера може се написати у следећем облику:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_i(k+1) &= \mathbf{A}_{Di}\mathbf{Z}_i(k) + \mathbf{B}_{Di}u_y(k) + \mathbf{L}_{Di}(y(k) - z_1(k)) \\ \mathbf{Y}_{Di}(k) &= \mathbf{C}_{Di}\mathbf{Z}_i(k) \end{aligned} \quad (6.1)$$

при чему је $i=L$ за LESO, и $i=G$ за GLESO. Матрице \mathbf{A}_{Di} , \mathbf{B}_{Di} , \mathbf{C}_{Di} су дискретни еквиваленти одговарајућих матрица из континуалног домена, а добијају се применом неке од метода дискретизације. За опсервере дате са (6.1) каже се да су *предиктивни* (*predictive*) јер се тренутно мерење $y(k)$ користи само за корекцију процене стања у наредном тренутку $\mathbf{Z}_i(k+1)$. Другачија форма опсервера је тзв. *филтрирани опсервер* (*filtered*

observer или *current observer*), код кога се, слично Калмановом филтеру, алгоритам процене дели на предиктивни и корективни део. Предикција стања се заснива на мерењима из претходног тренутка $k-1$, док се коначна процена добија након корекције која се врши на основу текућег мерења. На овај начин се може побољшати стабилност система при релативно ниским фреквенцијама одабирања [66]. Међутим, ако је фреквенција одабирања велика предности ове форме се губе, па је због једноставије имплементације погоднији предиктивни опсервер [130].

Поређењем метода дискретизације ESO-а показано је да се применом ZOH (Zero Order Hold) постиже већа тачност естимација и боље особине по питању стабилности алгоритма у односу на Ојлерову апроксимацију [66]. Применом ZOH за матрице опсервера се добија:

$$\mathbf{A}_{DL} = e^{\mathbf{A}_L} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_L^k T_S^k}{k!} = \begin{bmatrix} 1 & T_S \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{DL} = \int_0^{T_S} e^{\mathbf{A}_L \tau} d\tau \cdot \mathbf{B}_L = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_L^k T_S^{k+1}}{(k+1)!} \cdot \mathbf{B}_L = \begin{bmatrix} b_0 T_S \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{DL} = \mathbf{C}_L \quad (6.2)$$

$$\mathbf{A}_{DG} = e^{\mathbf{A}_G} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_G^k T_S^k}{k!} = \begin{bmatrix} 1 & T_S & \frac{T_S^2}{2} & \frac{T_S^3}{6} \\ 0 & 1 & T_S & \frac{T_S^2}{2} \\ 0 & 0 & 1 & T_S \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6.3)$$

$$\mathbf{B}_{DG} = \int_0^{T_S} e^{\mathbf{A}_G \tau} d\tau \cdot \mathbf{B}_G = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_G^k T_S^{k+1}}{(k+1)!} \cdot \mathbf{B}_G = \begin{bmatrix} b_0 T_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{DG} = \mathbf{C}_G$$

где је T_S периода одабирања. Изрази за матрице \mathbf{A}_{DL} , \mathbf{B}_{DL} , \mathbf{A}_{DG} и \mathbf{B}_{DG} се једноставно рачунају помоћу одговарајућих сума у (6.2) и (6.3), јер је $\mathbf{A}_{DL}^j = 0$ за $j \geq 2$, односно $\mathbf{A}_{DG}^j = 0$ за $j \geq 4$.

У континуалном домену опсервери су пројектовани тако да им сви полови буду исти и једнаки ω_O , па ω_O су њима одговарајући полови у дискретном домену одређени релацијом $\beta_D = e^{-\omega_O T_S}$. Да би, као у континуалном случају, и полови дискретних опсервера били исти, појачања у матрицама \mathbf{L}_{DL} и \mathbf{L}_{DG} се одређују из једнакости:

$$\begin{aligned} \det(z\mathbf{I}_{2 \times 2} - (\mathbf{A}_{DL} - \mathbf{L}_{DL}\mathbf{C}_{DL})) &= (z - \beta_D)^2 \\ \det(z\mathbf{I}_{4 \times 4} - (\mathbf{A}_{DG} - \mathbf{L}_{DG}\mathbf{C}_{DG})) &= (z - \beta_D)^4 \end{aligned} \quad (6.4)$$

где је са $\mathbf{I}_{h \times h}$ означена јединична квадратна матрица димензија $h \times h$. Решавајући (6.4) добија се:

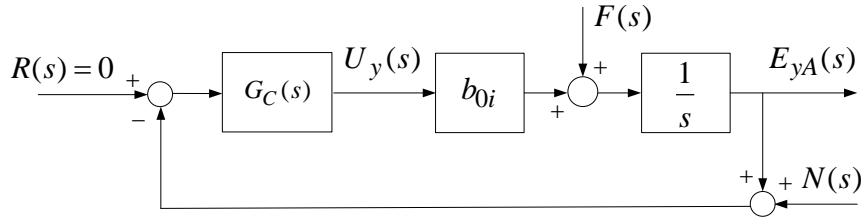
$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{DL} &= [l_{1L} \quad l_{2L}]^T = \left[2(1 - \beta_D) \quad \frac{(1 - \beta_D)^2}{T_S} \right]^T \\ \mathbf{L}_{DG} &= [l_{1G} \quad l_{2G} \quad l_{3G} \quad l_{4G}]^T = \left[4(1 - \beta_D) \quad \frac{\beta_D^4 + 2\beta_D^3 + 6\beta_D^2 - 22\beta_D + 13}{3T_S} \quad \frac{-\beta_D^4 + 6\beta_D^2 - 8\beta_D + 3}{T_S^2} \quad \frac{(1 - \beta_D)^4}{T_S^3} \right]^T \end{aligned} \quad (6.5)$$

Избор периоде одабирања T_S представља компромис између међусобно супротстављених захтева. Полазни критеријум за избор периоде одабирања је пропусни опсег опсервера ω_O , с обзиром да у односу на остатак система он представља компоненту са најбржом динамиком. Како је показано у [133], да би се при дигиталној реализацији постигла брза конвергенција опсервера, мора бити задовољена неједнакост $T_S \leq \omega_O$, која се може сматрати као горње ограничење за периоду одабирања. Пошто су у овом раду опсервери пројектовани за $\omega_O = 200 \text{ rad/s}$, као максимална вредност за периоду одабирања усваја се $T_{Smax} = 5 \text{ ms}$. Са друге стране, из дигиталне обраде сигнала је познато да ће се са смањивањем периоде одабирања карактеристике дигиталних система приближавати карактеристикама својих континуалних еквивалената, што значи да би при пројектовању дигиталних система било пожељно изабрати што је могуће краћу периоду одабирања, односно што већу фреквенцију одабирања $f_S = 1/T_S$. Ограничавајући фактор при имплементацији контролера је максимални такт којим се извршавају операције при реализацији алгорита на конкретној хардверској платформи. Периода одабирања мора бити већа од времена потребног за извршавање једног алгоритамошког корака, који обухвата време потребно за прихват улазних података, затим време за прорачун управљачког сигнала и на крају време за прослеђивање управљачког сигнала ка извршном елементу. Како је основни такт развојне платформе Spartan-3A Starter Kit, на којој су имплементирани ADRC контролери, једнак $f_S = 50 \text{ MHz}$, за доње ограничење периоде одабирања, односно као њена минимална вредност, усваја се $T_{Smin} = 20 \text{ ns}$.

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

Осетљивост канала елевације, приказаног на слици 6.3, на шум мерења $N(s)$

анализирана је на основу функције преноса $G_N(s) = \frac{E_{yA}(s)}{N(s)} \Big|_{F(s)=0}$ од мерног шума $N(s)$ до излаза система $E_{yA}(s)$. Са $G_C(s)$ представљен је ADRC контролер реализован са LESO-м или GLESO-м.



Слика 6.3 Структурни дијаграм канала елевације са мерним шумом

На основу слике 6.3 и функција повратног преноса система са LESO-м и GLESO-м, (5.26) и (5.27), за функцију $G_N(s)$ се добија:

$$G_N^{\text{LESO}}(s) = \frac{\frac{b_{0i}}{s} G_C^{\text{LESO}}(s)}{1 + \frac{b_{0i}}{s} G_C^{\text{LESO}}} = \frac{\frac{b_{0i}}{b_0} (\beta_2 + K_p \beta_1) s + \frac{b_{0i}}{b_0} K_p \beta_2}{s^3 + (\beta_1 + K_p) s^2 + \frac{b_{0i}}{b_0} (\beta_2 + K_p \beta_1) s + \frac{b_{0i}}{b_0} K_p \beta_2} \quad (6.6)$$

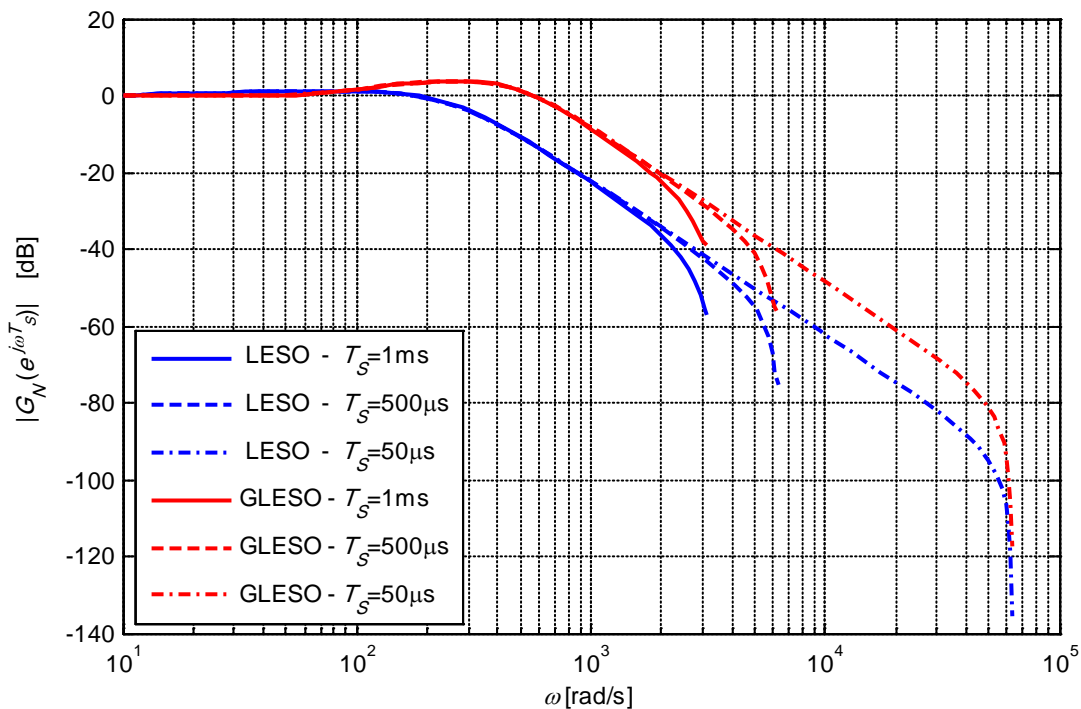
$$G_N^{\text{GLESO}}(s) = \frac{\frac{b_{0i}}{s} G_C^{\text{GLESO}}(s)}{1 + \frac{b_{0i}}{s} G_C^{\text{GLESO}}} = \frac{\frac{b_{0i}}{b_0} (\beta_2 + K_p \beta_1) s^3 + (\beta_3 + K_p \beta_2) s^2 + (\beta_4 + K_p \beta_3) s + K_p \beta_4}{s^5 + (\beta_1 + K_p) s^4 + \frac{b_{0i}}{b_0} (\beta_2 + K_p \beta_1) s^3 + (\beta_3 + K_p \beta_2) s^2 + (\beta_4 + K_p \beta_3) s + K_p \beta_4} \quad (6.7)$$

Дискретизацијом функција (6.6) и (6.7) применом ZOH методе добијају се функције дискретног преноса $G_N(z)$, при чему је $i = 1$ за алгоритме $(1-1)+$ и $(1-1)\times$, а $i = 2$ за алгоритам $(2-2)+$.

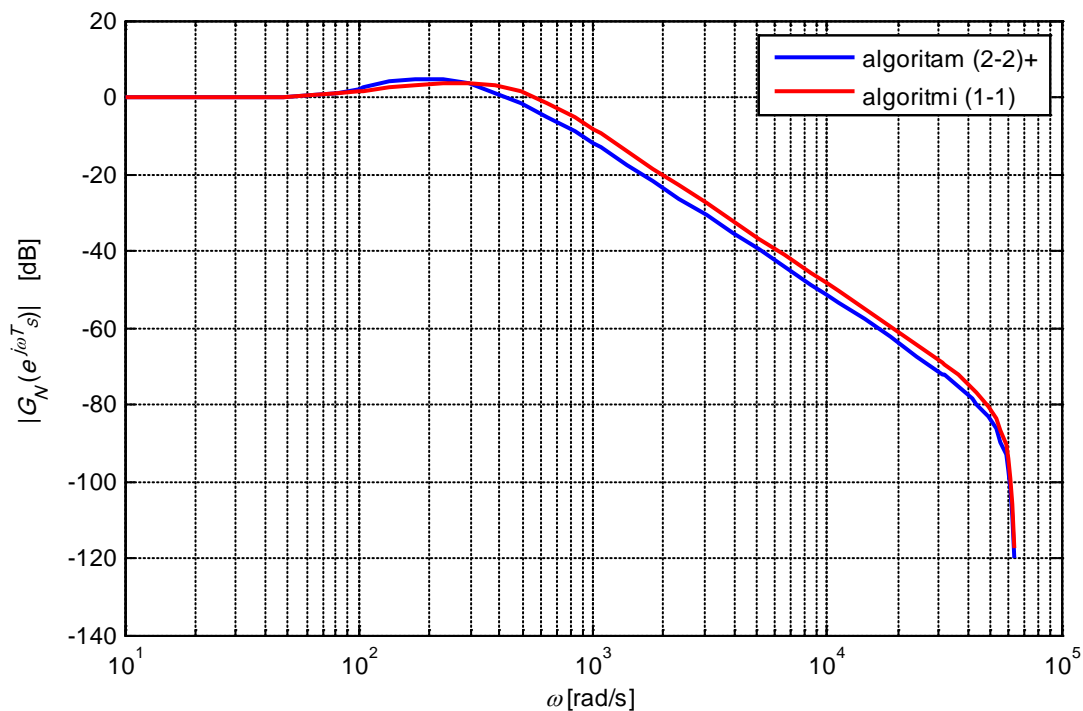
Прво је анализирана осетљивост у зависности од примењеног опсервера, за исти алгоритам прорачуна сигнала позиционирања. У петом поглављу је показано да алгоритми $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ у околини центра КФД-а имају исто појачање, па ће и одговарајуће функције преноса које се формирају на основу линеаризованог модела бити исте за оба алгоритма. Због тога ће се у наставку алгоритми $(1-1)+$ и $(1-1)\times$ означавати

са (1–1). На слици 6.4 приказане су амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_N(z)$ система са LESO-м и GLESO-м у којима се за прорачун сигнала позиционирања користе алгоритми (1–1), за три различите периоде одабирања: 1ms, 500 μ s и 50 μ s. Види се да су системи са GLESO-м осетљивији на шум, док вредност периоде одабирања не утиче на карактеристике.

У односу на алгоритме (1–1), појачање алгоритма (2–2)+ у околини центра КФД је $\sqrt{2}$ пута мање, што значи да ће и избор алгоритма додатно утицати на осетљивост система на мерни шум. Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_N(z)$ система са GLESO-м, у којима се за прорачун сигнала позиционирања користе алгоритми (1–1) или (2–2)+, приказане су на слици 6.5 за периоду одабирања $T_S = 50\mu$ s. Види се да ће у односу на стандардни (2–2)+, алгоритми (1–1)+ и (1–1) \times бити осетљивији за $20\log_{10}\sqrt{2} = 3,01\text{dB}$.

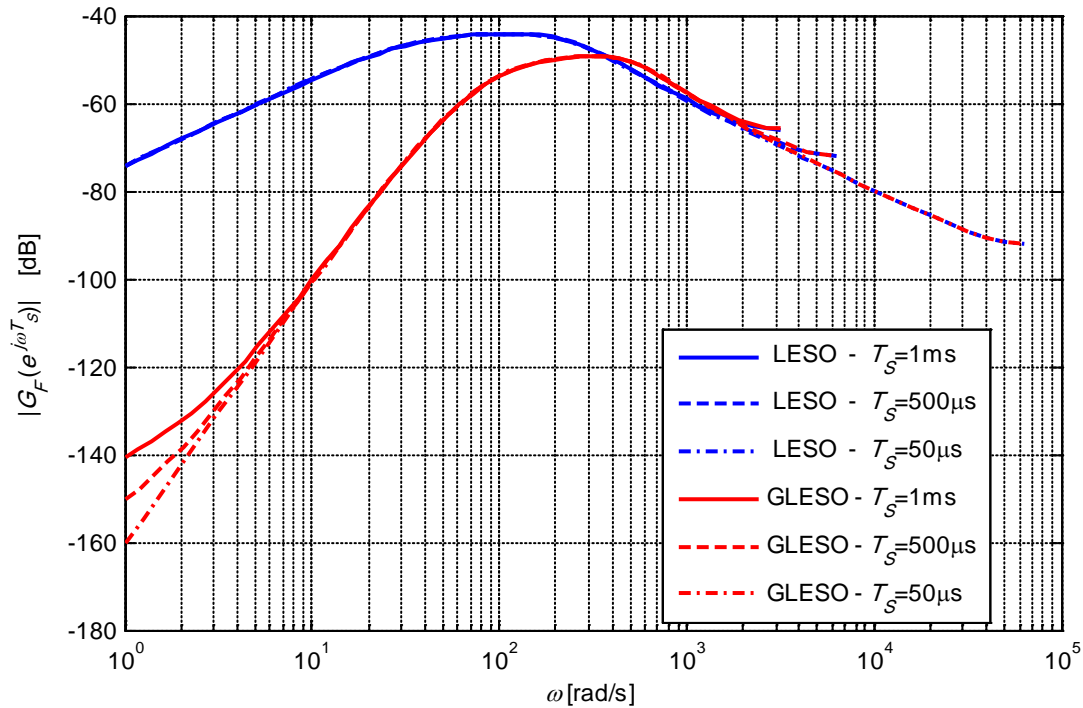


Слика 6.4 Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_N(z)$ за системе са алгоритмима (1–1) за прорачун сигнала позиционирања



Слика 6.5 Амплитудске карактеристике функција функција $G_N(z)$ система са GLESO-м за периоду одабирања $T_S = 50\mu\text{s}$

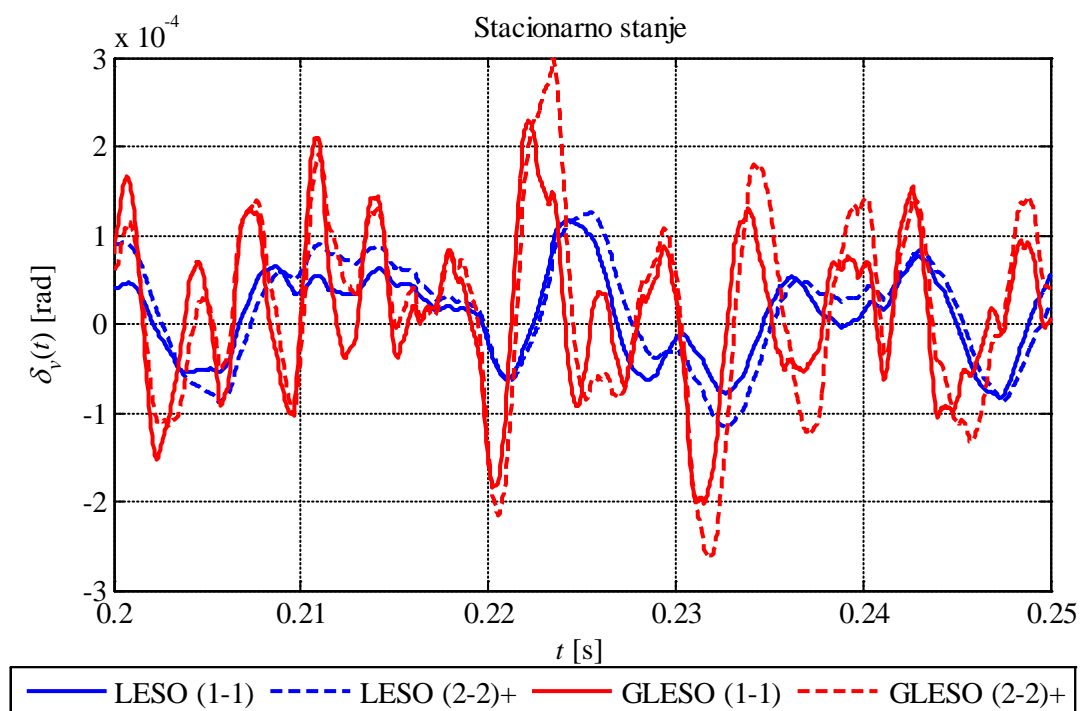
Дискретизацијом функција спрегнутог преноса од тоталног поремећаја $F(s)$ до излаза $E_{yA}(s)$ са слике 6.3, датих изразима (5.28) и (5.29), добијају се функције дискретног преноса $G_F(z)$ на основу којих се може анализирати ефикасност потискивања тоталног поремећаја у дискретном домену. На слици 6.6 приказане су амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_F(z)$ система са LESO-м и GLESO-м са алгоритмима (1–1), за три различите периоде одабирања: 1ms, 500 μs и 50 μs . Може се видети да код система са GLESO-м карактеристика слабљења на нижим учестаностима зависи од периоде одабирања, док се на вишим учестаностима карактеристике система са LESO-м и GLESO-м поклапају, независно од периоде одабирања. Међутим, без обзира на делимично погоршање карактеристика, потискивање тоталног поремећаја на нижим учестаностима код система са GLESO-м је и даље знатно ефикасније, него код система са LESO-м.



Слика 6.6 Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_F(z)$ за системе са алгоритмима (1–1)

У MATLAB/Simulink[®]-у формирани су симулациони модели канала елевације ласерског система праћења са дискретним ADRC контролерима описаним са (6.1), (6.2), (6.3) и (6.5), при чему је за периоду одабирања усвојена вредност $T_S = 50\mu\text{s}$. Анализа симулационих модела са дискретним контролерима извршена је за сценарије позиционирања ГСВ на стационарни циљ и праћења маневришућег циља, који су описани у петом поглављу. У моделе су укључени адитивни мерни шумови варијансе $\sigma = 10^{-3}\text{V}^2$, као на слици 6.3, а при избору варијансе узето је у обзир да је у питању шум сигнала $E_{yA}(s)$, који представља појачани сигнал позиционирања. Како се за изабрану периоду одабирања постиже задовољавајуће слагање у одзивима система са континуалним и дискретним контролерима, у наставку су ради прегледности на дијаграмима приказани само одзиви система са дискретним контролерима.

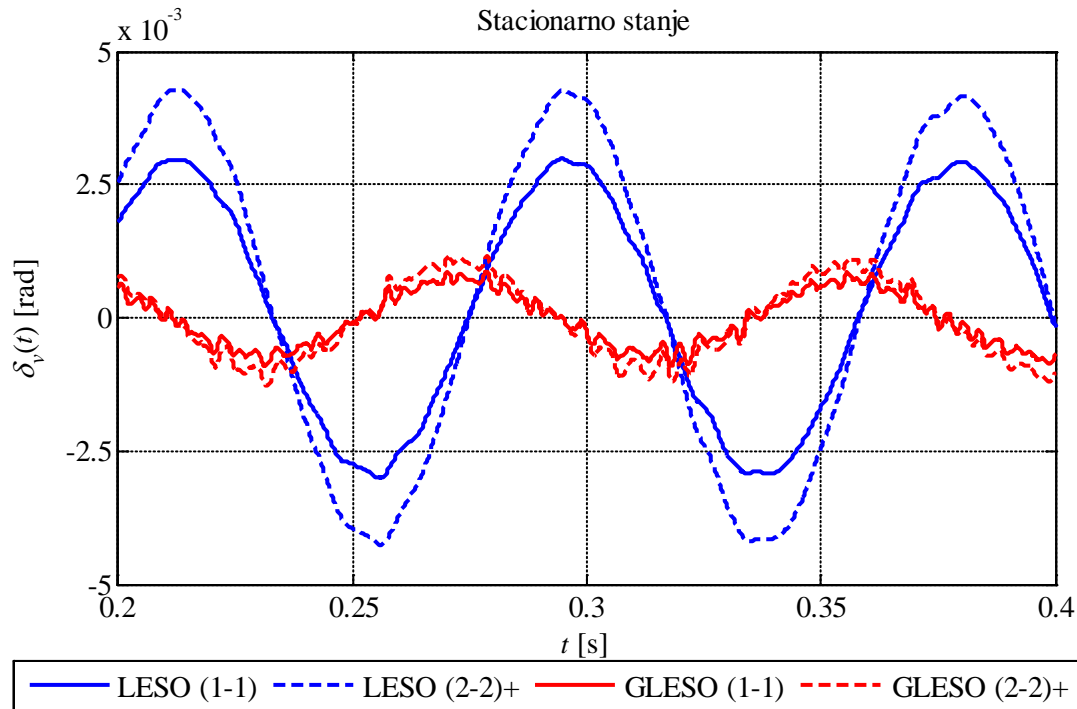
Угаоне грешке праћења у каналу елевације $\delta_v(t)$ при позиционирању на стационарни циљ и при праћењу циља који маневрише по кружној трајекторији, приказане су на сликама 6.7 и 6.8, респективно. С обзиром да је утицај мерног шума у прелазним режимима занемарив, приказана су само стационарна стања у одзивима система са дискретним контролерима.



Слика 6.7 Стационарно стање одзива система са дискретним контролерима при позиционирању на непокретан циљ

Као што се види, при позиционирању ГСВ на непокретан циљ, без обзира на примењени алгоритам за прорачун сигнала позиционирања и тип опсервера, у стационарном стању постоје угаоне грешке које су последица само мерног шума. Угаоне грешке позиционирања система са GLESO-м су израженије што је последица његове веће осетљивости у односу на LESO (слика 6.4). Алгоритам за прорачун сигнала позиционирања, такође утиче на ниво грешки у стационарном стању, што је у складу са претходном анализом у фреквенцијском домену.

Код праћења циља који маневрише по кружној трајекторији, поред осцилаторне компоненте која потиче од кретања циља, угаоне грешке у стационарном стању садрже и компоненте које су последица мерног шума. Као што се види са слике 6.8, и у овом случају је утицај шума израженији код система са GLESO-м него са LESO-м, међутим тај утицај се у односу на ефикасност компензације тоталног поремећаја, односно у овом случају маневра циља, може сматрати прихватљивим. Осим тога, додатна компензација маневра циља, као што је и очекивано, постиже се применом алгоритама (1-1).



Слика 6.8 Стационарно стање одзива система са дискретним контролерима при праћењу циља који маневрише по кружној трајекторији

6.4. Пројектовање ADRC контролера у XSG-у

Симулациони модели континуалних ADRC контролера и њихових дискретних еквивалената формирану су у MATLAB/Simulink®-у коришћењем блокова из стандардних Simulink-ових библиотека, при чему се као основна форма за представљање сигнала користи аритметика са покретним зарезом (*double precision floating point*). Пројектовање контролера применом XSG-а је потпуно идентично као у Simulink-у али се користе блокови из библиотеке *Xilinx Blockset*. Ова библиотека садржи основне блокове *System Generator*-а за пројектовање хардвера како на нижем тако и на вишем нивоу апстракције. Постоје блокови за реализацију основних математичких функција, логичких операција, формирање меморијских структура, извршавање сложених DSP алгоритама и др. Модел система формиран помоћу ових блокова омогућава његово тестирање у смислу хардверске реализације, при чему су резултати битски и циклично тачни, што значи да се добијене вредности сигнала поклапају са оним који би се добили применом реалног хардвера и по интензитету (*bit accuracy*) и по времену појављивања (*cycle accuracy*) [123].

На основу структуре ADRC контролера са LESO-м и GLESO-м пројектованих у дискретном домену, формирану су њихови модели применом XSG-а. Треба напоменути да при синтези није вршена никаква оптимизација ADRC алгорита, већ су контролери

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

реализовани применом блокова за множење, сабирање и кашњење. ADRC контролери су са осталим компонентама канала елевације ласерске ГСВ повезани преко одговарајућих улазно/излазних портова (*gateway blocks*), који врше прилагођење формата улазних и излазних сигнала.

У XSG-у се примењује аритметика са фиксним зарезом, тако да је сигнале и параметре потребно представити у виду бројева са одговарајућом дужином речи. Параметри ADRC контролера су K_P , елементи матрица $\mathbf{A}_{DL}, \mathbf{B}_{DL}, \mathbf{A}_{DG}, \mathbf{B}_{DG}$ који зависе од периоде одабирања, и појачања опсервера у матрицама \mathbf{L}_{DL} и \mathbf{L}_{DG} . Вредности ових параметара за $T_S = 50 \text{ ns}$ и формати којима су представљени дати су у Табели 6.1. У табели је формат параметара дат у форми (n, f) , где је са n означена укупна дужина речи, а са f позиција децималног зареза.

За одређивање формата сигнала примењен је метод симулације [125]. На основу анализе резултата симулације канала елевације за различите сценарије, одређен је динамички опсег и формат релевантних сигнала, који се уноси у одговарајуће блокове у структури контролера.

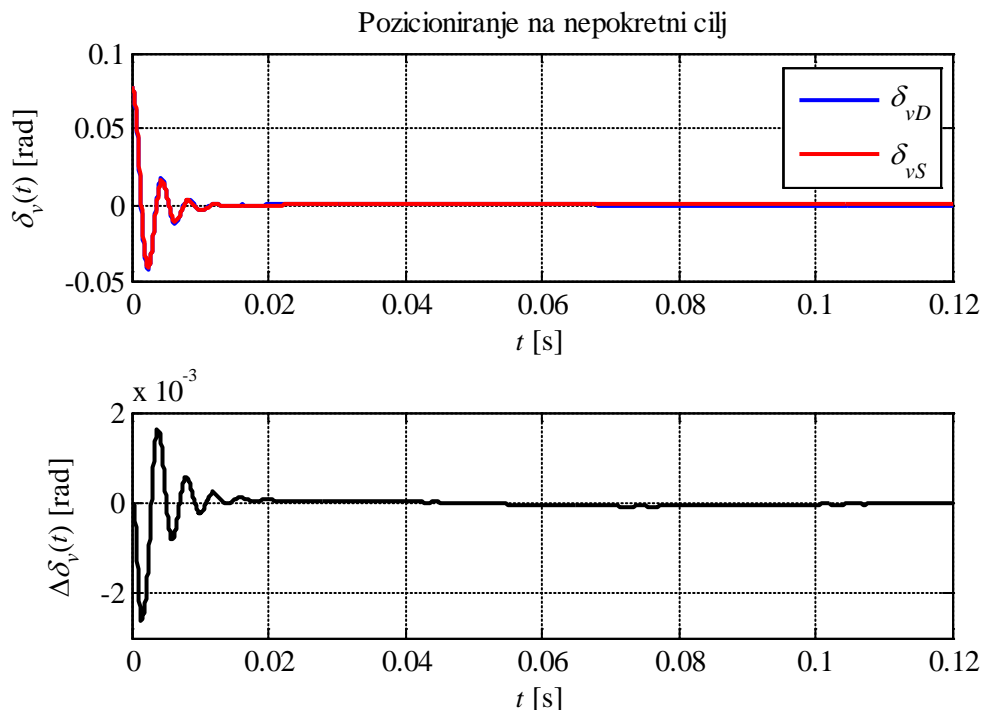
Табела 6.1 Вредности и формати параметара ADRC контролера

Параметар	Вредност	Формат
K_P	40	(6,0)
T_S ($b_0 T_S$)	$5 \cdot 10^{-5}$ ($-5 \cdot 10^{-5}$)	(16,15)
$T_S^2 / 2$	$1,25 \cdot 10^{-9}$	(30,30)
$T_S^3 / 6$	$2,0833 \cdot 10^{-14}$	(46,46)
l_{1L}	0,0199	(8,8)
l_{2L}	1,98	(12,10)
l_{1G}	0,0398	(12,12)
l_{2G}	11,8484	(12,8)
l_{3G}	$1,5723 \cdot 10^3$	(15,3)
l_{4G}	$7,8417 \cdot 10^4$	(20,3)

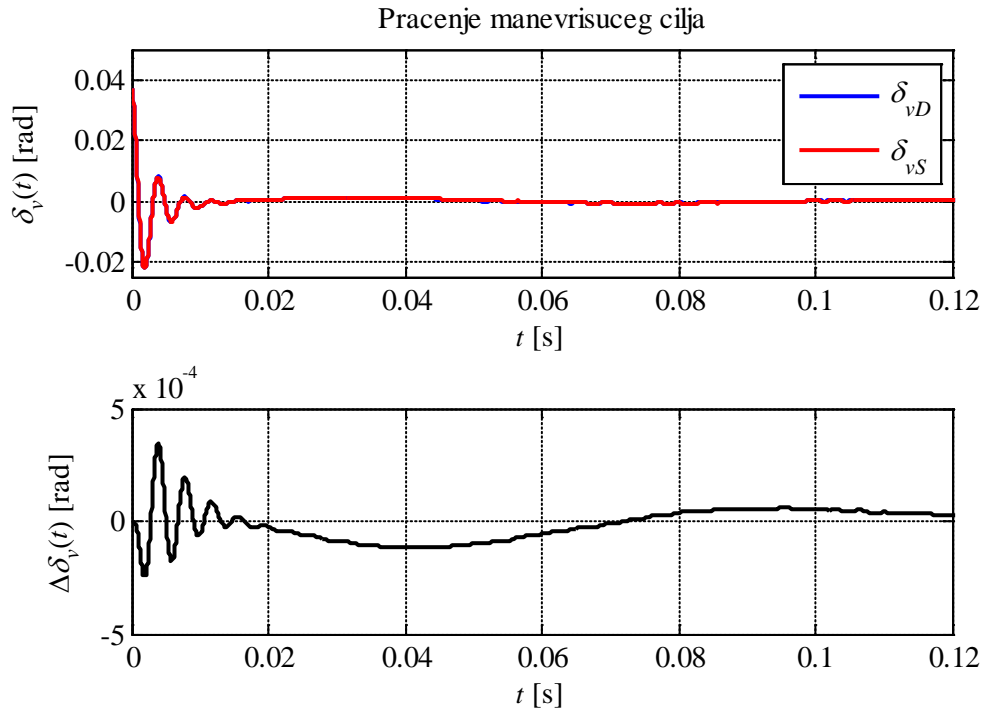
6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

Извршена је симулација ласерске ГСВ за раније описане сценарије са контролерима пројектованим помоћу XSG-а. На сликама 6.9 и 6.10 приказани су резултати симулација канала елевације за сценарио позиционирања ГСВ на непокретни циљ и сценарио праћења маневришућег циља, респективно. У првом случају симулација је извршена без вибрација платформе и мерног шума, док су у другом случају у симулације укључене вибрације платформе у виду поремећајног момента $M_{py}(t) = 6\sin(17\pi)N$ и мерни шум варијансе $\sigma = 10^{-3}V^2$. Горњи графици на сликама приказују угаоне грешке система са дискретним GLESO-м - $\delta_{vD}(t)$ и GLESO-м пројектованим помоћу XSG-а - $\delta_{vS}(t)$, док су на доњем графику приказане разлике $\Delta\delta_v(t) = \delta_{vD}(t) - \delta_{vS}(t)$. У свим случајевима за прорачун сигнала позиционирања коришћен је алгоритам (1-1) + .

Може се видети да због коначне дужине речи којима су представљени параметри и сигнали у контролерима реализованим помоћу XSG-а долази до одступања у одзивима. Грешка $\Delta\delta_v(t)$ је израженија у прелазном периоду, када су сигнали $\delta_{vD}(t)$ и $\delta_{vS}(t)$ већег интензитета у односу на стационарно стање, али се ниво одступања у оба случаја може сматрати задовољавајућим.



Слика 6.9 Грешке праћења $\delta_{vD}(t)$, $\delta_{vS}(t)$ и њихова разлика $\Delta\delta_v(t)$ за сценарио позиционирања на непокретни циљ



Слика 6.10 Грешке праћења $\delta_{vD}(t)$, $\delta_{vS}(t)$ и њихова разлика $\Delta\delta_v(t)$ за сценарио праћења маневришућег циља

На основу модела пројектованих помоћу XSG-а може се извршити аутоматско генерисање програмског кода за имплементацију контролера на FPGA, као и хардверска косимулација за тестирање хардверске реализације у реалном времену, што ће бити описано у наставку.

6.5. Тестирање ADRC контролера применом хардверске косимулације

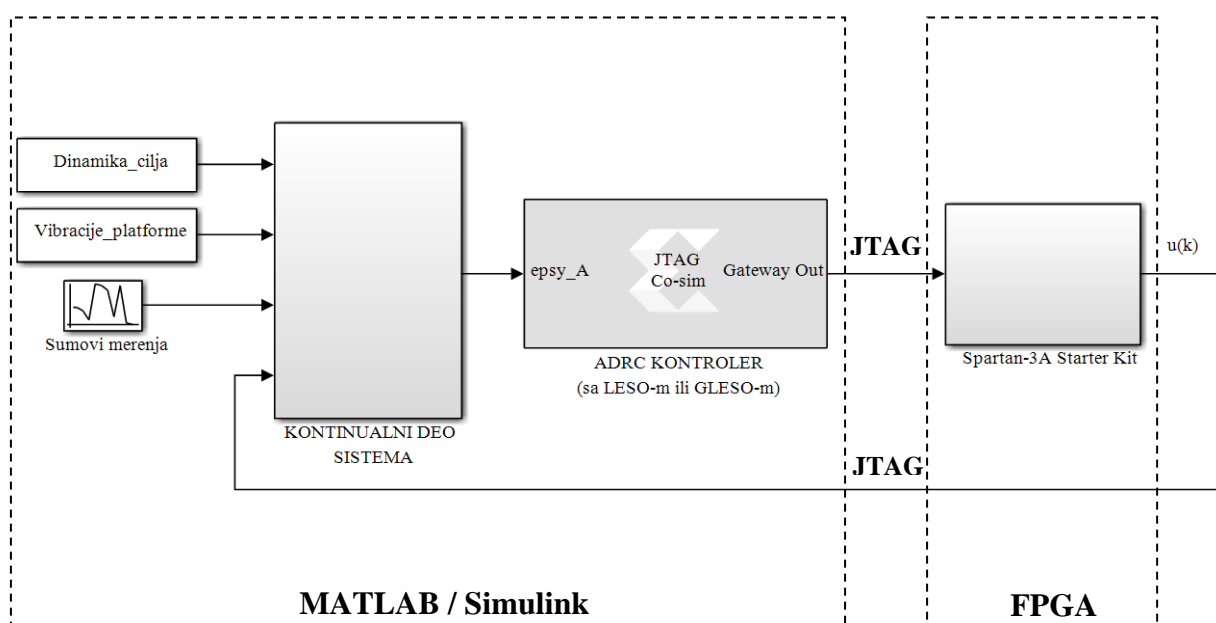
Хардверска косимулација подразумева да се извршавање алгоритма пројектованог помоћу XSG-а реализује на конкретној платформи, док остале компоненте представљају његово симулационо окружење. Овакав вид тестирања даје могућност потпуног увида у перформансе имплементираних алгоритма, процену заузећа хардверских ресурса и знатно убрзање трајања симулације [123].

У конкретном случају као хардверска платформа коришћена је развојна плоча Spartan-3A Starter Kit. Комуникација између платформе и рачунара вршена је применом JTAG протокола за пренос података преко USB кабла. Применом *Code Generator*-а аутоматски су генерисани конфигурацијски фајлови ADRC контролера (*configuration*

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

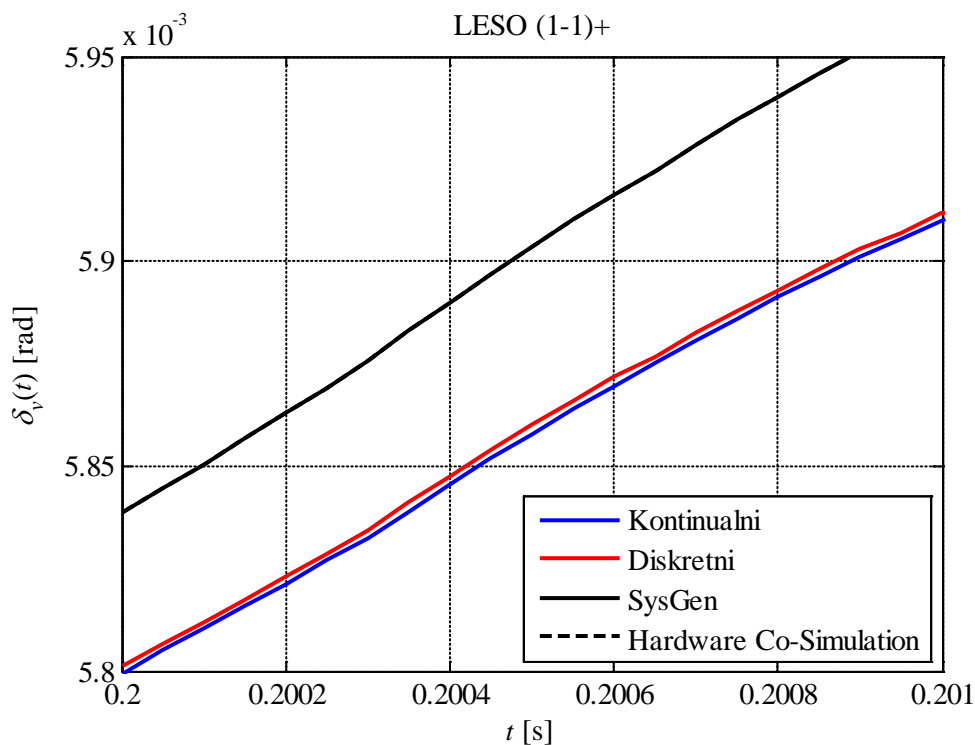
bitstreams) који садрже програмске кодове за њихову хардверску реализацију као и меморијску мапу којом је дефинисана комуникација између плоче и рачунара. Крајњи резултат овог поступка је формирање Simulink блокова преко којих се контролери повезују са осталим компонентама у симулационом окружењу.

Структура система за тестирање ADRC контролера у хардверској косимулацији приказана је на слици 6.11. Континуални део система са улазима преко којих се дефинише динамика кретања циља, вибрације платформе и мерни шумови реализована је у MATLAB/Simulink окружењу. Блокови ADRC контролера који су генерисани применом *Code Generator*-а означени су са JTAG Co-sim. Преко ових блокова континуални део система је повезан са хардверском платформом Spartan-3A Starter Kit на којој се извршавају ADRC алгоритми са LESO-м или GLESO-м.

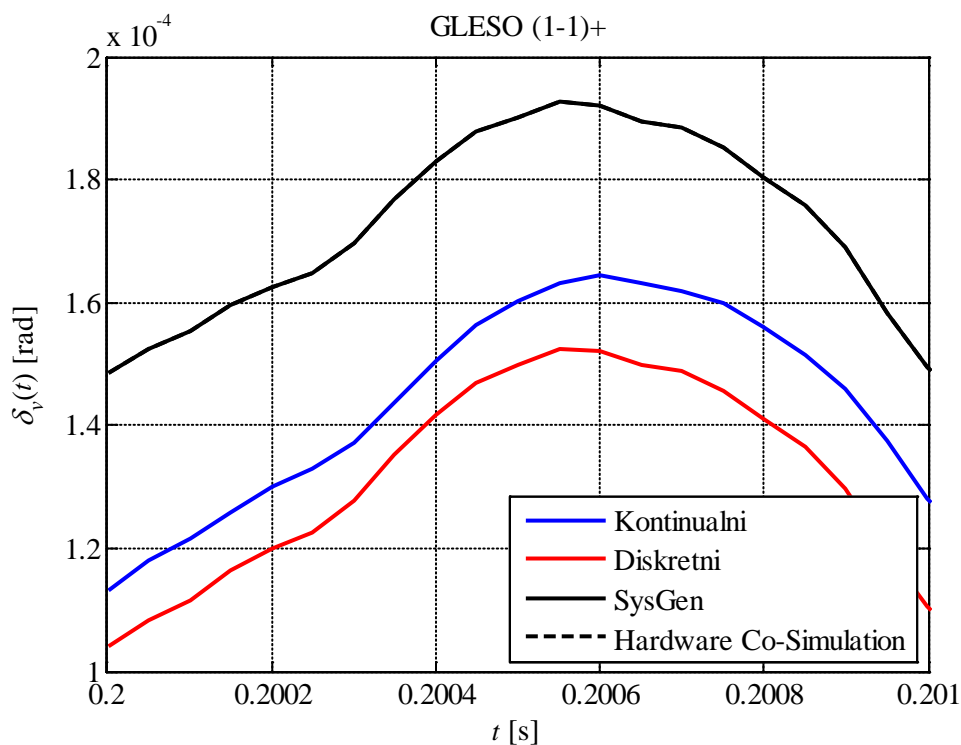


Слика 6.11 Структура система за тестирање ADRC контролера у хардверској косимулацији

Тестирање ADRC контролера применом хардверске косимулације извршено је за све раније описане сценарије. Као илустрација на сликама 6.12 и 6.13 су приказани резултати за сценарио праћења циља који маневрише по кружној трајекторији, уз вибрације платформе и присуство мерног шума, за системе са LESO-м и GLESO-м, респективно.



Слика 6.12 Грешке праћења у каналу елевације система са различитим реализацијама ADRC контролера са LESO-м



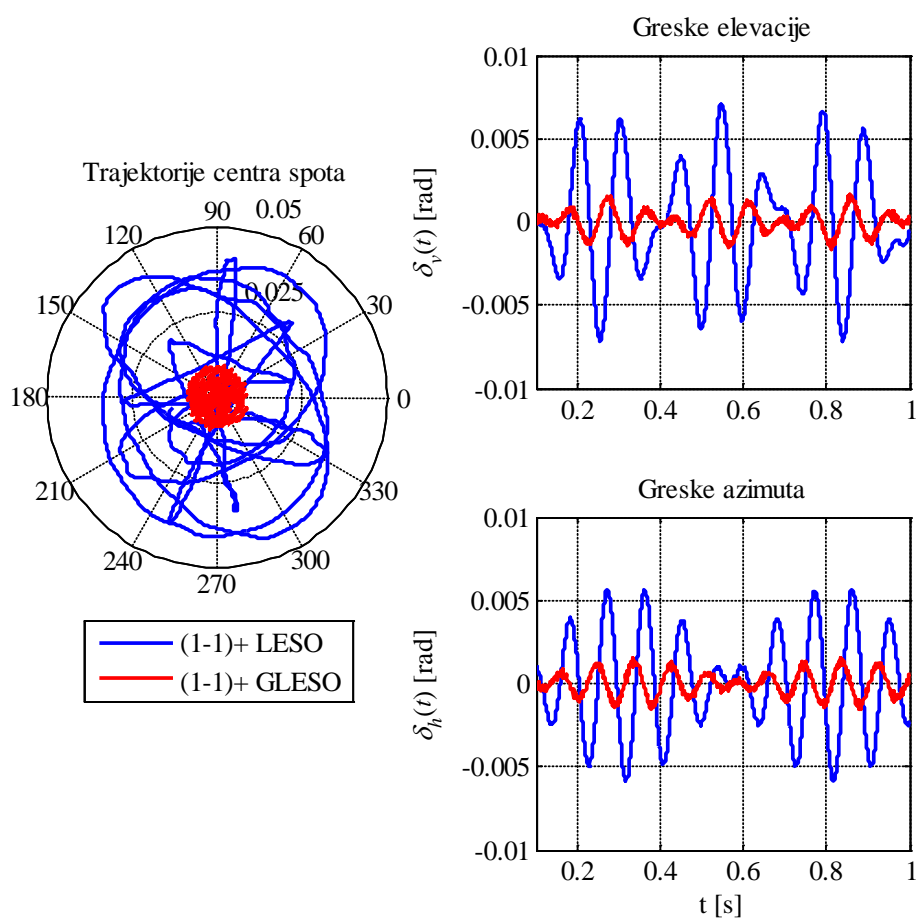
Слика 6.13 Грешке праћења у каналу елевације система са различитим реализацијама ADRC контролера са GLESO-м

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

У оба случаја примењен је алгоритам $(1-1)+$ за прорачун сигнала позиционирања. На графицима су приказане грешке праћења у каналу елевације система са ADRC контролерима пројектованим у континуалном и дискретном домену, затим применом XSG-a и као резултат хардверске косимулације. Ради прегледности на графицима су резултати приказани само за један интервал од 1ms.

Може се видети да између континуалних и дискретних контролера за усвојену периоду одабирања постоји незнатно одступање, док је у случају контролера пројектованог применом XSG-a одступање израженије. Међутим, графици добијени на основу хардверске косимулације се у потпуности поклапају са графицима добијеним применом XSG-a.

Поступак пројектовања контролера за канал азимута је потпуно идентичан као за канал елевације, због симетрије канала управљања. На слици 6.14 су приказани резултати симулације са ADRC контролерима пројектованим применом XSG-a у оба канала управљања ласерске ГСВ.



Слика 6.14 Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења у оба канала ласерске ГСВ са ADRC контролерима пројектованим применом XSG-a

6. Имплементација ADRC контролера на FPGA платформу

Симулиран је сценарио праћења циља који маневрише по кружној трајекторији, при чему су у канале елевације и азимута укључене вибрације платформе у виду поремећајних момената $M_{py}(t) = 6\sin(17\pi) \text{ N}$ и $M_{px}(t) = 4\sin(20\pi) \text{ N}$, респективно, као и мерни шумови варијансе $\sigma = 10^{-3} \text{ V}^2$. На левој страни слике су трајекторије центра спота у видном пољу КФД-а, док су на десној страни приказане грешке праћења у каналима елевације и азимута након завршетка прелазног процеса. Резултати показују да се применом ADRC контролера са GLESO-м знатно ефикасније компензује тотални поремећај у оба канала, и да се спот одржава у блиској околини центра КФД-а, где је детектор најосетљивији.

7. Закључак

У овој дисертацији разматран је проблем управљања пратећом ласерском ГСВ са КФД као сензором. Комплексност проблема огледа се у постојању великог броја поремећајних ефеката различите природе, при чему се од система управљања захтева њихова ефикасна компензација, односно позиционирање на стационарне или праћење маневришућих циљева са што мањим грешкама у обе равни. Кроз истраживање које је спроведено показано је да се овај проблем може ефикасно решити применом концепта ADRC.

Систематизовани су постојећи алгоритми за прорачун сигнала позиционирања КФД и предложене су нове релације за сигнале позиционирања које значајно повећавају осетљивост КФД. Изведени су аналитички изрази за алгоритам који користи два квадранта по оси и за нови алгоритам под претпоставком униформне расподеле ирадијансе и кружног облика спота. Анализа сигнала позиционирања показала је да у региону праћења применом новог алгоритма, КФД генерише сигнале већег интензитета од стандардног алгоритма, што је за системе аутоматског праћења посебно важно. Показано је да се применом новог алгоритма постиже приближно $\sqrt{2}$ пута већа осетљивост у околини њеног центра у односу на стандардни алгоритам.

С обзиром да осетљивост КФД као детектора сигнала грешке значајно утиче на динамичке карактеристике сервосистема за аутоматско позиционирање, дефинисани су одговарајући параметри као квантитативни показатељи осетљивости КФД у хоризонталној и вертикалној равни, респективно. Анализом ових параметара установљено је да област у којој је предложени алгоритам осетљивији од стандардног потпуно обухвата околину центра видног поља КФД.

На основу аналитичких израза за сигнале позиционирања формиран су симулациони модели КФД узимајући у обзир ограничено видно поље детектора. Укључивањем ових модела у комплетни модел система праћења анализан је утицај примењеног алгоритма на ефикасност позиционирања на основу квантитативних показатеља, као што су грешке праћења у вертикалној и хоризонталној равни, за различите сценарије позиционирања на стационарни циљ и праћење маневришућих циљева. Резултати су показали да примена новог алгоритма за прорачун сигнала позиционирања доводи до брже реакције ласерског система праћења, при чему се праћење у обе равни остварује са мањим грешкама у стационарном стању.

Сигнали позиционирања су, без обзира на примењени алгоритам, нелинеарне функције координата центра спота на површини КФД. Линеаризацијом карактеристика КФД

показано је да се применом алгоритма који користи два квадранта по оси и новог алгоритма постиже иста осетљивост КФД у околини њеног центра.

Проблеми позиционирања ГСВ на ласером озрачен стационарни циљ или праћење маневришућих циљева су формулисани као регулациони проблеми, односно као проблеми компензације тоталног поремећаја, у који су укључени нелинеарност КФД, маневар циља, варијације параметара и вибрације тела ракете.

Показано је да се на основу сигнала позиционирања које генерише КФД, применом робусних ADRC контролера са LESO-м овако дефинисан поремећај може ефикасно естимирати и компензовати. Са циљем естимације динамике тоталног поремећаја вишег реда пројектован је ADRC контролер са GLESO-м којим се постиже прецизније праћење, односно смањење грешака праћења у обе равни. Последице примене GLESO-а су редукција маргина стабилности и повећање осетљивости система на мерни шум. Међутим, на основу спроведене анализе у фреквенцијском и временском домену може се закључити да се ови нежељени ефекти могу сматрати прихватљивим, с обзиром на побољшање перформанси праћења које се постиже применом GLESO-а.

Пројектовањем ADRC контролера на системском нивоу применом XSG-а формиран су модели помоћу којих се може извршити веродостојна оцена њихових перформанси при имплементацији на реални хардвер, што показују резултати који су добијени у хардверској косимулацији. Комерцијалне FPGA платформе, које се одликују великим брзинама рада и великим хардверским ресурсима, у комбинацији са софтверским алатом какав је XSG, представљају погодну платформу за развој нових решења, као што је ADRC, од моделовања и симулације до практичне реализације.

У овом раду су разматрани ADRC контролери са линеарним опсерверима (LESO и GLESO) и са линеарним пропорционално-диференцијалним законом управљања, који су због малог броја параметара које је потребно прорачунати, погодни за практичну реализацију. Даља истраживања би се могла усмерити ка примени нелинеарног ADRC управљања, са опсерверима и законима управљања у којима се примењује нелинеарност типа *fal* функције. Такође, било би корисно размотрити могућности смањења осетљивости LESO-а и GLESO-а на мерни шум.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] J.P.Dakin, R.G.W. Brown, "*Handbook of Optoelectronics*", Taylor and Francis, NY, 2006.
- [2] A. Marinčić, "*Lasери i optoelektronika*", Tehnička knjiga, Beograd, 1987.
- [3] D. Vasiljević, "*Optički uređaji i optoelektronika*", Mašinski fakultet, Beograd, 2005.
- [4] Ž. Barbarić, "*Termovizija – Formiranje i primena termovizijske slike*", Akademska misao, Beograd, 2014.
- [5] R. D. Driggers, P. Cox, T. Edwards, "*Introduction to Infrared and Electro-optical Systems*", Artech House, Boston, 1999
- [6] A. K. Maini, "*Lasers and optoelectronics - fundamentals, devices and applications*"- John Wiley and Sons Ltd, UK, 2013.
- [7] Ž. Barbarić, "*Pozicioniranje laserskog izvora i reflektora*", Akademska misao, Beograd, 2012.
- [8] *Joint Tactics Techniques and Procedures for Laser Designation Operations*, Joint Pub 3-09.1, 1999.
- [9] S. Deskovski, "*Sistemi samovođenja*", VVTŠ, Zagreb, 1991.
- [10] A. Rogalski, K. Chrzanowski "*Infrared devices and techniques*", Opto-Electronics Review Vol. 10, No. 2, 2002., pp. 111–136.
- [11] P. Garnell, D. J. East, "*Guided Weapon Control Systems*", Pergamon press, Oxford, 1977.
- [12] S. Graovac, "*Automatsko vođenje objekata u prostoru*", Akademska misao, Beograd, 2005.
- [13] F. Longling, D. Renliang, "*Discussion of Several Problems In Four-Quadrant Photoelectric Tracking Technology*", Cama, China Astronautics and Missilery Abstracts, Vol. 3, Nr. 1, 1996., pp. 213-219.
- [14] Manojlovic L. M., Barbaric Z. P., "*Optimization of optical receiver parameters for pulsed laser-tracking systems*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, Nr. 3, 2009., pp. 681-690.
- [15] X. Hao, C. Kuang, Y. Ku, X. Liu, Y. Li, "*A quadrant detector based laser alignment method with higher sensitivity*", Optik – International Journal for Light and Electron Optics, Vol. 123, 2012., pp. 2238-2240.

- [16] M. Chen, Y. Yang, X. Jia, H. Gao, "Investigation of positioning algorithm and method for increasing the linear measurement range for four-quadrant detector", *Optik – International Journal for Light and Electron Optics*, Vol. 124, 2013., pp. 6806-6809.
- [17] Ž. Barbarić, "Određivanje položaja laserom ozračenog objekta", *Naučno-tehnički preglad*, Vol. LI, Br. 1, 2001., str. 40-46.
- [18] Y. Zhang, J. Zhang, G. Situ, "Investigation on diffractive optical elements for converting Gaussian beam into square uniform focused spot", *Chinese Journal of Lasers*, Vol. 31, Nr. 10, 2004., pp. 1183-1187.
- [19] Y. Yuanhai, "The design of echo spot and optical focusing in automatic laser tracking", *Optics and laser technology*, Vol. 18, No. 2, 1986., pp. 75-79.
- [20] L. G. Kazovsky, "Theory of tracking accuracy of laser systems", *Optical engineering*, Vol. 22, No. 3, 1983., pp. 339-347.
- [21] S. M. Manojlović, Ž. P. Barbarić, S. T. Mitrović, "A novel active disturbance rejection based tracking design for laser system with quadrant photodetector", *International Journal of Control*, Vol. 88, Issue. 6, 2015., pp. 1246-1256.
- [22] A. Marinčić, "Circuit for precise positioning of free-space laser communication system", *Telfor*, 2000., pp. 368-371.
- [23] A. Marinčić, R. Biljić, P. Kostić, "Experimental verification of two-sector quadrant photodiode positioner", *ETRAN*, 2001., pp. 269-272.
- [24] A. Marinčić, Ž. Barbarić, "Positioning signal analysis of novel quadrant photodiode arrangement", *Bulletin CXXXVIII de l'Academie serbe des sciences et des arts, Classe des sciences techniques*, No. 3, 2009., pp. 80-85.
- [25] Ž. P. Barbarić, S. M. Manojlović, B. P. Bonždulić, Milenko S. Andrić, Srđan T. Mitrović, "New relationship of displacement signal at quadrant photodiode: Control signal analysis and simulation of a laser tracker", *Optik*, Vol. 125, No. 4, 2014., pp. 1550-1557.
- [26] L. M. Manojlović, "Quadrant photodetector sensitivity", *Applied Optics*, Vol. 50, No. 20, 2011., pp. 3461-3469.
- [27] S. Donati, C.-Y. Chen, C.-C. Yang, "Uncertainty of positioning and displacement measurements in quantum and thermal regimes", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, Vol. 56, No. 5, 2007., pp. 1658-1665.
- [28] E.J. Lee, Y. Park, C.S. Kim, T. Kouh, "Detection sensitivity of the optical beam deflection method characterized with the optical spot size on the detector", *Current Applied Physics*, Vol. 10, No. 3, 2010., pp. 834-837.

-
- [29] A. Mäkinen, "Position-sensitive devices and sensor systems for optical tracking and displacement sensing applications", Department of Electrical Engineering, Oulu University, Oulu, Finland, 2000., Ph.D. thesis, October, 2000.
- [30] J. Han, "Control Theory: Is it a Theory of Model or Control?", Systems Science and Mathematical Sciences, Vol.9, No.4, pp.328-335, 1989. (На кинеском)
- [31] J. Han, "Robustness of Control System and the Godel's Incomplete Theorem", Control Theory and Its Applications, 16, pp. 149-155, 1999. (На кинеском)
- [32] J. Han, "The Structure of Linear Systems and The Feedback Systems Calculation", Proceedings of National Control Theory and Application Conference, Science Press, Beijing, 1981. (На кинеском)
- [33] J. Han, "Linearity and Nonlinearity in Feedback Systems", Control and Decision, Vol.3, No.2, pp.27-32, 1988. (На кинеском)
- [34] J. Han, "Nonlinear Design Methods for Control Systems", The Proc. Of The 14th IFAC World Congress, Beijing, 1999.
- [35] J. Han, W. Wang, "Nonlinear Tracking Differentiator", Systems Science and Mathematical Sciences, Vol.14, No. 2, pp.177-183, 1994. (На кинеском)
- [36] J. Han, L. Yuan, "The Discrete Form of the Tracking Differentiator", Systems Science and Mathematical Sciences, Vol.19, No.3, pp.268-273, 1999. (На кинеском)
- [37] J. Han, "A New Type of Controller: NLPID", Control and Decision, Vol.9, No.6, pp.401-407, 1994. (На кинеском)
- [38] J. Han, "A Class of Extended State Observers for Uncertain Systems", Control and Decision, Vol.10, No.1, pp.85-88, 1995. (На кинеском)
- [39] J. Han, "Auto-Disturbance Rejection Control and its Applications", Control and Decision, Vol.13, No.1, pp.19-23, 1998. (На кинеском)
- [40] Z. Gao, Y. Huang, J. Han, "An alternative paradigm for control system design", In Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 5, pp. 4578-4585, 2001.
- [41] Z. Gao, "Active Disturbance Rejection Control: A Paradigm Shift in Feedback Control System Design", [American Control Conference, 2006](#).
- [42] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, No.3, pp.900-906, 2009.
- [43] K. J. Åström, B. Wittenmark, "Adaptive control", Addison-Wesley Publishing Company, New York, 1989.
-

-
- [44] S. Skogestad, I. Postlethwaite, "*Multivariable feedback control – Analysis and design*", John Wiley and Sons, New York, 2005.
- [45] H. K. Khalil, "*Nonlinear Systems*", Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [46] K. J. Åström, T. Hägglund, "*PID Controllers: Theory, Design and Tuning*", Instrument Society of America, 1995.
- [47] Y. Huang, W. Xue, "*Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis*", ISA Transactions, Vol. 53, Issue. 4, 2014., pp. 963-976.
- [48] Z. Gao, "*On discrete time optimal control: A closed form solution*", Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts June 30 - July 2, 2004., pp. 52-58.
- [49] B. Z. Guo, Z. L. Zhao, "*On convergence of tracking differentiator*", International Journal of Control, Vol. 84, No. 4, April 2011., pp. 693-701.
- [50] W. Xue, Y. Huang, X. Yang, "*What Kinds of System Can Be Used as Tracking-Differentiator*", Proceedings of the 29th Chinese Control Conference July 29-31, 2010, Beijing, China.
- [51] D. Tian, D. Yashiro, K. Ohnishi, "*New Nonlinear Tracking Differential-Estimators: Theory and Practice*", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, Vol. 8, No. 12, December 2012., pp. 8257-8271.
- [52] W. Hu, E. F. Camacho, L. Xie, "*Feedforward and Feedback Control of Dynamic Systems*", Preprints of the 19th World Congress The International Federation of Automatic Control Cape Town, South Africa. August 24-29, 2014., pp. 7741-7748.
- [53] Z. Gao, "*On the centrality of disturbance rejection in automatic control*", ISA Transactions, Vol. 53, Issue. 4, 2014., pp. 947-954.
- [54] G. Tian, Z. Gao, "*From Poncelet's Invariance Principle to Active Disturbance Rejection*", 2009 American Control Conference, St. Louis, MO, USA June 10-12, 2009., pp. 2451 - 2457.
- [55] Z. G. Dong, Z. D. Li, "*Improved PSO Algorithm-Based Online Optimization Design for ADRC Controller*", 2012 International Conference on Computer Science and Service System, Nanjing, 2012., pp. 1798 – 1801.
- [56] Y. Zhang, C. Fan, F. Zhao, Z. Ai, Z. Gong, "*Parameter tuning of ADRC and its application based on CCCSA*", Nonlinear Dynamics, Vol. 76, Issue. 2, 2014., pp. 1185-1194.
- [57] Z. Gao, "*Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning*", In Proceedings of the American Control Conference, Vol. 6, 2003., pp. 4989-4996.
-

-
- [58] D. G. Luenberger, "An Introduction to Observers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, No. 6, 1971., pp. 596-602.
- [59] W. Wang, Z. Gao, "A Comparison Study of Advanced State Observer Design Techniques", In Proceedings of the American Control Conference, 2003., Vol. 6, 2003., pp. 4754 - 4759.
- [60] B. Z. Guo, Z. L. Zhao, "Extended State Observer for Nonlinear Systems with Uncertainty", Preprints of the 18th IFAC World Congress Milano, August 28 - September 2, 2011., pp. 1855-1860.
- [61] B. Z. Guo, Z. L. Zhao, "On convergence of non-linear extended state observer for multi-input multi-output systems with uncertainty", IET Control Theory and Applications, Vol. 6, Issue 15, 2012., pp. 2375 – 2386.
- [62] C. Erazo, F. Angulo, G. Olivar, "Stability analysis of the extended state observers by Popov criterion", Theoretical & Applied Mechanics Letters 2, Vol. 2, Issue 4, 2012., pp. 043006-1-043006-4.
- [63] B. Z. Guo, Z. L. Zhao, "On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty", Systems & Control Letters, Vol. 60, 2011., pp. 420-430.
- [64] R. Yang, M. Sun, Z. Chen, "Active disturbance rejection control on first-order plant", Journal of Systems Engineering and Electronics, Vol. 22, No. 1, February 2011, pp. 95–102.
- [65] G. Herbst, "A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners", Electronics, Vol. 2, February 2011, pp. 246-279.
- [66] R. Miklošovic, A. Radke, Z. Gao, "Discrete Implementation and Generalization of the Extended State Observer", Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis, Minnesota, USA, June 14-16, 2006., pp. 2209-2214.
- [67] A. Radke, Z. Gao, "A Survey of State and Disturbance Observers for Practitioners", Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis, Minnesota, USA, June 14-16, 2006., pp. 5183-5188.
- [68] R. Madoński, P. Herman, "Survey on methods of increasing the efficiency of extended state disturbance observers", ISA Transactions, Vol. 56, 2015., pp. 18-27.
- [69] R. Madoński, P. Herman, "An experimental verification of ADRC robustness on a two rotor aerodynamical system", In: Proceedings of international symposium on industrial electronics, Gdańsk; 2011., pp.859–63.
-

-
- [70] R. Madoński, P.Herman, "Method of sensor noise attenuation in high-gain observers—experimental verification on two laboratory systems", In: Proceedings of international symposium on robotic and sensors environments, Magdeburg, 2012., pp.121–6.
- [71] A. Luviano-Juárez, I. Chairez, "Active Disturbance Rejection Control Based on a Simultaneous Adaptive Observer and a Time Varying Parameter Identifier", 2013 European Control Conference (ECC), July 17-19, 2013., Zürich, Switzerland, pp.2849–2854.
- [72] Q. Zheng, A. Daluom, W. Xu, Y. Zheng, "Reduced-Order Active Disturbance Rejection Control for Multivariable Chemical Processes", Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2012., IEEE, Las Vegas, 2012., pp. 1 – 7.
- [73] G. Tian, Z. Gao, "Frequency Response Analysis of Active Disturbance Rejection Based Control System", 16th IEEE International Conference on Control Applications, Part of IEEE Multi- conference on Systems and Control, Singapore, 1-3 October 2007., pp.1595-1599.
- [74] W. Xue, Y. Huang, "Performance analysis of active disturbance rejection tracking control for a class of uncertain LTI systems", ISA Transactions, Vol. 58, 2015., pp. 133-154.
- [75] C. Zhao, D. Li, "Control design for the SISO system with the unknown order and the unknown relative degree", ISA Transactions, Vol. 53, 2014., pp. 858–872.
- [76] S. Zhao, Z. Gao, "Active Disturbance Rejection Control for Non-minimum Phase Systems", Proceedings of the 29th Chinese Control Conference July 29-31, 2010, Beijing, China, Vol. 53, pp. 6066–6070.
- [77] D. Wu, K. Chen, "Frequency-Domain Analysis of Nonlinear Active Disturbance Rejection Control via the Describing Function Method", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, September 2013., pp. 3906–3914.
- [78] D. Wu, K. Chen, "Limit cycle analysis of active disturbance rejection control system with two nonlinearities", ISA Transactions, Vol. 53, Issue. 4, 2014. , pp. 947–954.
- [79] M. Li, D. Li, J. Wang, C. Zhao, "Active disturbance rejection control for fractional-order system", ISA Transactions, Vol. 52, 2013., pp. 365–374.
- [80] C. Huang, L. Guo, "Control of a Class of Nonlinear Uncertain Systems by Combining State Observers and Parameter Estimators", Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation, July 6-8, 2012, Beijing, China, pp. 2054–2059.
-

-
- [81] S. Li, J. Yang, W. H. Chen, X. Chen, "Generalized Extended State Observer Based Control for Systems With Mismatched Uncertainties", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 12, December 2012, pp. 4792-4802.
- [82] F. J. Goforth, "On Motion Control Design and Tuning Techniques", Proceeding of the 2004 American Control Conference, Boston, Massachusetts June 30 - July 2, 2004., pp. 716-721.
- [83] G. Feng, Y. F. Liu, L. Huang, "A New Robust Algorithm to Improve the Dynamic Performance on the Speed Control of Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 6, 2004., pp. 1614-1627.
- [84] R. Miklosovic, A. Radke, "High Performance Tracking Control for the Practitioner" Proc. of the American Control Conference, New York, July 11-13, 2007, pp. 3009-3014.
- [85] Q. Gao, Z. Sun, G. Yang, R. Hou, L. Wa, Y. Hou, "A novel active disturbance rejection-based control strategy for a gun control system", Journal of Mechanical Science and Technology, Vol. 26, No. 12, 2012., pp. 4141-4148.
- [86] M. Przybyla, M. Kordasz, R. Madonski, P. Herman, P. Sauer, "Active Disturbance Rejection Control of a 2DOF manipulator with significant modeling uncertainty", Bulletin of the Polish Academy of sciences technical sciences, Vol. 60, No. 3, 2012, pp. 509-520.
- [87] L. Shunli, Y. Xu, Y. Di, "Active disturbance rejection control for high pointing accuracy and rotation speed", Automatica, Vol. 45, 2009., pp. 1854-1860.
- [88] H. L. Xing, J. H. Jeon, K. C. Park, I. K. Oh, "Active Disturbance Rejection Control for Precise Position Tracking of Ionic Polymer–Metal Composite Actuators", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 18, No. 1, February 2013., pp. 86-95.
- [89] X. Shi, S. Chang, J. Huang, "Motion control of a novel 6-degree-offreedom parallel platform based on modified active disturbance rejection controller", Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 228, No. 2, November 2013., pp. 87-96.
- [90] Y. Xia, P. Shi, G.P. Liu, D. Rees, J. Han, "Active disturbance rejection control for uncertain multivariable systems with time-delay", IET Control Theory and Applications, Vol. 1, No. 1, January 2007., pp. 75-81.
- [91] S. Zhao, Z. Gao, "Modified active disturbance rejection control for time-delay systems", ISA Transactions, Vol. 53, Issue. 4, 2014., pp. 882-888.
- [92] Q. Zheng, Z. Gao, "Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay", Vol. 53, Issue. 4, 2014., pp. 873-881.
-

-
- [93] Y. Huang, K. Xu, J. Han, J. Lam, "Flight Control Design Using Extended State Observer and Non-smooth Feedback", Proceedings of the 40th Conference on Decision and Control, Orlando, Florida, USA, December 2001., pp. 223-228.
- [94] S. E. Talole, A. A. Godbole, J. P. Kolhe, "Robust Roll Autopilot Design for Tactical Missiles", Journal of Guidance, Control and Dynamics, January-February 2011., Vol. 34, No. 1, pp. 107-117.
- [95] D. K. Kori, J. P. Kolhe, S. E. Talole, "Extended state observer based robust control of wing rock motion", Aerospace Science and Technology, 2014., Vol. 33, pp. 107-117.
- [96] Y. Xia, R. Chen, F. Pu, L. Dai, "Active disturbance rejection control for drag tracking in mars entry guidance", Advances in Space Research, 2014., Vol. 53, pp. 853-861.
- [97] S. Xiong, W. Wang, X. Liu, S. Wang, Z. Chen, "Guidance law against maneuvering targets with intercept angle constraint", ISA Transactions, 2014., Vol. 53, pp. 1332-1342.
- [98] F. J. Goforth, Z. Gao, "An active disturbance rejection control solution for hysteresis compensation", 2008 American Control Conference Westin Seattle Hotel, Seattle, Washington, USA June 11-13, 2008, Vol. 53, pp. 2202-2208.
- [99] Q. Zheng, L. Dong, D. H. Lee, Z. Gao, "Active Disturbance Rejection Control for MEMS Gyroscopes", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 17, No. 6, November 2009., pp. 1432-1438.
- [100] J. Vincent, D. Morris, N. Usher, Z. Gao, S. Zhao, A. Nicoletti, Q. Zheng, "On active disturbance rejection based control design for superconducting RF cavities", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Vol. 643, 2011, pp. 11-16.
- [101] C. E. Huang, D. Li, Y. Xue, "Active disturbance rejection control for the ALSTOM gasifier benchmark problem", Control Engineering Practice, Vol. 21, 2013, pp. 556-564.
- [102] B. Z. Guo, J. J. Liu, A. S. AL-Fhaid, A. M. M. Younas, A. Asirid, "The active disturbance rejection control approach to stabilization of coupled heat and ODE system subject to boundary control matched disturbance", International Journal of Control, Vol. 88, Issue. 8, 2015., pp. 1554-1564.
- [103] J. Li, X. Qi, Y. Xia, F. Pu, K. Chang, "Frequency domain stability analysis of nonlinear active disturbance rejection control system", ISA Transactions, 2015., Vol. 56, pp. 188-195.
- [104] M. K. Masten, J. M. Hilker, "Electromechanical system configurations for pointing, tracking, and stabilization applications", SPIE Electromechanical System Interaction with Optical Design, 1987., SPIE Proceedings Vol. 0779.
-

-
- [105] J.M. Hilkert, "Inertially Stabilized Platform Technology - Concepts and principles", IEEE Control Systems Magazine, February, 2008., Vol. 28, Issue 1, pp. 26-46.
- [106] B. Özkan, A. Uçar, "Comparison of the strapdown and gimbaled seekers utilized in aerial applications", Proc. of SPIE Infrared Technology and Applications XXXVIII, , 2012., Vol. 8353.
- [107] Y. Bai, D. Wang, "Dynamic modelling of the laser tracking gimbal used in a laser tracking system", Int. J. Modeling, Identification and Control, Vol. 12, No. 1/2, 2011., pp. 149-159.
- [108] M. M. Abdo1, A. R. Vali1, A. R. Toloiei, M. R. Arvan, "Improving two axes gimbal seeker performance using cascade control approach", Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2015., Vol. 229, No.1, pp. 38-55.
- [109] D. R. Otlowski, K. Wiener, B. A. Rathbun, "Mass properties factors in achieving stable imagery from a gimbal mounted camera", SPIE Airborne Intelligence, Surveillance, Reconnaissance (ISR) Systems and Applications V, 2008., Vol. 6946.
- [110] P. J. Kennedy, R. L. Kennedy, "Direct Versus Indirect Line of Sight (LOS) Stabilization", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 1, January 2003, pp. 3-15.
- [111] M. M. Abdo, A. R.Vali, A. R. Toloiei, M. R. Arvan, "Stabilization loop of a two axes gimbal system using self-tuning PID type fuzzy controller", ISA Transactions, Vol. 53, 2014., pp. 591-602.
- [112] S. Liu, H. Che, L. Sun, "Research on stabilizing and tracking control system of tracking and sighting pod", J Control Theory Appl, Vol. 10, No. 1, 2012, pp. 107-112.
- [113] H. P. Lee, H. Y. Hwang, "Design of two-degree-of-freedom robust controllers for a seeker scan loop system", International Journal of Control, Vol. 66, No. 4, 1997., pp. 517-537.
- [114] B. C. Siew, B. M. Chen, T. H. Lee, "Design and Implementation of a Robust Controller for a Free Gyro-Stabilized Mirror", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 121, 1999., pp. 550-556.
- [115] K. J. Seong, H. G. Kang, B. Y. Yeol, H. P. Lee, "The Stabilization Loop Design for a Two-Axis Gimbal System Using LQG/LTR Controller", SICE-ICASE International Joint Conference, Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea, pp. 755-759.
- [116] B. J. Smith, W. J. Schrenk, W. B. Gass, "Sliding Mode Control in a Two Axis Gimbal System", [Aerospace Conference](#), Snowmass at Aspen, 1999., Vol. 5, pp. 457-470.
-

-
- [117] Ö. Hastürk, A. M. Erkmen, İ. Erkmen, "Proxy-Based Sliding Mode Stabilization of a Two-Axis Gimbaled Platform", Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, San Francisco, USA, 2011., Vol I , pp. 370-376.
- [118] C. L. Lin, Y. H. Hsiao, "Adaptive Feedforward Control for Disturbance Torque Rejection in Seeker Stabilizing Loop", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 1, January 2001., pp. 108-121.
- [119] Qiu, X., Dou, L., Zhou, W., Zhang, W., "A novel velocity and acceleration delay compensation method for optoelectronic tracking servo system", In Chinese Control and Decision Conference, 2010., May, pp. 2762–2765.
- [120] Xu, J., "Design of active disturbance rejection controller for the velocity loop of optical tracking servo system", In International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology, 2011., August, Vol. 2, pp. 754–757.
- [121] A. A. Godbole, J. P. Kolhe, S. E. Talole, "Performance analysis of generalized extended state observer in tackling sinusoidal disturbances", IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol. 21, No. 6, November, 2013.
- [122] R. Dubey, "Introduction to Embedded System Design Using Field Programmable Gate Arrays", Springer, 2009.
- [123] www.xilinx.com
- [124] E. Monmasson, M. N. Cirstea, "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems - A Review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, August 2007., pp. 1824–1842.
- [125] G. A. Constantinides, P. Y. K. Cheung, W. Luk, "Synthesis and Optimization of DSP Algorithms", Kluwer Academic Publishers, New York, 2004.
- [126] Z. Fang, J. E. Carletta, R. J. Veillette, "A Methodology for FPGA-Based Control Implementation", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 13, No. 6, November, 2005., 977-987.
- [127] Y. Zhang, Y. Zhang, J. Wang, R. Ma, "An Active Disturbance Rejection Control of Induction Motor Using DSP+FPGA", Proceedings of the IEEE 25th Chinese Control and Decision Conference, Guiyang, 2013., pp. 4047-4052.
- [128] Z. Ping, Z. Gao, "An FPGA-Based Digital Control and Communication Module For Space Power Management and Distribution Systems", American Control Conference, Portland, OR, USA, 2005., pp. 4941-4946.
-

- [129] Zheng Q., Dong L., Lee D.H., Gao Z., "Active disturbance rejection control for MEMS gyroscopes", IEEE Transactions on Control Systems Technology Vol. 17, No. 6, 2009., pp.1432-1438.
- [130] Zhao S., Usher N., Morris D., Vincent J., "Fixed-point implementation of active disturbance rejection control for superconducting radiofrequency cavities", In: Proceedings of the IEEE American Control Conference (ACC), 2013., pp. 2693-2698.
- [131] T. Rahman, D. Hicks, M. Raju Hossain, N. Krouglicof, "Digital Hardware Implementation of an Active Disturbance Rejection Controller for a Highly Dynamic Parallel Orientation Manipulator", IEEE International Conference on Robotics & Automation (ICRA), May 31 - June 7, 2014., Hong Kong, China, pp. 5750-5757.
- [132] M. Stanković, S. Manojlović, S. Simić, Z. Jovanović, "Implementation of Active Disturbance Rejection Control on FPGA", IEEE International Conference ETRAN, Vrnjačka Banja, 2014.
- [133] D. Yoo, S. S.T. Yay, Z. Gao, "Optimal fast tracking observer bandwidth of the linear extended state observer", International Journal of Control, Vol. 80, No. 1, January 2007, pp. 102–111.

СПИСАК СЛИКА

Слика 2.1	Део електромагнетског спектра [1].....	13
Слика 2.2	Релативна спектрална осетљивост људског ока за дневне ($V(\lambda)$) и ноћне услове ($V'(\lambda)$)	16
Слика 2.3	Зависност спектралне емитансе апсолутно црног тела од температуре	18
Слика 2.4	Просторна расподела интензитета зрачења за трансверзалне модове [6].....	21
Слика 2.5	Ласерски сноп са параметрима.....	23
Слика 2.6	Трансформације Гаусовог ласерског снопа помоћу оптичких елемената [7].....	26
Слика 2.7	Спектрална трансмитивност атмосфере на нивоу мора [4].....	27
Слика 2.8	Општа структура оптоелектронских система [3]	29
Слика 2.9	Фактори који утичу на пројектовање војних оптоелектронских система [1]	30
Слика 2.10	Ласерски озрачивачи циља [6]	34
Слика 2.11	Концепт ласерског вођења са озрачивањем циља и лансирањем вођеног пројектила са земље [6]	36
Слика 2.12	Структурни дијаграм система самовођења	37
Слика 2.13	Функционална шема пратеће ГСВ.....	39
Слика 2.14	Структурни дијаграм система управљања пратеће ГСВ [11, 12].....	41
Слика 3.1	Фотодиода са латералним ефектом.....	50
Слика 3.2	КФД кружног облика	51
Слика 3.3	Позиционирање ласером озраченог циља [7]	52
Слика 3.4	Геометријски односи при формирању спота кружног облика.....	53
Слика 3.5	КФД у два положаја	54
Слика 3.6	Квадратна КФД са кружним спотом и Гаусовом расподелом ирадијансе.....	56
Слика 3.7	Кружна КФД са униформном расподелом ирадијансе на споту кружног облика	58
Слика 3.8	Геометрија КФД у “+ моду“	60
Слика 3.9	Сигнали позиционирања по x оси за $y_r / r = 0$	63
Слика 3.10	Утицај положаја спота у вертикалној равни на сигнале позиционирања у хоризонталној равни	63
Слика 3.11	Сигнали позиционирања $\varepsilon_x^{(2-2)+}$ и $\varepsilon_x^{(1-1)+}$ у функцији поларних координата .	64
Слика 3.12	Параметар $R_x = \varepsilon_x^{(1-1)+} / \varepsilon_x^{(2-2)+}$ у функцији поларних координата.....	65
Слика 3.13	Илустрација осетљивости алгоритама $(1-1)+$ и $(2-2)+$ у поларним координатама (r_n и ϕ_0)	66
Слика 3.14	Геометрија праћења циља у вертикалној равни	67

Слика 3.15	Блок дијаграм канала управљања у вертикалној равни пратеће ГСВ са КФД и жirosкопским погоном	67
Слика 3.16	Модел КФД за алгоритам $(2 - 2) +$	68
Слика 3.17	Модел КФД за алгоритам $(1 - 1) +$	68
Слика 3.18	Трајекторије центра спота и угаоне грешке за први сценарио	70
Слика 3.19	Трајекторије центра спота и угаоне грешке за други сценарио.....	70
Слика 3.20	Трајекторије центра спота и угаоне грешке за трећи сценарио.....	71
Слика 4.1	Класична управљачка структура.....	76
Слика 4.2	Функција $fal(x, \alpha, \delta)$	79
Слика 4.3	Структура нелинеарног ПИД управљања са TD-ом	80
Слика 4.4	Структура ADRC-а	84
Слика 4.5	Канонична форма за модел поремећаја.....	87
Слика 4.6	Преглед техника опсервера [68].....	88
Слика 4.7	ADRC структура у форми функција преноса [73].....	90
Слика 4.8	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функције $W(s)$ за случај променљивог параметра a_0	91
Слика 4.9	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функције $W(s)$ за случај променљивог параметра a_1	92
Слика 4.10	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функције $G_F(s)$ за случај променљивог параметра a_0	93
Слика 4.11	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функције $G_F(s)$ за случај променљивог параметра a_1	94
Слика 5.1	Функционална шема ласерске пратеће ГСВ са КФД и жirosкопским погоном	101
Слика 5.2	Структурни дијаграм система праћења циља ласерском ГСВ са КФД и жirosкопским погоном	102
Слика 5.3	Структура LESO-а и GLESO-а са пропорционалним управљањем.....	108
Слика 5.4	Структурни блок дијаграм канала елевације ласерског система праћења са линеарним ADRC-ом.....	109
Слика 5.5	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција повратног преноса система са LESO-ом и GLESO-ом и различитим алгоритмима КФД-а.....	110

Слика 5.6	Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике функција $G_F(s)$ за различите опсервере и алгоритме КФД-а	112
Слика 5.7	Комплетан модел система праћења ласерске ГСВ са КФД за оба канала ...	112
Слика 5.8	Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за први сценарио	114
Слика 5.9	Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за други сценарио	115
Слика 5.10	Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења за трећи сценарио.....	117
Слика 6.1	Архитектура FPGA плоче из фамилије SPARTAN-3 [123]	119
Слика 6.2	Развојна платформа Spartan-3A Starter Kit	121
Слика 6.3	Структурни дијаграм канала елевације са мерним шумом	129
Слика 6.4	Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_N(z)$ за системе са алгоритмима (1–1) за прорачун сигнала позиционирања	130
Слика 6.5	Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_N(z)$ система са GLESO-м за периоду одабирања $T_S = 50\mu s$	131
Слика 6.6	Амплитудске фреквенцијске карактеристике функција $G_F(z)$ за системе са алгоритмима (1–1) за прорачун сигнала позиционирања	132
Слика 6.7	Стационарно стање одзива система са дискретним контролерима при позиционирању на непокретан циљ.....	133
Слика 6.8	Стационарно стање одзива система са дискретним контролерима при праћењу циља који маневрише по кружној трајекторији.....	134
Слика 6.9	Грешке праћења $\delta_{vD}(t)$, $\delta_{vS}(t)$ и њихова разлика $\Delta\delta_v(t)$ за сценарио позиционирања на непокретни циљ	136
Слика 6.10	Грешке праћења $\delta_{vD}(t)$, $\delta_{vS}(t)$ и њихова разлика $\Delta\delta_v(t)$ за сценарио праћења маневришућег циља	137
Слика 6.11	Структура система за тестирање ADRC контролера у хардверској косимулацији.....	138
Слика 6.12	Грешке праћења у каналу елевације система са различитим реализацијама ADRC контролера са LESO-м.....	139
Слика 6.13	Грешке праћења у каналу елевације система са различитим реализацијама ADRC контролера са GLESO-м.....	139
Слика 6.14	Трајекторије центра спота и угаоне грешке праћења у оба канала ласерске ГСВ са ADRC контролерима пројектованим применом XSG-а ...	140

СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 4.1	Параметри функција преноса $G_C(s)$ и $H(s)$	90
Табела 4.2	Резерве стабилности за променљиво a_0 (Слика 4.8)	91
Табела 4.3	Резерве стабилности за променљиво a_1 (Слика 4.9)	92
Табела 5.1	Резерве стабилности за слику 5.5	111
Табела 6.1	Вредности и формати параметара ADRC контролера	135

СПИСАК СКРАЋЕНИЦА

ADRC	-	<i>Active Disturbance Rejection Control</i>
AD	-	<i>Analog to Digital</i>
ASSP	-	<i>Application Specific Standard Products</i>
BS	-	<i>Backstepping</i>
CLB	-	<i>Configurable Logic Block</i>
DC	-	<i>Direct Current</i>
DCM	-	<i>Digital Clock Manager</i>
DFG	-	<i>Data Flow Graph</i>
DSP	-	<i>Digital Signal Processing</i>
ESO	-	<i>Extended State Observer</i>
ГСВ	-	<i>Глава за самовођење</i>
FB	-	<i>Feedback</i>
FET	-	<i>Field Effect Transistor</i>
FF	-	<i>Feedforward</i>
FL	-	<i>Feedback Linearization</i>
FOV	-	<i>Field of View</i>
FPGA	-	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GESO	-	<i>Generalized Extended State Observer</i>
GLESO	-	<i>Generalized Linear Extended State Observer</i>
HDL	-	<i>Hardware Description Language</i>
HGO	-	<i>High Gain Observer</i>
ИЦ	-	<i>Инфра црвено</i>
IOB	-	<i>Input/Output Block</i>
IPC	-	<i>Intellectual Property Core</i>
ISE	-	<i>Integrated Software Environment</i>
JTAG	-	<i>Joint Test Action Group</i>
КФД	-	<i>Квадрантна фотодиода</i>
ЛВЦ	-	<i>Линија визирања циља</i>
LESO	-	<i>Linear Extended State Observer</i>
LEP	-	<i>Lateral Effect Photodiode</i>
LQG	-	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
LTI	-	<i>Linear Time Invariant</i>
MEMS	-	<i>Micro Electro-Mechanical System</i>
MIMO	-	<i>Multi Input Multi Output</i>
MRAS	-	<i>Model Reference Adaptive System</i>
Nd:YAG	-	<i>Неодијум-Итријум-Алуминијум-Гранулат</i>
NEP	-	<i>Noise Equivalent Power</i>
NESO	-	<i>Nonlinear Extended State Observer</i>
ПИД	-	<i>Пропорционално Интегрално Диференцијални</i>
ПД	-	<i>Пропорционално Диференцијални</i>
PWM	-	<i>Pulse Width Modulation</i>
QPD	-	<i>Quadrant Photo Detector</i>
RAM	-	<i>Random Access Memory</i>
СВУ	-	<i>Системи вођења и управљања</i>
SWPa\$	-	<i>Size Weight Power and Cost Constraints</i>
SISO	-	<i>Single Input Single Output</i>
SMC	-	<i>Sliding Mode Control</i>
SMO	-	<i>Sliding Mode Observer</i>
SNR	-	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SoC	-	<i>System on Chip</i>

SRAM	-	<i>Static Random Access Memory</i>
STR	-	<i>Self-Tuning Regulator</i>
TB	-	<i>Телевизија</i>
TD	-	<i>Tracking Differentiator</i>
УВ	-	<i>Ултра виолентно (ултра љубичасто)</i>
USB	-	<i>Universal Serial Bus</i>
VHDL	-	<i>VHSIC Hardware Description Language</i>
XSG	-	<i>Xilinx System Generator</i>
ZOH	-	<i>Zero Order Hold</i>

СПИСАК ОЗНАКА

$(1-1)+$	- нови алгоритам за прорачун сигнала позиционирања
$(1-1)\times$	- алгоритам који користи два квадранта по оси за прорачун сигнала позиционирања
$(2-2)+$	- стандардни алгоритам за прорачун сигнала позиционирања
A, B, C, L	- матрице модела опсервера у простору стања - континуални домен
A_D, B_D, C_D, L_D	- матрице модела опсервера у простору стања - дискретни домен
B_1, B_2	- осветљеност објекта и околине
C	- контраст
D	- детективност фотодиодних детектора
D^*	- нормализована детективност фотодиодних детектора
E, E_λ	- ирадијанса, спектрална ирадијанса
F, F_λ	- радијанса, спектрална радијанса
f	- фокусна дужина сочива, тотални поремећај
f_S	- фреквенција одабирања
$G_{I_g}(s)$	- функција повратног преноса ласерског система праћења
$G_F(s)$	- функција спрегнутог преноса од спољашњег поремећаја до излаза система
$G_N(s)$	- функција спрегнутог преноса од мерног шума до излаза система
h	- Планкова константа
I, I_λ	- интензитет зрачења, спектрални интензитет зрачења
K_{QPD}	- коефицијент КФД
M, M_λ	- емитанса, спектрална емитанса
q	- комплексни параметар
r	- полупречник спота
R_x, R_y	- однос сигнала позиционирања у хоризонталној и вертикалној равни
TEM_{mn}	- трансверзални модови ласерског зрачења
T_S	- периода одабирања
$V(\lambda)$	- релативна спектрална осетљивост ока
$W(s)$	- функција повратног преноса

w_0	-	струк снопа ласерског зрачења
x_0, y_0	-	координате центра спота у хоризонталној и вертикалној равни
x_r, y_r	-	нормализоване координате центра спота у хоризонталној и вертикалној равни
z_R	-	Рејлијево растојање
β	-	параметри опсервера
β_D	-	полови опсервера у дискретном домену
δ	-	пространи угао одступања рефлектованог ласерског зрачења од оптичке осе пријемног система
δ_h, δ_v	-	угаона одступања рефлектованог ласерског зрачења од оптичке осе пријемног система у хоризонталној и вертикалној равни
$\varepsilon_x, \varepsilon_y$	-	сигнали позиционирања у хоризонталној и вертикалној равни
$\varepsilon_{xA}, \varepsilon_{yA}$	-	појачани сигнали позиционирања у хоризонталној и вертикалној равни
ϕ	-	флукс зрачења
φ	-	угао елевације ЛВЦ
φ_C	-	угао елевације оптичке осе
η	-	квантна ефикасност фотодиодних детектора
λ	-	таласна дужина, угао азимута ЛВЦ
λ_C	-	угао азимута оптичке осе
θ	-	дивергенција ласерског снопа
ρ_0, ϕ_0	-	поларне координате спота
σ	-	Стефан-Болцманова константа
τ	-	спектрална трансмитивност атмосфере
ω_C	-	пропусни опсег система са затвореном спрегом
ω_O	-	пропусни опсег опсервера
\mathfrak{R}	-	коэффициент конверзије фотодиодних детектора