

УНИВЕРЗИТЕТ „СВ. КИРИЛ И МЕТОДИЈ“ ВО СКОПЈЕ

МАШИНСКИ ФАКУЛТЕТ



**АКТИВНА АДАПТИВНА КОНТРОЛА НА ВИБРАЦИИ НА КОНЗОЛА
СО ПРИМЕНА НА ЕЛЕКТРОМАГНЕТЕН АКТУАТОР**

Магистарска работа

ДЕЈАН ШИШКОВСКИ, дип. маш. инж.

Скопје, Јуни 2016

НАСЛОВ: „ Активна адаптивна контрола на вибрации на конзола со примена на електромагнетен актуатор “

ИЗРАБОТИЛ: ДЕЈАН ШИШКОВСКИ, дип. маш. инж.

МЕНТОР: Проф. д-р. Виктор Гавриловски

ОБЛАСТ: Технички науки - Машинство

ДАТА НА ЈАВНА ОДБРАНА: _____

КОМИСИЈА ЗА ОДБРАНА НА
МАГИСТАРСКАТА РАБОТА

1. Проф. д-р. Виктор Гавриловски
Машински факултет
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ во Скопје
2. Проф. д-р. Златко Петревски
Машински факултет
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ во Скопје
3. Проф. д-р. Љупчо Караџинов
Факултет за електротехника и информациски технологии
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ во Скопје

АПСТРАКТ

Цел на истражувањето во магистерската работа е активна адаптивна контрола на вибрации на еластична механичка структура во облик на конзола со примена на тензомерните ленти и електромагнетен актуатор. За таа цел се користени тензометарски ленти како сензор за мерење на вибродинамичката состојба на еластичната структура, електромагнетен актуатор како генератор на сила и адаптивен дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите. За остварување на целите, магистерската работа е поделена на вкупно седум глави.

Глава 1 е воведна глава во која е претставен активниот систем, целите и придобивките од ова истражување. Во глава 2 претставени се основните појави на вибрации кај едноставни системи еден и два степени на слобода. Со примена на Ојлер Бернулиј теоремата за линиски носачи, изведен е аналитички модел на континуиран систем конзола, при што направена е компаративна анализа помеѓу добиените аналитички и експериментални резултати.

Во глава 3 детално се обработени тензометарските ленти како сензор за мерење на вибродинамичката состојба на конзолата. Изведени се математичките релации помеѓу деформациите, напонските напрегања и поместувања на конзолата. Претставен е реализираниот мерен систем, начинот на засилување, филтрирање и конверзија на сигналот.

Во глава 4 претставена е физичката појава на Лоренцовата сила и нејзините зависности. Детално е образложен експерименталниот реализиран електромагнетен актуатор и поставен е математичниот модел.

Во глава 5 со примена на методологијата на идентификација на систем, изработен е математички модел на интегрираниот мехатронички систем. Во глава 6 извршена е негова симулација со примена на адаптивниот алгоритам LMS и дигиталниот филтер како контролер за намалување на вибрациите на еластичната структура-конзола, а потоа и негова имплементација на реален контролен од типот sbRIO. На крајот од оваа глава направена е компаративна анализа помеѓу добиените симулациони и експериментални резултати.

Во глава 7 дадени се заклучоците од ова истражување и препораки за натамошни истражувања во оваа област.

Клучни зборови: Адаптивна контрола, вибрации, конзола, мерни ленти, електромагнетен актуатор-VCA, дигитален филтер, LMS алгоритам, sbRIO

SUMMARY

The objective research in the master thesis is active adaptive control of mechanical vibrations of elastic structure in the form of cantilever beam by applying strain gauge like sensor and electromagnetic actuator. The subject of research is to used strain gauge as a sensor for measuring the vibration on a elastic structure, an electromagnetic actuator as the force generator and adaptive digital filter as a controller for reducing vibration. Review of the literature in this area is given in chapter 1. Also in this chapter are presented the objectives, benefits and applied the methodology of this research.

Chapter 2 presents the basic phenomena of vibrations in simple systems one and two degrees of freedom. By using Euler- Bernoulli beam theory is derived analytical model of continuous system cantilever beam, where comparative analysis between the obtained analytical and experimental results are given.

Chapter 3 details processed strain gauge as sensor for measuring vibration of the cantilever beam. Derived mathematical relationships between deformations, voltage, stress and displacement of the cantilever beam. Presented the realized measurement system and represented the way of amplification, filtering, isolation, linearization and conversion of signal.

Chapter 4 is processed electromagnetic actuator. Presented are the most influential parameters, which specify the characteristics of the electromagnetic actuator, as Lorentz force, magnetic field and magnetic induction, self-induction in the solenoid. Detail is explained realized experimental electromagnetic actuator and is derived matematchniot model.

In chapter 5, by applying the methodology of identification system is made a mathematical model of integrated mechatronic system. A simulation of adaptive algorithm LMS and digital filter as controller for reducing the vibrations of elastic structure and its implementation in real controller type sbRIO is made in chapter 6. At the end is given a comparative analysis between the obtained simulation and experimental results.

In chapter 7 are given conclusions and advise for further investigation.

Key words: Adaptive control, vibration, cantilever beam, strain gauge, electromagnetic actuator-VCA, digital filter, LMS algorithm, sbRIO

ПРЕДГОВОР

Ја користам оваа прилика да ја искажам мојата голема благодарност до мојот ментор проф. д-р Виктор Гавриловски и проф. д-р. Златко Петревски за искажаната огромна поддршка, доверба, разбирање и пријателство. Нивните советите беа од исклучително корист и значење за мене во текот на моите студии. Исто така, сакам да им искажам голема благодарност до асс. доц. д-р. Јована Јованова и асс. доц. д-р. Гоце Тасевски што ме вклучија во дел од нивните истражувања и ме прифатија како дел од тимот на Институтот за механика. Соработката со нив ми претставуваше големо задоволство, а исто времено и ми донесе и нови знаења. Нивната помош овозможи значително да се подобри квалитетот на оваа магистарска работа. Исто така сакам да искажам и мојата голема благодарност до проф. д-р. Љупчо Карацинов. Долгите разговори со него ми беа од особена корист и ми претставуваа големо задоволство. Исто така, сакам да ја искористам оваа прилика да му се заблагодарам на проф. д-р. Јован Лазарев. Неговите совети претставуваа еден од главните мотиви за започнувањето на моите студии на Машинскиот факултет.

Голем дел од можноста за мојот академски развој секако и го должам на мојата сопруга, која несебично го понесе врз себе поголемиот товар на родител и грижата кон нашите деца како и обрските околу домот. Голема благодарност должам и кон моите родители од кои секогаш сум имал бескрајна поддршка и доверба.

Најголемата благодарност сепак сакам да искажам кои моите деца кои претставуваат мој непресушен извор на енергија. Се надевам дека мојата пожртвуваност, работа и напредок ќе им биде позитивен пример во истражувањето и остарувањето на нивните цели во понатамошниот нивен живот.

Магистарската работа им ја посветувам на нив, на моите најмили, мојот син Теофил и ќерка Дарија

СОДРЖИНА

АПСТРАКТ	iii
SUMMARY	iv
ПРЕДГОВОР	v
СОДРЖИНА	vi
1. ВОВЕД	1
1.1. АКТИВЕН СИСТЕМ ЗА УПРАВУВАЊЕ НА ВИБРАЦИИТЕ	2
1.2. МОТИВАЦИЈА И ЦЕЛИ НА ИСТРАЖУВАЊЕТО	3
1.3. МЕТОДОЛОГИЈА И МЕТОДИ НА ИСТРАЖУВАЊЕТО	4
1.4. ПРИДОБИВКИ ОД ИСТРАЖУВАЊЕТО	5
2. ВИБРАЦИИ НА МЕХАНИЧКИ СИСТЕМИ	7
2.1. СИСТЕМ СО ЕДЕН СТЕПЕН НА СЛОБОДА	8
2.2. СИСТЕМ СО ДВА СТЕПЕНИ НА СЛОБОДА	13
2.3. КОНТИНУИРАНИ СИСТЕМИ	15
2.4. ВИБРАЦИИ КАЈ КОНЗОЛА	17
2.5. ПОЕДНОСТАВЕН АНАЛИТИЧКИ МОДЕЛ НА ДИНАМИКАТА НА КОНЗОЛА	21
3. МЕРНИ ЛЕНТИ КАКО СЕНЗОР ЗА МЕРЕЊЕ НА ПОМЕСТУВАЊАТА НА КОНЗОЛАТА	26
3.1. ВРСКИ ПОМЕЃУ НАПОН, ДЕФОРМАЦИИ И ПОМЕСТУВАЊА КАЈ КОНЗОЛА	27
3.2. МЕРНИ ЛЕНТИ	31
3.2.1. СТРУКТУРА НА МЕРНИТЕ ЛЕНТИ	32
3.2.2. ФАКТОР НА МЕРНАТА ЛЕНТА	33
3.2.3. САМОЗАГРЕВАЊЕ	34

3.3. МЕРНИ МОСТОВИ	34
3.3.1. КОНФИГУРАЦИЈА ПОЛОВИНА МОСТ СО ТРИ ЖИЦИ	35
3.3.3. УРАМНОТЕЖУВАЊЕ НА МОСТОТ	37
3.4. КОНДИЦИОНИРАЊЕ НА СИГНАЛОТ	38
3.4.1. ЗАСИЛУВАЊЕ НА СИГНАЛОТ	38
3.4.2. ДИФЕРЕНЦИЈАЛЕН ЗАСИЛУВАЧ	39
3.4.3. НАПОНСКИ СЛЕДИТЕЛ	42
3.4.4. ФИЛТРИРАЊЕ НА СИГНАЛОТ	42
3.5. СИСТЕМ ЗА МЕРЕЊЕ НА ПОМЕСТУВАЊАТА НА КОНЗОЛАТА	44
4. ЕЛЕКТРОМАГНЕТЕН АКТУАТОР КАКО АКТИВЕН ЕЛЕМЕНТ	52
4.1. МАГНЕТНА - ЛОРЕНЦОВА СИЛА	53
4.2. МАГНЕТНО ПОЛЕ И МАГНЕТНА ИНДУКЦИЈА	55
4.2.2. МАГНЕТНАТА ПЕРМЕАБИЛНОСТ	55
4.2.3. ПЕРМАНЕНТНИ МАГНЕТИ	57
4.4. САМОИНДУКЦИЈА ВО СОЛЕНОИД	58
4.5. ДИЗАЈН НА ЕЛЕКТРОМАГНЕТЕН АКТУАТОР - VCA	59
4.5.1. СТРУКТУРА НА ЕЛЕКТРОМАГНЕТНИОТ АКТУАТОР-VCA	59
4.5.2. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ НА АКТУАТОРОТ	61
4.5.3. ЛОКАЦИЈА НА ПОСТАВЕНОСТ НА АКТУАТОРОТ	63
4.6. ДРАЈВЕР ЗА АКТУАТОРОТ	64
5. АНАЛИЗА НА СИСТЕМОТ	66
5.1. МАТЕМАТИЧКО МОДЕЛИРАЊЕ СО МЕТОДОТ НА ИДЕНТИФИКАЦИЈА НА СИСТЕМОТ	67
5.1.2. МОДЕЛИРАЊЕ НА ИНТЕГРИРАНИОТ СИСТЕМ	70
5.2. СИМУЛАЦИЈА НА ЕСТИМИРАНИТЕ ПРЕНОСНИ ФУНКЦИИ	74
6. УПРАВУВАЧКИ АЛГОРИТМИ ЗА ВИБРАЦИИ	80
6.1. УПРАВУВАЧКИ АЛГОРИТМИ СО ПОВРАТНА И ДИРЕКТНА ВРСКА	80
6.2. ДИГИТАЛЕН ФИЛТЕР	81

6.2.1. ДИГИТАЛЕН ВИНЕР ФИЛТЕР	83
6.2.2. АДАПТИВЕН АЛГОРИТАМ- ЛМС	85
6.3. АДАПТИВЕН ДИГИТАЛЕН ФИЛТЕР КАКО УПРАВУВАЧ ЗА НАМАЛУВАЊЕ НА ВИБРАЦИИТЕ КАЈ КОНЗОЛАТА	86
6.4. СИМУЛАЦИЈА НА СИСТЕМОТ СО АДАПТИВНИОТ КОНТРОЛЕР И СИМУЛАЦИОНИ РЕЗУЛТАТИ	95
6.5. ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА НА УПРАВУВАЧКИОТ АЛГОРИТАМ	103
6.5.1. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ	105
7. ЗАКЛУЧОЦИ И ПРЕПОРАКИ ЗА ИДНИ ИСТРАЖУВАЊА	112
ЛИТЕРАТУРА	117

1. ВОВЕД

Присуството на вибрации се наметнува како значаен проблем во многу инженерски апликации [1]. Исто така, динамичкото однесување претставува важен критериум при проектирањето на елементите и системите во различни индустриски гранки: автомобилската, авионската, градежништвото, прецизната механика па дури и при проектирање на микросистеми. Традиционалниот инженерски пристап за намалување на вибрациите е со менување на основните динамички карактеристики на системот односно со промена на масата, пригушувањето или крутоста. Растечкиот тренд во производството на инженерските системи е да се намали тежината на механички структури, што за возврат доведува до уште пофлексибилни структури, а од друга страна пасивните решенија ги прави неприменливи. За да се надминат овие проблеми на проектирање, се оди на развој на концептот на активни системи.

Примарната цел на оваа магистарска работа е дизајн и анализа на ефикасноста на активен систем за намалување на вибрациите на еластична механичка структура во облик на конзола со примена на адаптивен контролен алгоритам, електромагнетен актуатор и тензометарски ленти.

За остварување на целите, извршена е детална теоретска анализа на физичките појави на механичкиот систем, сензорите и актуаторите, како и на алгоритмот за контрола. Теоретската анализа е поткрепена и со симулациони модели добиени со методот на идентификација на системи, како и со експериментални истражувања спроведени на еластичен систем во облик на конзола со вградени тензометарски ленти во близина на вклетувањето и електромагнетен актуатор поставен на соодветна локација. Побудните хармониски вибрации со променлива фреквенција го побудуваат системот преку неговата основа.

1.1. АКТИВЕН СИСТЕМ ЗА УПРАВУВАЊЕ НА ВИБРАЦИИТЕ

Под активни системи се подразбираат интегрирани механички структури, кои содржат сензори и актуатори и се способни да ја контролираат динамиката на структурата. Многу пристапи за активната контрола на вибрациите се предмет на истражување во последно време, вклучувајќи и развој на нови сензори и актуатори [2, 3], различни стратегии на контрола [4, 5] и воведување на паметни материјали [6, 7].

Постојат најразлични варијации на концепти на активни системи во зависност од видот на имплементираните активни елементи, контролните алгоритми, нивната применливост, начинот на побуда и т.н. Еден можен концепт на активен систем за контрола на вибрации е имплементирање на тензометарските ленти како сензори, електромагнетен актуатор и адаптивниот дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите.

Изборот на сензор и актуатор е еден од клучните елементи за успешна контрола на вибрациите кај активните системи. Сензорот треба доволно точно да ги мери вибрациите на системот, додека актуаторот треба доволно брзо и прецизно да генерира соодветна сила што ќе се спротиставува на побудата.

Предноста на употребата на тензометарските ленти за мерење на вибрациите на еластични механички структури се незначителната маса која се додава на конструкцијата, непостоење на движечки делови, голем фреквентен опсег, едноставно и брзо инсталирање и слично.

Како можен концепт на примена на електромагнетен актуатор за активна контрола на вибрациите е поставување на намотката директно на механичкиот систем. На овој начин се избегнуваат дополнителни конструктивни компоненти за актуаторот како на пример: линеарни лежишта, водилка и пружина. Како предности на овој концепт може да се потенцираат: помалку конструктивни делови на актуаторот, елиминирање на влијанието на крутоста и придрушувањето на актуаторот врз конструкцијата, непостоење на хистерезис, непостоење на загуби на енергија од триење, а потребата за одржување на актуаторот е сведена на минимум. Како недостатоци на овој концепт може да се издвојат: усложнување на математичкиот модел на актуаторот и определена промена на модалните карактеристики на конзолата.

Побудните вибрации кај машинските системи можат да бидат од најразлична природа, а многу често се хармонски вибрации предизвикани од вртливите делови, што доведува до

различна побудна фреквенција при различни вртежи на ротирните елементи. Контролниот алгоритам треба брзо и успешно да генерира контролен сигнал кој ќе се спротисти на побудата. Со имплементирањето на адаптивен алгоритам за контрола на вибрациите на механичкиот систем, се постигнува поголема флексибилност и способност на контролерот да одговори на поширок спектар на побуди, а истовремено се постигнува и висока ефикасност во намалување на вибрациите.

1.2. МОТИВАЦИЈА И ЦЕЛИ НА ИСТРАЖУВАЊЕТО

Можностите за примена на активните системи во контрола на вибрациите, претставуваат голем инженерски и научен предизвик. Примарната цел на магистарската работа е реализација на теоретски и експериментални истражувања на ефикасноста во намалувањето на вибрациите на флексибилна механичка структура во облик на конзола со примена на адаптивен контролен алгоритам, електромагнетен актуатор и тензометарски ленти. За остварување на оваа цел потребен е интердисциплинарен пристап во кој се обработуваат тематика од повеќе области и тоа: изучување на појавата на вибрации кај еластичните механички структури, истражување на тензомерните ленти како сензори за определување на вибродинамичката состојба, истражување на електромагнетниот актуатор како актуатор за намалување на вибрациите на механичката структура, истражување на адаптивниот алгоритам и анализа како соодветен контролер за намалување на вибрациите и имплементација на програмскиот код на реален контролер.

Имплементацијата на тензомерните ленти како сензор за оценка на вибродинамичката состојба на механичката структура, подразбира изучување на принципот на работа на тензомерните ленти и воспоставување на врските со механичките деформации, мерните мостови, процесот на кондиционирање и процесирање на сигналот.

Примената на електромагнетниот актуатор за намалување на вибрациите кај еластичната механичка структура, ја наметнува потребата од стекнување на знаења на физичките појава околу појавата на Лоренцовата сила, односно воспоставување на математичките релации помеѓу генерирана сила, магнетното поле и течење на струја низ проводник.

Имплементирањето на адаптививен дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите кај механичката структура и имплементирање на програмскиот код на реален контролер, бара познавање на теоријата на линеарно дискретните системи и дигитално процесирање на сигналот.

За остварување на целите на магистарската работа и верификација на аналитичките и симулационите модели, изработен е целокупен интегриран систем составен од: еластична механичка конструкција во облик на конзола, мерни ленти од производителот НВМ-тип 6/120LY11, мерен систем и електромагнетен акуатор со соодветен драјвер. Контролна единица која се употреби за извршување на програмскиот код е реален контролер NI**s**RIO-9636 составен од *real-time processor* и *FPGA* платформа.

1.3. МЕТОДОЛОГИЈА И МЕТОДИ НА ИСТРАЖУВАЊЕТО

Методологијата која се употреби за остварување на целите предвидени во магистерската работа вклучува:

- преглед на истражувањата од достапните извори и анализа на литература;
- поставување на равенките за движење на систем со распределени параметри применети на конзола;
- поставување на врските помеѓу напонските деформации на конзола и електричните карактеристики на тензометарски ленти;
- изработка на мерен систем за определување на поместувањата на конзолата со примена на тензометарски ленти, вклучувајќи: мерен мост, кондиционер на сигналот и експериментална верификација на мерниот систем;
- дизајнирање на електромагнетниот актуатор, поставување на математичкиот модел, симулација и експериментална верификација;
- дизајн и изработка на реален интегрален систем;
- развивање на интегрален динамички модел помеѓу еластичната механичка структура и електромагнетниот актуатор, со примена на техниката за идентификација на системот;

- моделирање и симулација на динамичките модели во континуирано и дискретно време;
- дизајнирање на адаптивен дигитален филтер како контролер, симулација и анализа на добиените резултати;
- имплементација на контролниот алгоритам на NI sbRIO-9636;
- анализа на резултатите.

1.4. ПРИДОБИВКИ ОД ИСТРАЖУВАЊЕТО

Истражувањата во оваа магистарска работа дадоа јасна претстава и прилог во повеќе области кои се од интерес на магистарската работа.

Моделирањето и теоретската анализа на динамичкото однесување на механичкиот систем, со примена на Ојлер-Бернули теоријата за еластичност на линиски носачи дадоа јасна претстава на можноста за употребата на теоритските модели во реални апликации на контрола на вибрациите.

Со примената на тензомерните ленти како сензор за оценка вибродинамичката состојба на механичката структура, се воочија предностите, недостатоците и проблемите за решавање, а посебно од проблематика на процесирање и кондиционирање на сигналот.

Со математичкото моделирање, симулација и реална изведба на електромагнетниот актуатор, се даде прилог кон анализата на перформансите на електромагнетниот актуатор во интегриран мехатронички систем за контрола на вибрации.

Симулацијата и анализата на адаптивниот контролер во функција за намалување на вибрациите на еластичната механичка структура даде придонес кон можностите за примена на контролерот во реалните системи, а неговата имплементација на контролер во реално време ги истакна придобивките и ограничувањата при практичната реализација на контролерот во мехатронички систем со висока динамика.

Исто така, во рамките на магистарската работа извршена е компаративна анализа помеѓу добиените симулациони и експериментални резултати. Решавањето на зададените цели

во магистарската работа, претставува еден современ инженерски пристап, со кој се постигна висока ефикасност во намалувањето на вибрациите кај еластичната механичка структура.

2. ВИБРАЦИИ НА МЕХАНИЧКИ СИСТЕМИ

Секое осцилаторно движење на механички систем во однос на својата рамнотежна положба се нарекува вибрација, а системот кој врши такво движење се нарекува осцилаторен систем. При самата вибрација се врши постојана трансформација на кинетичка енергија во потенцијална енергија и обратно. Во реалноста секогаш постојат загуби поради триење или друг вид на отпор што најчесто претставува дисипативна енергија.

Вибрациите кај механичките системи според дејство на сила може да се поделат на: слободни вибрации-кога врз системот не дејствуваат надворешни сили, односно вибрациите зависат само од почетните иницијални услови и принудни вибрации - системот континуирано вибрира под дејство на надворешни сили. Според влијанието на отпорите, вибрациите може да се поделат на: непридушени вибрации - ако за време на осцилирањето нема загуба или потрошена енергија од триење или друг отпор и придушени вибрации - кога системот има загуба на енергија. Во зависност од однесувањето на компонентите на механичкиот систем, поделбата на вибрациите може да се направи на: линеарни вибрации кога сите основни компоненти на вибрационен систем се однесуваат линеарно и нелинеарни вибрации, ако некој од основните компоненти на механичкиот систем се однесуваат нелинеарно.

За опишување на динамика на линеарните системи се користат линеарни диференцијални равенки чии решенијата се добро познати. За опишување на нелинеарните системи се користат нелинеарни диференцијални равенки за кои не важи методот на суперпозиција и решенијата се многу посложени.

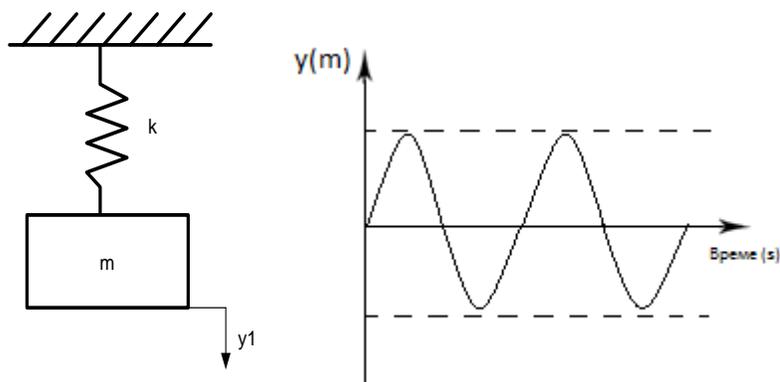
За да се разбере однесувањето на еден комплексен систем, од суштинско значење е да се разберат својствата и карактеристиките на наједноставените системи. Затоа во оваа глава објаснети се карактеристиките на наједноставен вибрационен систем со еден и два степени на

слобода. Со зголемување на степените на слобода, комплексноста и решенијата на математичкиот апарат се повеќе се усложнуваат.

Со примена на Ојлер-Бернули теоријата за еластичност на линиски носачи, извршено е аналитичкото моделирањето и теоретска анализа на динамичкото однесување на континуираниот механичкиот систем-конзола. За верификација на аналитичкиот модел извршени се експериментални истражувања и направена е компаративна анализа

2.1. СИСТЕМ СО ЕДЕН СТЕПЕН НА СЛОБОДА

Механички систем има еден степен на слобода доколку неговата положба во просторот може да се дефинира со една генерализирана координата. На слика 2.1.1 претставен е систем маса пружина кој врши слободни непридушени осцилации.



Слика 2.1.1: Систем со еден степен на слобода-непридушени осцилации

Со примена на вториот Њутнов закон на движење, диференцијалната равенка која го опишува движењето може да се постави како:

$$\ddot{y} + \frac{k}{m}y = 0 \quad (2.1.1)$$

каде:

- $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$ - се нарекува сопствена кружна фреквенција на системот, која зависи само од механичките карактеристики на системот, односно од масата и од крутоста на пружината.

- $T = \frac{2\pi}{\omega_n}$ [s] - претставува период или времето на извршување на една осцилација.
- $f = \frac{1}{T}$ [Hz] - претставува фреквенција, бројот на осцилации за време од една секунда.

Равенката (2.1.1) претставува хомогена диференцијална равенка од втор ред со константни коефициенти. Коефициентите m и k се ненегативни и се утврдуваат од статички експерименти. Општото решение претставува слободни непридушени хармонски осцилации и може да се напише како:

$$y(t) = C_1 \cos(\omega_n t) + C_2 \sin(\omega_n t) \quad (2.1.2)$$

Константите C_1 и C_2 се определуваат од почетните услови. За почетни услови:

$$t = 0 ; y(0) = y_0 ; \dot{y}(0) = \dot{y}_0$$

вредноста на константите е:

$$C_1 = y_0 ; C_2 = \frac{\dot{y}_0}{\omega_n}$$

од тука равенката (2.1.2) може да се запише како:

$$y(t) = y_0 \cos(\omega_n t) + \frac{\dot{y}_0}{\omega_n} \sin(\omega_n t) \quad (2.1.3)$$

или во облик:

$$y(t) = A \cos(\omega_n t - \varphi), \quad y(t) = A e^{(\omega_n t - \varphi)} \quad (2.1.4)$$

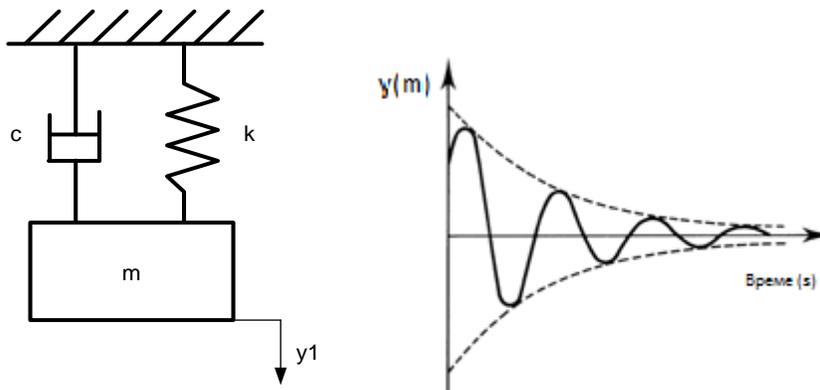
каде A претставува амплитудата на осцилациите, а φ фазниот агол и се дефинираат како:

$$A = \sqrt{y_0^2 + \frac{(\dot{y}_0 + y_0)^2}{\omega_n^2}} ; \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{\dot{y}_0}{\omega_n y_0} \quad (2.1.5)$$

Во реалноста секогаш постојат сили на триење и отпор кои предизвикуваат загуба на енергијата во системот. Со тек на време амплитудата на осцилации опаѓа се додека системот не престане да осцилира. Придушувањето е феномен кој во науката сеуште предизвикува голем интерес на истражување. Постојат повеќе ралични модели на придушување кои важат под одредени услови и претпоставки. Најпознати модели се Кулоновото и вискозното придушување. Како најприфатен модел е вискозното придушување кое претставува производ на брзината на движењето на системот и коефициентот c , кој се нарекува коефициент на линеарен вискозен отпор.

$$F_c = c \dot{y} \quad (2.1.6)$$

На слика 2.1.2 е претставен систем со еден степен на слобода кој врши слободни придушени осцилации.



Слика 2.1.2: Слободни придушени осцилации

Диференцијалната равенка која го опишува движењето на системот кој врши слободни придушени осцилации може да се запише како:

$$\ddot{y} + \frac{c}{m}\dot{y} + \frac{k}{m}y = 0 \quad (2.1.7)$$

Со помош на Лапласовата трансформација, диференцијалната равенка може да се запише како квадратна алгебарска равенка:

$$s^2 + \frac{c}{m}s + \frac{k}{m} = 0 \quad (2.1.8)$$

каде решенијата на корените се:

$$s_{1/2} = -\frac{c}{2m} \pm \sqrt{\frac{c^2}{4m^2} - \frac{k}{m}} \quad (2.1.9)$$

Општото решенија на диференцијалната равенката (2.1.7), може да запише во облик:

$$y(t) = C_1 e^{s_1 t} + C_2 e^{s_2 t} \quad (2.1.10)$$

каде C_1 и C_2 се произволни константи кои зависат од почетните услови на системот.

Во случај кога $\frac{c}{2m} = \sqrt{\frac{k}{m}}$ корените на равенката (2.1.8) се реални, негативни и еднакви меѓу себе. Системот нема да осцилира туку најбрзо што може ќе конвергира кон нулата. Во овој случај важи:

$$\frac{c}{2m} = \sqrt{\frac{k}{m}} \rightarrow c_{kr} = 2\sqrt{km} = 2m\omega_n \quad (2.1.11)$$

Изразот c_{kr} се вика критично придушување. Односот помеѓу коефициентот c и c_{kr} се нарекува коефициент на придушување и се запишува како $\xi = \frac{c}{c_{kr}}$, со замена во изразот (2.1.11) се добива изразот:

$$\xi\omega_n = \frac{c}{2m} \quad (2.1.12)$$

ако овој израз и изразот (2.1.11) се заменат во равенката (2.1.9), може да се запише:

$$s_{1/2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1} \quad (2.1.13)$$

Во случај кога $0 < \xi < 1$, тогаш за системот велиме дека има мало придушување или подкритично придушување. Во овој случај тогаш корените на равенката се комплексни:

$$s_{1/2} = \left(-\xi \pm i\sqrt{1 - \xi^2}\right)\omega_n \quad (2.1.14)$$

додека решението на равенката (2.1.8) може да се запише како:

$$y(t) = e^{-\xi\omega_n t} \left(C_1 e^{i\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t} + C_2 e^{-i\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t} \right) \quad (2.1.15)$$

Изразот $\omega_d = \sqrt{1 - \xi^2}\omega_n$ претставува нова придушена фреквенција. Конечното решение може да се запише како:

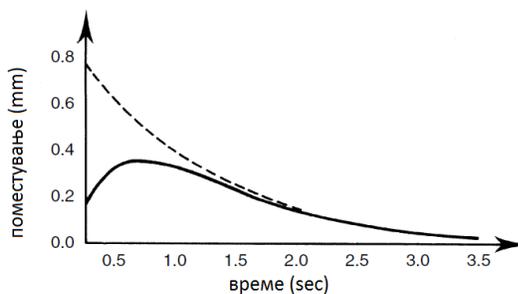
$$y(t) = e^{-\xi\omega_n t} (C_1 e^{i\omega_d t} + C_2 e^{-i\omega_d t}) \quad \text{или} \quad y(t) = A e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_d t + \alpha) \quad (2.1.16)$$

Изразот $e^{-\xi\omega_n T} = \ln \left[\frac{y(t)}{y(t+T)} \right]$ претставува логаритамскиот декремент и го покажува степенот на намалување на амплитудата на осцилирање за време од една осцилација.

Во случај кога $\xi > 1$, тогаш за системот велиме дека има големо придушување или надкритично придушување. Во овој случај корените на равенката се реални, негативни и различни помеѓу себе а движењето е аperiодично и амплитудата се намалува експоненцијално со текот на времето. Решението на равенката (2.1.8) е:

$$s_{1/2} = \left(-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_n \quad (2.1.17)$$

$$y(t) = e^{-\xi\omega_n t} (C_1 e^{\omega_d t} + C_2 e^{-\omega_d t}) \quad (2.1.18)$$



Слика 2.1.3: Надкритично придушен систем

Ако на системот делува хармонска побуѓа, тогаш системот ќе почне да осцилира со фреквенцијата на побуѓа. Равенката на движење може да ја запишеме како:

$$\ddot{y} + 2\xi\omega_n \dot{y} + \omega_n^2 y = \frac{F}{m} \sin\omega t \quad (2.1.19)$$

Равенката (2.1.19) претставува нехомогена линеарна равенка. Решението се состои од збир на хомогеното и партикуларното решение. Хомогеното решение е исто како и кај системите кои вршат слободни придушени осцилации, додека партикуларното решение е збир на две хармониски функции со периода еднаква на надворешната нарушувачка сила.

$$y(t) = C_1 \sin\omega t + C_2 \cos\omega t = A \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.1.20)$$

каде A е амплитуда, ω е принудна фреквенција и φ е фазен агол. Со определување на првиот и вториот извод на решението и неговата замена во равенката (2.1.19) се определуваат интеграционите константи C_1 и C_2 како:

$$C_1 = \frac{F}{m} \frac{\omega_n^2 - \omega^2}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega^2} \quad \text{и} \quad C_2 = -\frac{F}{m} \frac{2\xi\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega^2} \quad (2.1.21)$$

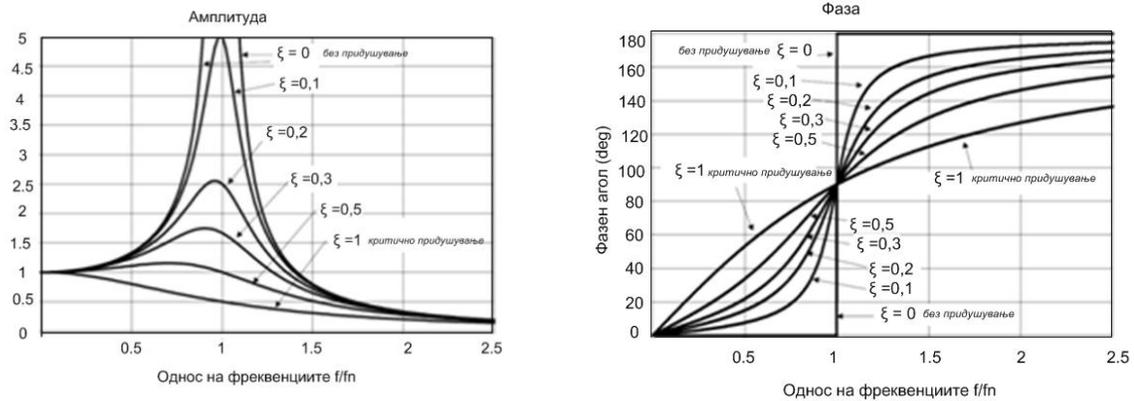
додека големината на амплитудата и фазниот агол се:

$$A = \sqrt{C_1^2 + C_2^2} = \frac{F}{m} \frac{1}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega^2}} \quad \text{и} \quad \text{tg}\varphi = -\frac{C_2}{C_1} = \frac{2\xi\omega}{\omega_n^2 - \omega^2} \quad (2.1.22)$$

Динамичкиот коефициент на нарушување k_d прикажува за колку пати амплитудата се зголемува за различен однос помеѓу природната фреквенцијата и побудната фреквенција за различни вредности на коефициентот на придушување.

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega^2}} \quad (2.1.23)$$

На слика 2.1.4 прикажан е график на динамичкиот коефициент и фазниот агол за различен однос на ω_n/ω и ξ .

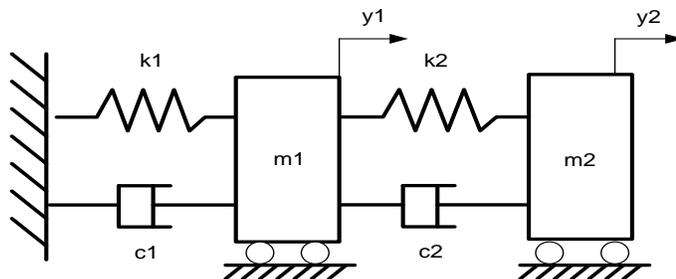


Слика 2.1.4: Амплитуда и фаза во функција од односот ω/ω_n

Од слика 2.1.4 се забележува дека со приближување на фреквенцијата на надворешната побуда со вредноста на природната фреквенција на системот, настанува значително зголемување на k_d , односно на амплитудата. За вредност $\Omega/\omega_n \approx 1$ системот влегува во резонанса. Резонансата има акумулациона природа. Теоретски за вредност на $\xi = 0$, амплитудата ќе се зголемува до бесконечност.

2.2. СИСТЕМ СО ДВА СТЕПЕНИ НА СЛОБОДА

Кај овие системи има потреба од две независни координати за да се опише нивното движење. Најчесто се претставени со две осцилаторни маси, пружини и придушувачи. На слика 2.2.1 е претставен еден систем со два степени на слобода.



Слика 2.2.1: Систем со два степени на слобода

Диференцијалните равенки кои го опишуваат движењето на системот се:

$$m_1 \ddot{y}_1 + c_1 \dot{y}_1 + k_1 y_1 + c_2 (\dot{y}_1 - \dot{y}_2) + k_2 (y_1 - y_2) = 0 \quad (2.2.1)$$

$$m_2 \ddot{y}_2 + c_2 (\dot{y}_2 - \dot{y}_1) + k_2 (y_2 - y_1) = 0 \quad (2.2.2)$$

или

$$m_1 \ddot{y}_1 + (c_1 + c_2) \dot{y}_1 + (k_1 + k_2) y_1 - c_2 \dot{y}_2 - k_2 y_2 = 0$$

$$m_2 \ddot{y}_2 + c_2 \dot{y}_2 + k_2 y_2 - c_2 \dot{y}_1 - k_2 y_1 = 0$$

Решенијата на диференцијалните равенки (2.2.1) и (2.2.2) се претпоставуваат дека се од експоненцијален облик:

$$y_{1(t)} = A_1 e^{st} \quad (2.2.3)$$

$$y_{2(t)} = A_2 e^{st} \quad (2.2.4)$$

Со определување на првиот и вториот извод на равенките (2.2.3) и (2.2.4) и нивна замена во равенките (2.2.1) и (2.2.2) се добива системот од алгебарски равенки:

$$A_1 [m_1 s^2 + (c_1 + c_2)s + k_1 + k_2] - A_2 (c_2 s + k_2) = 0 \quad (2.2.5)$$

$$A_2 (m_2 s^2 + c_2 s + k_2) - A_1 (c_2 s + k_2) = 0 \quad (2.2.6)$$

Системот има решение кога главната детерминанта има вредност нула:

$$\det = \begin{vmatrix} [m_1 s^2 + (c_1 + c_2)s + k_1 + k_2] & -(c_2 s + k_2) \\ -(c_2 s + k_2) & (m_2 s^2 + c_2 s + k_2) \end{vmatrix} = 0 \quad (2.2.7)$$

Со решавање на детерминантата се добива карактеристичната равенка на системот

$$(m_1 m_2 + m_1 c_2) s^4 + (c_1 m_2 + m_2 c_2) s^3 + (2k_1 m_2 + m_2 k_2 + c_1 c_2) s^2 + (c_2 k_1 + k_2 c_1) s + k_1 k_2 = 0 \quad (2.2.8)$$

каде решението на корените s_1, s_2, s_3 и s_4 се:

$$s_{1/2} = \left(-\xi_1 \pm \sqrt{\xi_1^2 - 1} \right) \omega_{n_1} \quad \text{и} \quad s_{3/4} = \left(-\xi_2 \pm \sqrt{\xi_2^2 - 1} \right) \omega_{n_2} \quad (2.2.9)$$

Ако корените се заменат во претпоставените решенија (2.2.3) и (2.2.4) се добива одзивот на системот:

$$y_{1(t)} = C_{11} e^{s_1 t} + C_{12} e^{s_2 t} + C_{13} e^{s_3 t} + C_{14} e^{s_4 t} \quad (2.2.10)$$

$$y_{2(t)} = C_{21}e^{s_1 t} + C_{22}e^{s_2 t} + C_{23}e^{s_3 t} + C_{24}e^{s_4 t} \quad (2.2.11)$$

Со замена на корените (2.2.9) во равенките (2.2.10) и (2.2.11) и со примена на Ојлеровата формула, равенките може да ги запишеме како:

$$y_{1(t)} = e^{-\xi_1 \omega_{n_1} t} (C_{11} \cos \omega_{d_1} t + C_{12} \sin \omega_{d_1} t) + e^{-\xi_2 \omega_{n_2} t} (C_{13} \cos \omega_{d_2} t + C_{14} \sin \omega_{d_2} t) \quad (2.2.12)$$

$$y_{2(t)} = e^{-\xi_1 \omega_{n_1} t} (C_{21} \cos \omega_{d_1} t + C_{22} \sin \omega_{d_1} t) + e^{-\xi_2 \omega_{n_2} t} (C_{23} \cos \omega_{d_2} t + C_{24} \sin \omega_{d_2} t) \quad (2.2.13)$$

Коефициентите $C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}$ и $C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}$ зависат од почетните услови на системот. Од равенките може да заклучиме дека системот со два степени на слобода има две природни фреквенции. Ако корените се реални и негативни, тогаш отпорите во системот се многу големи и системот врши придушено аperiодично движење. Во случај корените да се комплексни конјугирани, тогаш системот ќе врши придушено осцилаторно движење. Ако на системот делува сила на една од масите, тогаш системот ќе врши принудни осцилации.

2.3. КОНТИНУИРАНИ СИСТЕМИ

Механичките системи или структури кои имаат континуирано распределена маса се викаат континуирани системи. Кај континуираните системи теоретски имаме бесконечно многу степени на слобода. Математичкиот апарат за опишување на динамиката на еластичните структури се парцијални диференцијални равенки со променливи коефициенти. Аналитичко решение на динамиката е можно само за едноставни случаеви, каде се воведени апроксимации за хомогеност на материјалот и константен напречен пресек по должината на профилот, со што се преминува во парцијални диференцијални равенки со константни коефициенти. Решенијата на диференцијалните равенки ги претставуваат сопствените фреквенции на системот и модовите на осцилирање на еластичната структура. Најчесто користени методи кои се користат за моделирање на континуирани системи се: теоријата на Ојлер-Бернули, теоријата на Тимошенко, Рајн-Ритц методот.

Теоријата на Ојлер-Бернули ја зема во предвид енергијата од свиткување на структурата и кинетичката енергија од трансверзалното поместување на носачот. Диференцијалната равенка на движење на еден континуиран линиски носач според теоријата на Ојлер-Бернули е дадена со математичката зависност:

$$EI_y \frac{\partial^4 y(x,t)}{\partial x^4} = f(x,t) - \rho A \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} \quad (2.3.1)$$

каде изразите:

- $\rho A \left(\frac{\partial y(x,t)}{\partial t} \right)^2$ - е кинетичката енергија
- $EI_y \left(\frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial x^2} \right)^2$ - е потенцијната енергија
- $f(x,t)$ - е побуда

При анализа на слободни вибрации, членот на побудата $f(x,t)$ може да се изостави, и равенката (2.3.1) го добива обликот:

$$EI \frac{\partial^4 y(x,t)}{\partial x^4} = -\rho A \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} \quad (2.3.2)$$

Последниот облик на парцијалната диференцијална равенка се решава со раздвојување на променливите:

$$y(x,t) = Y(x)T(t) \quad (2.3.3)$$

Функцијата $Y(x)$ зависи само од координата x , додека функцијата $T(t)$ зависи само од времето t . Со замена на диференцијалите на равенката (2.3.3) во равенката (2.3.2) се добиваат две обични диференцијални равенки:

$$Y^{iv} - \frac{\omega^2}{c^2} Y = 0 \quad (2.3.4)$$

$$\ddot{T} + \omega^2 T = 0 \quad (2.3.5)$$

Општото решение на равенката (2.3.4) која се нарекува и карактеристична равенка, зависи само од координата x и го има обликот:

$$Y(x) = A \sin(\beta x) + B \cos(\beta x) + C \sinh(\beta x) + D \cosh(\beta x) \quad (2.3.6)$$

Се воведува нова променлива β која се вика бранов број и таа е еднаква на:

$$\beta^4 = \frac{\omega^2}{c^2} = \omega^2 \frac{\rho A}{EI} \quad (2.3.7)$$

каде ω е природна фреквенција на системот.

Константите A, B, C, D се определуваат од граничните услови на линискиот носачот. Карактеристичната равенка има бесконечно многу решенија кои претставуваат модови на осцилирање на структурата, додека корените на карактеристичната равенка ги претставуваат

сопствените фреквенции. Диференцијалната равенка (2.3.5) ја дава динамиката на носачот во зависност од времето. Општото решение е од обликот:

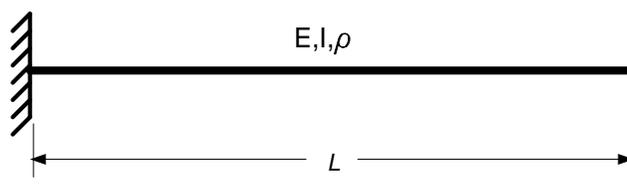
$$T_i(t) = A_i \cos \omega_i t + B_i \sin \omega_i t \quad (2.3.8)$$

каде што константите A_i и B_i (за $i=1, \dots, \infty$) се определуваат од почетните услови на системот, почетно поместување на носачот $y(x,0)$, и почетна брзина $\frac{\partial y}{\partial t}(x,0)$. Законот за движење на линискиот носач во зависност од координата x и од времето t е даден со:

$$y(x,t) = \sum_{i=1}^{\infty} T_i(t) Y_i(x) \quad (2.3.9)$$

2.4. ВИБРАЦИИ КАЈ КОНЗОЛА

На сликата 2.4.1 претставен е континуиран линиски носач-конзола, приклучена на едниот крај, додека на другиот крај е слободна.



Слика 2.4.1: Конзола

За прикажаниот носач диференцијалната равенка која го опишува движење е:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + \frac{EI}{\rho A} \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} = 0 \quad (2.4.1)$$

Претпоставеното решение е во облик:

$$y(x,t) = Y(x) \sin(\omega t) \quad (2.4.2)$$

каде парцијалните изводи се:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = Y(x)(-\omega^2) \sin(\omega t) \quad (2.4.3)$$

$$\frac{\partial^4 y}{\partial x^4} = \frac{\partial^4 Y}{\partial x^4} \sin(\omega t) \quad (2.4.4)$$

со вметнување на парцијалните изводи (2.4.3) и (2.4.4) во равенката (2.4.1) се добива:

$$\frac{\partial^4 Y}{\partial x^4} - \omega^2 \frac{\rho A}{EI} Y \quad (2.4.5)$$

се воведува нова константа: $\beta^4 = \omega^2 \frac{\rho A}{EI}$, при што се добива:

$$\frac{\partial^4 Y}{\partial x^4} - \beta^4 Y = 0 \quad (2.4.6)$$

со што се елеминира променливата по време. Општото решение се претпоставува во форма:

$$Y(x) = A \sin \beta x + B \cos \beta x + C \sinh \beta x + D \cosh \beta x \quad (2.4.7)$$

Константите A, B, C, D се определуваат од граничните услови за конзола, а тоа се:

- кај вклетувањето ($x = 0$), наклонот и отклонот се еднакви на нула:

$$y_{(0)} = A \cos(0) + B \sin(0) + C \cosh(0) + D \sinh(0) = A + C = 0 \quad (2.4.8)$$

$$\frac{\partial y}{\partial x_{(0)}} = \beta(-A \sin(0) + B \cos(0) + C \sinh(0) + D \cosh(0)) = \beta(B + D) = 0 \quad (2.4.9)$$

- на крајот на конзолата ($x = l$), моментот на свиткување и силата на смолкнување се еднаква на нула:

$$\frac{M}{EI(l)} = \frac{\partial^2 y}{\partial x^2(l)} = \beta^2(-A \cos(\beta l) - B \sin(\beta l) + C \cosh(\beta l) + D \sinh(\beta l)) = 0 \quad (2.4.10)$$

$$\frac{F}{EI(l)} = \frac{\partial^3 y}{\partial x^3(l)} = \beta^3(A \sin(\beta l) - B \cos(\beta l) + C \sinh(\beta l) + D \cosh(\beta l)) = 0 \quad (2.4.11)$$

Со вметнување на условите добиени во равенките (2.4.8) и (2.4.9), во равенките (2.4.10) и (2.4.11) се добива систем на равенки со две непознати, кои во матрична форма може да ги запишеме како:

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta l) + \cosh(\beta l) & \sin(\beta l) + \sinh(\beta l) \\ -\sin(\beta l) + \sinh(\beta l) & \cos(\beta l) + \cosh(\beta l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4.12)$$

За нетривијално решение детерминатата на равенката (2.4.12) треба да е еднаква на нула. Со решавање на детерминатата се добива фреквентната равенка на конзолата која има бесконечно многу решенија.

$$\cosh \beta l \cos \beta l = -1 \quad (2.4.13)$$

Првите пет решенија дадени се во следната табелата:

Табела 2.4.1: Вредности на βl за конзола

i	$\beta_i l$
1	1.87510107
2	4.69409113
3	7.85475744
4	10.99554073
5	14.13716839
N	$(2i-1) \pi / 2$

Од равенката (2.4.12) може да се изведе односот помеѓу коефициентите C и D како:

$$\frac{D}{C} = - \frac{\cosh(\beta l) + \cos(\beta l)}{\sinh(\beta l) + \sin(\beta l)} \quad (2.4.14)$$

Во следната табела дадени се соодносот помеѓу D/C за првите 4 модови.

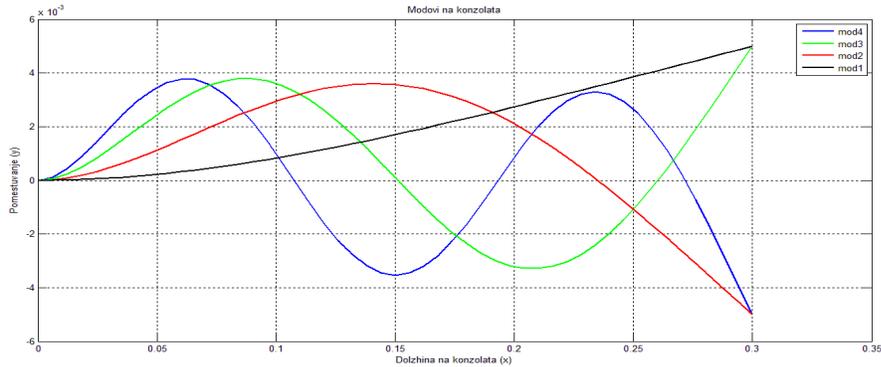
Табела 2.2: Вредности на соодносот на D/C за првите четири мода

i	$\beta_i l$	D/C
1	1.875104	$C_i \times 0.7341$
2	4.494091	$C_i \times 1.018$
3	7.854757	$C_i \times 0.9992$
4	10.99554	$C_i \times 1$

Со комбинирање на равенките (2.4.10), (2.4.11) и (2.4.14) во равенката (2.4.7) се добива решението кое ги претставува формите на осцилирање на конзолата.

$$Y_{(x)_i} = C_i [(\cosh \beta_i x - \cos \beta_i x) + \left(\frac{D}{C}\right)_i (\sinh \beta_i x - \cosh \beta_i x)] \quad (2.4.15)$$

Според овој израз може да се заклучи дека кај ваквите континуирани системи постојат бесконечно фреквенции и модови на осцилирање. На слика 2.4.2 прикажани се првите четири форми на осцилирање на конзолата која е од интерес на истражувања во оваа магистарска работа.



Слика: 2.4.2: Првите 4 мода на осцилирање на конзола

Точките на кои поместувањето на конзолата е нула при вибрации на некој мод се викаат нодални точки. При осцилирање на конзолата во втор мод, нодална точка се појавува на должина $x = l * 0.7835$, при осцилирање во трет мод нодални точки се на растојание $x_1 = l * 0.5035$ и $x_2 = l * 0.8677$, каде l претставува должина на конзолата.

Од равенката (2.4.16) може да се пресметаат сопствените фреквенции на конзолата за секој мод посебно.

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{(\beta_i l)^2}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho A}} \quad (2.4.16)$$

каде L е должина, E е Јунгов модул на еластичност, ρ е густина и A е пресек на конзолата. Во табела 2.5.2 дадени се вредностите добиени за првите 4 сопствени фреквенции по експериментален и аналитички пат. Треба да се напомене дека експериментално измерените вредности се всушност придушени сопствени фреквенции, но за мали вредности на коефициентот на придушување, тие се приближно исти со непридушените сопствени фреквенции.

Табела 2.5.2: Експериментално и аналитички вредности за првите 4 фреквенции

I	Аналитички пресметани вредности		Експериментални измерени вредности	
	$\omega_{n_i} (rad^{-1})$	$f_i (Hz)$	$\omega_{n_i} (rad^{-1})$	$f_i (Hz)$
1	3240	9.06	3269	8.9
2	127322	56.79	120729	55.3
3	998431	159.03	937486	154.1
4	$3.8 \cdot 10^6$	311.644	$3.7 \cdot 10^6$	307.5

2.5. ПОЕДНОСТАВЕН АНАЛИТИЧКИ МОДЕЛ НА ДИНАМИКАТА НА КОНЗОЛА

За да се направи математички модел на физичкиот систем потребно е диференцијална равенка која прецизно ќе ни го одреди динамичкото однесувањето на системот. Бидејќи конзолата претставува континуиран систем со безконечно степени на слобода, практично и невозможно е да се моделира таков систем. Во практиката се изведува редуциран модел кој доволно прецизно ќе ја опишува динамиката на конзолата. Во текот на истражувањето, заклучено е дека доминантно однесувањето на динамиката на конзолата игра улога првиот мод на осцилирање. Поради овие причини, одлучено е да се изведе редуциран модел само за првиот мод на конзолата. Редуцираниот модел се изведува на тој начин што сметаме дека имаме концентрирана маса на крајот на конзолата, при што поставуваме еквивалентна диференцијана равенка која веродостојно ќе го опише движењето на првиот мод на конзолата на таа локација. За да се изведе редуциран модел потребни се еквивалентна: маса, крутост и придрушување:

$$m_{ekv}\ddot{y} + c_{ekv}\dot{y} + k_{ekv}y \text{ или } \ddot{y} + 2\xi\omega_n\dot{y} + \omega_n^2y = 0 \quad (2.5.1)$$

каде:

$$2\xi\omega_n = \frac{c_{ekv}}{m_{ekv}} \text{ и } \omega_n^2 = \frac{k_{ekv}}{m_{ekv}} \quad (2.5.2)$$

Параметрите на конзолата која е предмет на истражување во магистарскиот труд се дадени во следната табела:

Табела 2.5.1: Параметри на конзолата

Параметар	Вредност
Должина - l	0.3 m
Широчина - b	0.026 m
Висина - h	0.001 m
Пресек - A	$0.26 * 10^{-4} \text{ m}^2$
Отпорен момент на инерција - I	$2.16 * 10^{-12} \text{ m}^4$
Модул на еластичност - E	$2 * 10^{11} \text{ N/m}^2$
Густина - ρ	7850 Kg/m^3
Маса на конзолата - m	0.061 Kg
Маса/должина - ρ	0.203 Kg/m

Еквивалентната крутост за првиот мод на конзолата е параметар кој може лесно да се пресмета аналитички. Равенката за пресметувањето на отклонот на конзолата под дејство на сила на крајот на конзолата е изведена во глава 3.1 и е претставена како:

$$y(x) = \frac{Fx^2(3l-x)}{6EI_x} \quad (2.5.3)$$

за вредност $x = l$, максималниот отклон на крајот на конзолата е:

$$y_{(max)} = \frac{Fl^3}{3EI_x} \quad (2.5.4)$$

еквивалентната крутост ќе биде :

$$K_{ek} = \frac{F}{y} \Rightarrow K_{ek} = \frac{3EI}{l^3} \quad (2.5.5)$$

каде E е Јунгов модул на еластичност, I е аксијален момент на инерција и l е должина на конзолата. Ако се заменат вредностите од табела 2.5.1, вредноста на еквивалентната крутост е:

$$K_{ek} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 10^{11} \cdot 2.1 \cdot 10^{-12}}{0.3^3} = 46.66 \text{ N/m} \quad (2.5.6)$$

Еквивалентната маса за првиот мод може да се пресмета преку кинетичката енергија на конзолата при вибрација во првиот мод, односно таа е еднаква на:

$$E_k = \frac{1}{2} \int_0^l \frac{m}{l} (\dot{y}(x))^2 dx \quad (2.5.7)$$

Функцијата на трансферзалната брзината $\dot{y}(x)$ може да се изрази преку функцијата на отклонот. Со комбинирање на равенката (2.5.2) и равенката (2.5.3) отклонот на конзолата може да се изрази како:

$$y(x) = \frac{y_{(max)} x^2 (3l-x)}{2 l^3} \quad (2.5.8)$$

аналогно за брзината може да се запише:

$$\dot{y}(x) = \frac{\dot{y}_{(max)} x^2 (3l-x)}{2 l^3} \quad (2.5.9)$$

Ако оваа равенка се замени во равенката (2.5.7), тогаш кинетичка енергија при осцилација на конзолата во првиот мод може да се претстави како:

$$E_k = \frac{1}{2} \frac{m}{l} \left(\frac{\dot{y}_{(max)}}{2 l^3} \right)^2 \int_0^l (3x^2 l - x^3)^2 dx \quad (2.5.10)$$

каде решението на интегралот е:

$$E_k = \frac{1}{2} \frac{33}{140} m \dot{y}_{(\max)}^2 \quad (2.5.11)$$

Еквивалентната маса претставува изразот:

$$m_{ekv} = \frac{33}{140} m \quad (2.5.12)$$

или:

$$m_{ekv} = \frac{33}{140} \rho \cdot l \cdot b \cdot h \quad (2.5.13)$$

каде ρ е специфична густина на материјалот, l е должина, b е широчина и h е висина на конзолата. Ако овие вредности ги замениме од табела 2.5.1 ќе ја добиеме вредноста на еквивалентната маса:

$$m_{ekv} = \frac{33}{140} \cdot 7850 \cdot 0.3 \cdot 0.026 \cdot 0.001 = 0.0144 \text{ Kg} \quad (2.5.14)$$

Еквивалентната маса може да се потврди преку врската на природната фреквенција на првиот мод со еквивалентната крутост:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{K_{ekv}}{m_{ekv}}} \quad (2.5.15)$$

односно еквивалентната маса ќе биде:

$$m_{ekv} = \frac{K_{ekv}}{\omega^2} = \frac{46.66}{56.54^2} = 0.0145 \text{ (Kg)} \quad (2.5.16)$$

Коефициентот на придушувањето за првиот мод на осцилации на конзолата може да се пресмета како логаритамски декремент на одност помеѓу амплитудата $y(t)$ и амплитудата за определен број на периоди $y(t + nT)$.

$$\xi = \frac{1}{2\pi n} \ln \left[\frac{y(t)}{y(t+nT)} \right] \quad (2.5.17)$$

каде $y(t)$ е почетната амплитуда на мерење, а $y(t + nT)$ е големината на амплитудата после n периоди на осцилации. Во случај кога $y(t + nT)$ е половина од $y(t)$, изразот може да се запише како:

$$\xi = \frac{0.11}{n_{50\%}} \quad (2.5.18)$$

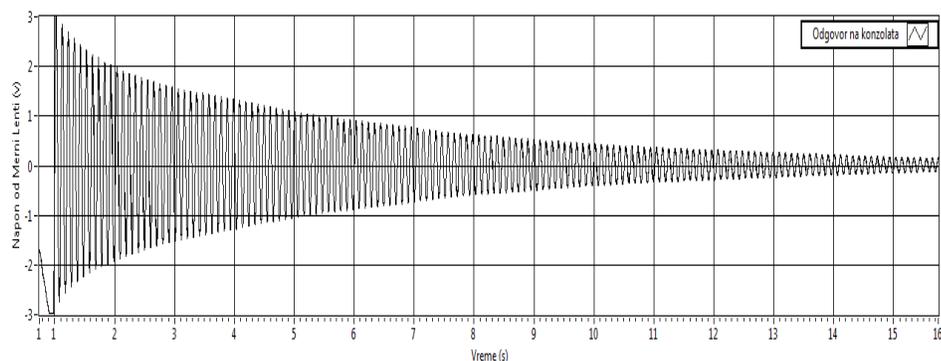
каде $n_{50\%}$ е бројот на периоди за кој $y(t + nT)$ е половина од $y(t)$. На слика 2.5.1 прикажан е график од експерименталните мерења на одговор на конзолата при иницијален отклон од 5 cm. Може да се заклучи дека времето за кое вредноста на $y(t + nT)$ е половина од

$y(t)$ е приближно еднаква на 3 секунди. Број на период може да се пресмета како производ помеѓу времето и f_1 - сопствената фреквенција на првиот мод:

$$n_{50\%} = 3 \cdot 8.9 = 26.7 \quad (2.5.19)$$

Од тука може да се пресмета коефициентот на придрушување како:

$$\xi = \frac{0.11}{26.7} = 0.004 \quad (2.5.20)$$



Слика 2.5.1: Експериментални резултати на одговор на конзолата при иницијален отклон од 5cm

Коефициентот на вискозното придрушување може да се пресмета според релацијата:

$$c_{ekv} = 2\xi\omega_n m_{ekv} \quad (2.5.21)$$

со замена на вредностите се добива:

$$c_{ekv} = 2 \cdot 0.004 \cdot 56.06 \cdot 0.0144 = 0.006458 \quad Ns/m \quad (2.5.22)$$

Во следната табела дадени се пресметаните параметрите со кои може да се постави еквивалентната диференцијалната равенка:

Табела 2.5.1: Параметри за диференцијалната равенка

Параметар	Вредност
m_{ekv}	0.0144 Kg
k_{ekv}	46.66 N/m
c_{ekv}	0.006458 Ns/m
ω_n	56.06 rad ⁻¹
ξ	0.004

Односно со нивна замена во изразот (2.5.1), диференцијалната равенка може да го добие конечниот израз како:

$$0.0144\ddot{y} + 0.006458\dot{y} + 46.66 = 0 \quad (2.5.23)$$

$$\text{или} \quad \ddot{y} + 0.4484\dot{y} + 3240 = 0 \quad (2.5.24)$$

3. МЕРНИ ЛЕНТИ КАКО СЕНЗОР ЗА МЕРЕЊЕ НА ПОМЕСТУВАЊАТА НА КОНЗОЛАТА

Во оваа глава претставен е мерниот систем со кој се мерат поместувањата на конзолата. Во него спаѓаат: мерните ленти, мерниот мост, кондиционирање и процесирање на сигнал.

Прецизноста, повторливоста, лесната достапност и ниската цена, ги прави тензометарските ленти долго време едни од примарните претворувачи за мерење на притисок, сила, момент, поместување, вибрации и напонските состојби кај механичките структури.

Предноста на употребата на тензометарските ленти за мерење на поместувањата на конзолата се незначителната маса која се додава на конструкцијата, голем фреквентен опсег, едноставно и брзо инсталирање, непостоење на движечки делови, многу мал хистерезис и т.н.

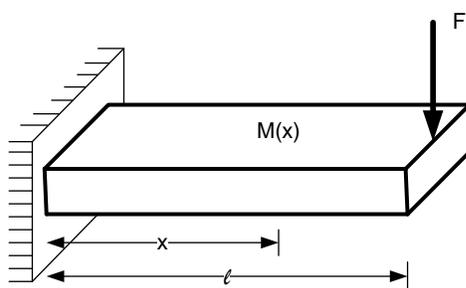
Мерните ленти ја претставуваат врската помеѓу механичките деформации-(елонгација или компресија) и електричниот отпор. Затоа првенствено во оваа глава претставени се врските помеѓу механичките деформациите кои се случуваат на конзолата при дејство на сила на крајот на конзолата, а потоа и промената на отпорот кај мерните ленти во зависност од овие деформации. За мерење на промената на отпорот од мерните ленти претставен е мерниот мост во комбинација со 3 жици.

Напонските сигнали добиени од тензометарските ленти се во ранг од неколку милivolти, со што се повлекува неопходноста од дополнително засилување, прилагодување и кондиционирање на сигналот. Одтука се наметнува потребата од детална анализа на проблематиката за засилување, филтрирање, изолација и линеаризација на сигналот со цел да може правилно да се применат тензометарските ленти како сензори за оцена на вибродинамичката состојба на механичките структури.

3.1. ВРСКИ ПОМЕГУ НАПОН, ДЕФОРМАЦИИ И ПОМЕСТУВАЊА КАЈ КОНЗОЛА

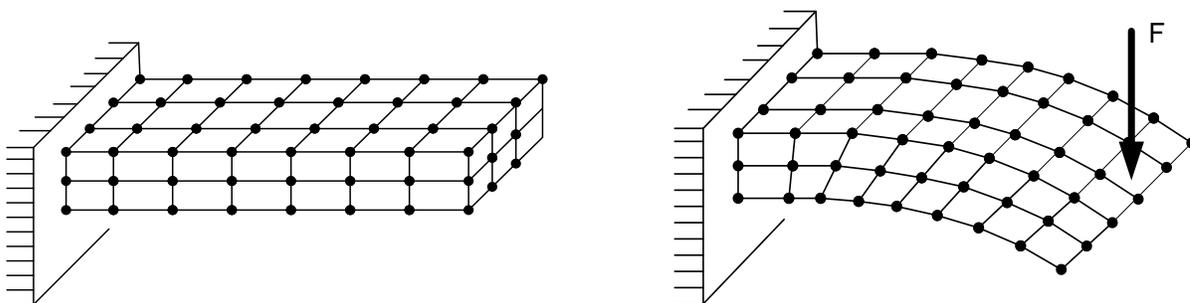
На конзолата претставена на слика 3.1.1, силата F дејствува на растојание l и предизвикува момент на свиткување $M(x)$. Распределбата на моментот по должината на конзолата може да се претстави со функцијата (3.1.1).

$$M(x) = F(l - x) \quad (3.1.1)$$



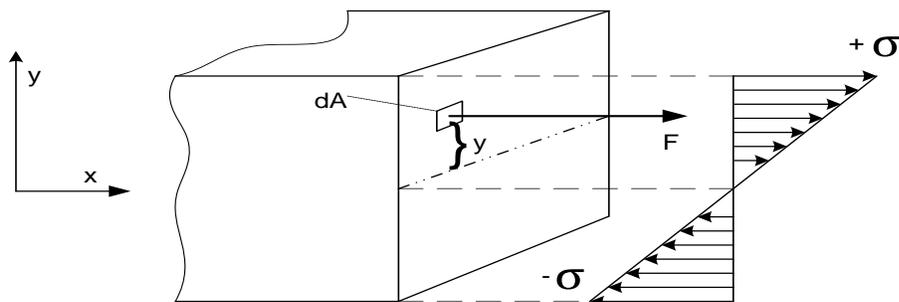
Слика 3.1.1: Распределба на моментот по должина на конзолата

Моментот $M(x)$ ја свиткува конзолата, при тоа горните влакна на конзолата се издолжуваат, додека долните влакна се збиваат, слика 3.1.2.



Слика 3.1.2: Деформации кај конзола

Линијата која поминува низ самото тежиште и нема да ја промени својата должина се нарекува еластична линија. Нормалниот напон по должината на еластичната линија е еднаков на нула. Распределбата на нормалниот напонот во зависност од растојанието од еластичната линија до горните и долните влакна на конзолата прикажан е на слика 3.1.3.



Слика 3.1.3: Распределба на напонот по висината на напречниот пресек

Зависноста на нормалниот напон може да се претстави со математичкиот израз:

$$\sigma = \frac{M}{I} y \quad (3.1.2)$$

каде M е момент на свиткување, y е растојание од еластичната линија до горните или долни влакна на конзолата и I е материјален момент на инерција на напречниот пресек. За конзола со правоаголен напречен пресек, I изнесува:

$$I = \frac{bh^3}{12} \quad (3.1.3)$$

каде b е широчина на конзолата, а h е висина на конзолата. Максималниот напон ќе биде најголем кај најодалечените влакна од еластичната линија:

$$\sigma_{max} = \frac{M}{I} y_{max} \quad (3.1.4)$$

каде растојанието y_{max} ќе биде половина од висината на напречниот пресек:

$$y_{max} = \frac{h}{2} \quad (3.1.5)$$

Ако се заменат изразите (3.1.1), (3.1.3) и (3.1.5) во равенката (3.1.4), ќе се добие распределбата на нормалниот напонот по должината на конзолата на најодалечените влакна од еластичната линија:

$$\sigma_{(x)} = \frac{6F(l-x)}{bh^2} \quad (3.1.6)$$

Во област на еластичност на материјалите, важи Хуковиот закон:

$$\sigma = E \varepsilon \quad (3.1.7)$$

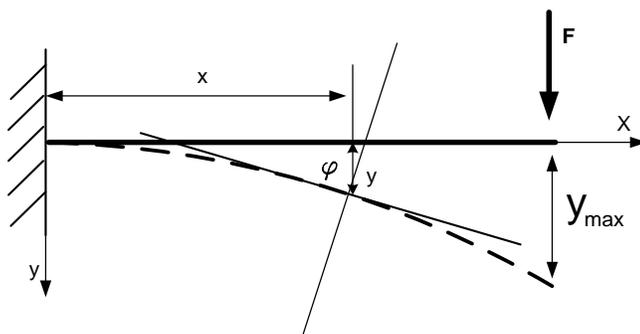
каде E е Јунгов модул на еластичност на материјалот и ε е релативно издолжување.

Со замена на овој израз во равенката (3.1.6), може да се определи издолжување на конзолата на било кое растојание x :

$$\varepsilon(x) = \frac{6F(l-x)}{Ebh^2} \quad (3.1.8)$$

Од изразот (3.1.8) се заклучува дека издолжувањата ќе бидат поголеми колку е растојание x е помало, односно издолжувањата ќе бидат најголеми кај вкештувањето на конзолата. Деформациите кои се појавуваат кај конзолата оптоварена со сила F се нарекуваат отклон и наклон при што:

- Отклон y - е растојание помеѓу произволна точка на недеформираната оска на носечкиот елемент и истата таа точка на деформираниот елемент.
- Наклонот φ - е аголот што го заклопува тангентата на кривата во одредена точка со првобитната недеформирана оска, односно тоа е аголот за кој се завртува напречниот пресек после деформирањето.



Слика 3.1.4: Отклон и наклон кај конзола

Општата диференцијална равенка, со чие решавање се добиваат деформациите го има следниот обликот:

$$\frac{y''}{(1+y'^2)^{3/2}} = -\frac{M(x)}{EI} \quad (3.1.9)$$

каде што е $y' = \frac{dy}{dx}$ и $y'' = \frac{d^2y}{dx^2}$

Во техничката практика, дозволените отклони треба да бидат помали од 2% од распонот на носачот, што значи дека по големина се многу мали. Нивните квадрати што се јавуваат во диференцијалната равенка се уште помали и се занемарливи големини, така што, земајќи го ова во предвид се доаѓа до упростена диференцијална равенка на еластична линија од облик на:

$$y'' = -\frac{M(x)}{EI} \quad (3.1.10)$$

Со комбинирање на равенката (3.1.1) во равенката (3.1.10), диференцијалната равенка ќе го добие обликот:

$$y''(x) = -\frac{F(l-x)}{EI} \quad (3.1.11)$$

Со методот на двојна интеграција, може да се определат отклонот и наклонот на конзолата. Со првата интеграција се добива општата равенка за наклоните на конзолата:

$$y'(x) = -\frac{1}{EI} \int F(l-x) dx \quad (3.1.12)$$

$$y'(x) = -\frac{Fx(2l-x)}{2EI} + C_1 \quad (3.1.13)$$

Со втората интеграција се добива општата равенка за отклоните на конзолата:

$$y(x) = -\frac{1}{EI} \int \left(Flx - \frac{Fx^2}{2} + C_1 \right) dx \quad (3.1.14)$$

$$y(x) = -\frac{Fx^2(3l-x)}{6EI} + C_1x + C_2 \quad (3.1.15)$$

Интеграционите константи C_1 и C_2 се добиваат од почетните условите. За почетни услови $y'(x) = 0$ и $y(x) = 0$ констатите $C_1 = 0$ и $C_2 = 0$. Во овој случај равенките (3.1.13) и (3.1.15) може да се запишат:

$$y'(x) = -\frac{Fx(2l-x)}{2EI} \quad (3.1.16)$$

$$y(x) = -\frac{Fx^2(3l-x)}{6EI} \quad (3.1.17)$$

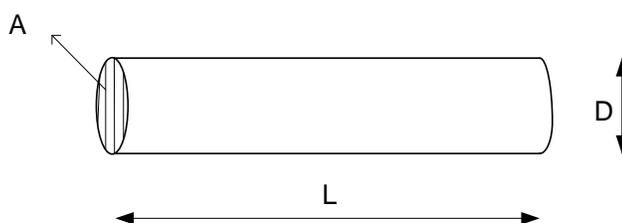
Равенката (3.1.17) ги определува поместувањата на конзолата за било кое растојание x , при дејство на сила F на крајот на конзолата. Максималниот отклон на конзолата ќе биде за растојание $x=l$, односно на крајот на конзолата, при што се добива изразот:

$$y_{(max)} = -\frac{Fl^3}{3EI} \quad (3.1.18)$$

3.2. МЕРНИ ЛЕНТИ

Мерните ленти претставуваат сензор со кој се мери механичкото издолжување на материјалите. Тоа може да биде позитивно (елонгација) или негативно (компресија). На денешниот пазар постојат повеќе видови на мерни ленти и тоа: оптички, капацитивни, полупроводнички и отпорнички мерни ленти.

Фундаментално за разбирање на начинот на функционирање на отпорничките мерни ленти се влијанијата на електричната проводливост кај проводник. Електричната отпорност R на парче од даден материјал зависи од неговиот напречен пресек, должина и специфична проводливост на материјалот и е даден со равенка (3.2.1).

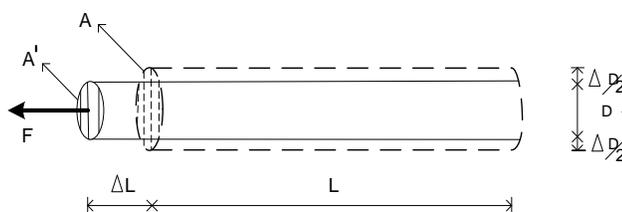


Слика 3.2.1: Напречен пресек на дадено парче од проводен материјал

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3.2.1)$$

каде R е електричен отпор (отпорност), l е должина, A е напречен пресек и ρ - специфична отпорност на проводниот материјал.

По дејство на сила F проводниот материјал од неговата првобитна должина l ќе се издолжи за Δl , додека првобитниот напречен пресек A ќе се намали за ΔA . Со промена на овие два параметри, според релацијата (3.2.1) електричниот отпор на материјалот ќе се промени за ΔR . Од тука следи врската помеѓу механичкото издолжување и промена на електричниот отпор.



Слика 3.2.2: Промена на димензии на проводниот материјал при негово издолжување

Како втор важен параметар кој има големо влијание на електричниот отпор на проводниците е температурата. Нејзиното влијание е поврзано со специфичната отпорност на

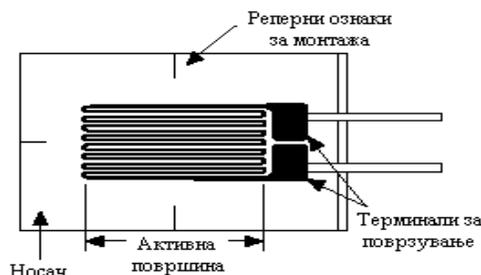
проводниот материјал. За мали промени на температурата се врши линеарна апроксимација дадена со равенката:

$$\rho(T) = \rho_{(T_0)}(1 + \alpha[T - T_0]) \quad (3.2.2)$$

каде T_0 е референтна температура, T е температура од интерес, $\rho_{(T_0)}$ е специфична отпорност на референтната температура и α е температурен коефициент на материјалот.

3.2.1. СТРУКТУРА НА МЕРНИТЕ ЛЕНТИ

Структурата на мерната лента може да се подели на: активна мерна површина (решетка), носач и терминали за поврзување како што е прикажано на сликата 3.2.3.



Слика 3.2.3: Структура на мерна лента

Активната мерна површина е површина на која се мери издолжувањето на тест примерокот. Направена е од тенка жица во облик на решетка со што се добива поголема осетливост, односно за исто издолжување на активната површина се добива поголема промена на отпорот ΔR . Дебелината на жицата изнесува околу 25 μm . Материјалите кој се користат за изработка на решетката најчесто се легури од Бакар-Никел и легури од Никел-Хром. Најчесто употребувана легура е Constantan (легура на Бакар 55% и Никел 45%). Во табела 3.1.1 дадени се некој од основните карактеристики на легурата Constantan.

Табела 3.1.1: Карактеристики на легурата Constantan

Карактеристики на легура Constantan	
Спесифична отпорност	$\rho = 500 \text{ n}\Omega\text{m}$
Температурен коефициент	$\alpha = 0.000\,008 \text{ } 1/^\circ\text{C}$
Модул на еластичност	$E = 162 \text{ GPa}$
Паусонов коефициент	$\mu = 0.33$

Еластичното подрачје на активната површина се движи помеѓу границите од 3% до 5%. Номиналната отпорност кај повеќето мерни ленти е 120 Ω , 350 Ω или 1000 Ω , но може да има и други вредности.

Задача на носачот е квалитетно да ги пренесе деформациите и да обезбеди електрична изолација помеѓу активната површина и мерниот примерок. Тој се карактеризира со мал модул на еластичност и добри електрични изолациони својства. Најчесто употребувани материјали за негова изработка се: полиамид, епоксид, стаклени влакна и др. На носачот обележани се реперни линии чија цел е да помогнат за правилна оријентација на мерната лента при монтажата.

Терминалите се локации каде се поврзува мерната лента со проводниците кои го пренесуваат сигналот до мерната опрема. Може да бидат само како лемни точки или да има продолжени приклучоци кои најчесто се изработуваат од сребро.

3.2.2. ФАКТОР НА МЕРНАТА ЛЕНТА

Факторот на мерната лента ја дава врската помеѓу релативното издолжување на мерната лента и релативната промена на отпорот.

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} = 1 + 2\mu + \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta L/L} \quad (3.2.3)$$

каде $\Delta R/R$ е релативна промена на електричната отпорност на мерната лента, $\Delta\rho/\rho$ е релативна промена на специфичната отпорност, $\Delta L/L$ е релативна промена на должина на мерната лента, ε е релативно издолжување и μ е паусоновиот коефициент.

Од равенката (3.2.3) може да се изведе апсолутната промена на отпорот на мерната лента како:

$$\Delta R = GF \cdot R \cdot \varepsilon \quad (3.2.4)$$

Номиналната отпорност R и факторот GF на мерната лента делуваат како засилувач, односно колку се овие вредности поголеми, толку е поголема осетливоста на мерната лента. Факторот на мерната лента ја дава производителот и тој најчесто за повеќето мерни ленти се движи помеѓу границите од 2 до 4.

3.2.3. САМОЗАГРЕВАЊЕ

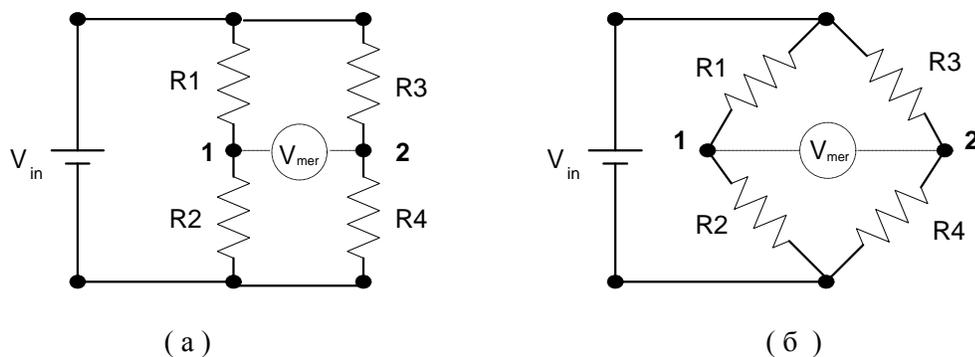
При протекување на електрична струја низ отпорник се предизвикуваат Џулови загуби, кои преминуваат во топлина.

$$P = R \cdot I^2 \quad J/s \quad (3.2.5)$$

Џуловите загуби предизвикуваат промена на отпорот на мерната лента. Овие промени на отпорот резултираат со грешка во мерењето. Еден од начините за да се спречи поголемо нараснувањето на топлината е да се користи семплирано време на мерење или големината на струјата што тече низ мерната лента да биде со што помали вредности. Семплирано мерење преставува земање на мерен примерок во точно определено време (време на семплирање). На овој начин времето на течење на струјата низ мерната лента е многу кратко и затоа нараснувањето на топлината е многу мало. Струјата која тече низ мерната лента е определена од возбудиот напон и се движи во редот од неколку милиампери. Нараснувањето на топлината кај мерната лента зависи и од видот на материјалот на кој се врши тестирање и на кој е таа поставена, односно колку е тој способен побрзо да ја оддава топлината.

3.3. МЕРНИ МОСТОВИ

Винстоновиот мост е една од најупотребуваните мерни техники за определување на отпорноста на отпорничките сензори. На слика 3.3.1 се прикажани две идентични шеми за Винстонов мост.



Слика 3.3.1: Винстонов мост

Напонот V_{mer} ќе биде еднаков на потенцијалната разлика помеѓу потенцијалот во точка 1 (V_1) и потенцијалот во точката 2 (V_2) во мостот.

$$V_{mer} = V_2 - V_1 \quad (3.3.1)$$

каде:

$$V_1 = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{и} \quad V_2 = V_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.3.2)$$

Според релацијата (3.3.1), мерниот напон V_{mer} ќе биде:

$$V_{mer} = V_{in} \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (3.3.3)$$

Во случај кога сите отпорници се еднакви помеѓу себе: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, може да се запише:

$$V_1 = \frac{V_{in}}{2} \quad \text{и} \quad V_2 = \frac{V_{in}}{2} \quad (3.3.4)$$

односно потенцијалната разлика помеѓу точката 1 (V_1) и потенцијалот во точката 2 (V_2) ќе биде $0 V$.

$$V_{mer} = V_2 - V_1 = 0 \quad (3.3.5)$$

или кога е исполнет условот:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0 \quad (3.3.6)$$

односно:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (3.3.7)$$

Во овој случај се вели дека мостот е балансиран, односно точката 1 и точката 2 се наоѓаат на ист потенцијал. При промена на отпорноста на еден од отпорниците во мостот, ќе се појави разлика во потенцијалите помеѓу точките 1 и 2, тогаш мерниот напон V_{mer} ќе биде различен од $0V$. Ова е една од најважните карактеристики на Винстоновиот мост со што се овозможува детектирање на многу мали промени на отпорот.

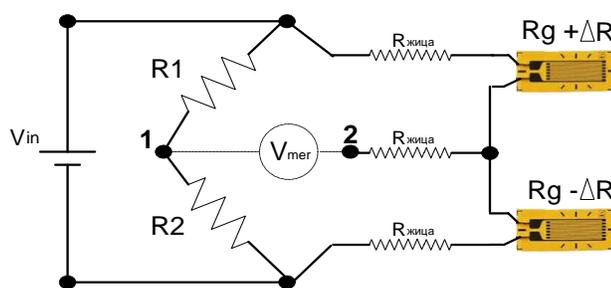
3.3.1. КОНФИГУРАЦИЈА ПОЛОВИНА МОСТ СО ТРИ ЖИЦИ

Под конфигурација половина мост (слика 3.3.2), отпорниците R_3 и R_4 се заменуваат со мерни ленти:

$$R_3 = R_4 = R_g \quad (3.3.8)$$

каде R_g е номиналниот отпор на мерната лента. Мерните ленти се поставени на тој начин кога едната мерната лента при напрегање ја зголемува својата отпорност за $+\Delta R$, другата мерна лента при истото напрегање ја намалува својата отпорност за $-\Delta R$. На овој начин се зголемува осетливоста на мостот и се поништуваат влијанијата од температурата, односно се врши температурна компензација.

Во практиката мерните ленти се наоѓаат на определена дистанца од аквизиционата опрема. Должината на жиците како и начинот на поврзување може значително да влијаат врз точноста на мерењето. Во конфигурацијата со три жици, се носат вкупно три жици до мерните ленти. Две од жиците служат за носење на возбудиот напон до мерните ленти. Третата жица популарно се нарекува "sense" и преку неа се врши мерењето. Таа е поврзана помеѓу двете мерни ленти и мерната опрема.



Слика 3.3.2: Конфигурација на половина мост со три жици

Ако во релацијата (3.3.3) се додадат влијанијата од отпорот на жиците и промената на отпорот што се случува во мерните ленти при напрегање, мерениот напон V_{mer} може да се претстави како:

$$V_{mer} = V_{in} \left[\frac{R_g + R_{жица} - \Delta R}{R_g + R_{жица} + \Delta R + R_g + R_{жица} - \Delta R} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (3.3.9)$$

Во случај ако $R_1 = R_2 = R_g$ може да се запише:

$$\frac{V_{mer}}{V_{in}} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R_g \left(1 + \frac{R_{жица}}{R_g} \right)} \quad (3.3.10)$$

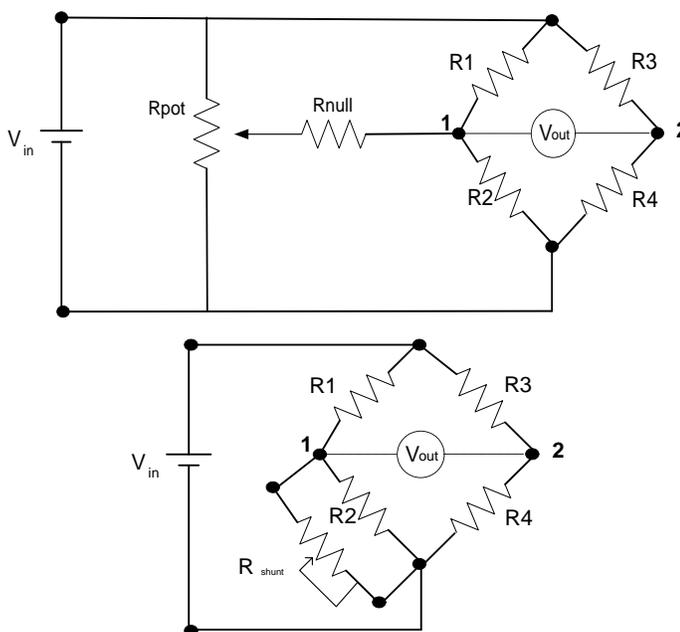
Со замена на изразот (3.2.2) во изразот (3.3.10) се добива релацијата помеѓу мерениот напон V_{mer} и издолжувањата на мерните ленти ε :

$$\frac{V_{mer}}{V_{in}} = -\frac{1}{2} \frac{GF \varepsilon}{\left(1 + \frac{R_{жица}}{R_g} \right)} \quad (3.3.11)$$

Иако во оваа конфигурација отпорот од жиците е подеднаков во двете гранки, влијанието на отпорот на жиците не се компензира целосно, туку влијае на факторот на мерната лента. За прецизни мерења ова треба да се земе во предвид, посебно ако се употребуваат долги жици каде отпорот од жиците е значителен. На пример за отпорот на жица од 1Ω и мерна лента со номинален отпор од 120Ω , мерената вредност ќе биде за 0.8% поголема.

3.3.3. УРАМНОТЕЖУВАЊЕ НА МОСТОТ

Промената на отпорот на мерните ленти при нивното оптеретување се движи во милиоми, додека мерениот напон V_{mer} од мостот се движи во границите од неколку милivolти. За понатамошно процесирање на сигналот и добивање на максимална резолуција, потребно е тој да се засили во ранкот на аналогниот дигитален конвертор (АДК). Поради неидеална симетричност во мостот, скоро секогаш се појавува почетен иницијален напон. Ако иницијалниот напон е доволно голем, при неговото засилување може значително да го намали оперативниот опсег на АДК или да излезе од неговиот ранг. Затоа е потребно да се изврши урамнотежување на мостот во кој почетниот иницијален напон ќе се постави на нула. Урамнотежување на мостот најчесто се прави со додавање на потенциометар или шунт отпорник во мерниот мост со цел да се исполни условот (3.3.7).



Слика 3.3.3: Урамнотежување на мостот

Во современите дата аквизициони системи постојат прилагодливи дигитални прецизни отпорници, кои софтверски може да се прилагодуваат и на тој начин да се изврши урамнотежување на мостот.

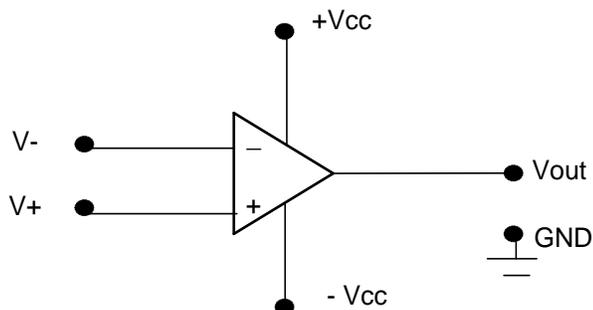
Софтверска компензација на иницијалниот напон може да се прави само во случај кога може да се делува во програмскиот код и ако е тој доволно мал. Најпрвин се мери почетниот иницијален напон и потоа се одзема од мерениот напон. На овој начин брзо и без дополнителни манипулации во мостот може да се компензира иницијалниот напон. Но треба да се забележи дека иницијалниот напон реално постои во мостот и може да го намали факторот на засилување на сигналот.

3.4. КОНДИЦИОНИРАЊЕ НА СИГНАЛОТ

Сигналите кој се продуцираат од сензорите најчесто не се веднаш соодветни за аквизиција. Под кондиционирање на сигналот се подразбира прилагодување на сигналот од сензорот соодветен за негово понатамошно процесирање. Под кондиционирање спаѓа: засилување, филтрирање, изолација, линеаризација на сигналот и т.н.

3.4.1. ЗАСИЛУВАЊЕ НА СИГНАЛОТ

Бидејќи апсолутната промена на излезниот напон ΔV_{mer} од мостот е во ранг од неколку милivolти, неопходно е сигналот да се засили за да се овозможи негово понатамошно процесирање. Засилувањето се врши со операциски засилувач (ОПЗ), слика 3.4.1.



Слика 3.4.1: Операциски засилувач

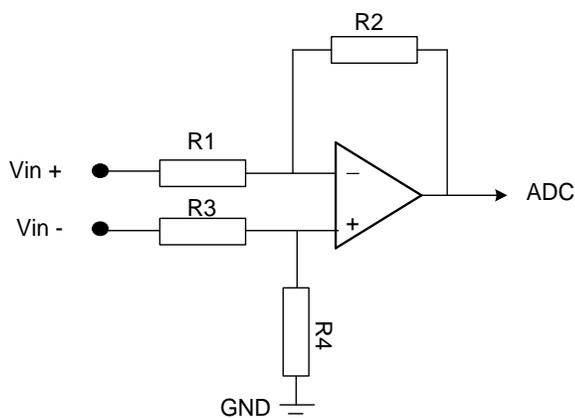
Карактеристики на идеален операциски засилувач се:

- Симетрични влезови.
- Влезна струја еднаква на 0, односно импедансите на влезовите V_- и V_+ се бесконечни.
- Излезна импеданса еднаква на 0.
- Факторот на засилување е бесконечен за сите фреквенции.

Операциските засилувачи се карактеризираат со инвертирачки влез V_- и неинвертирачки влез V_+ . Засилениот сигнал не може да биде поголем од самото напојување на операцискиот засилувач. Операциските засилувачи може да се поврзуваат во повеќе комбинации како: диференцијален засилувач, неинвертирачки засилувач и инвертирачки засилувач.

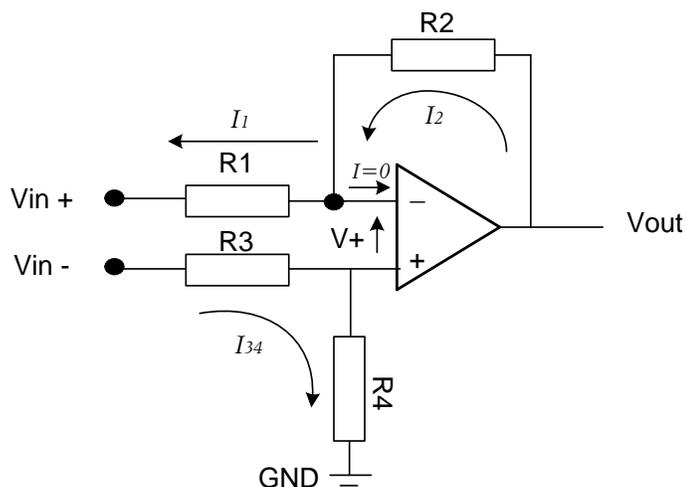
3.4.2. ДИФЕРЕНЦИЈАЛЕН ЗАСИЛУВАЧ

На слика 3.4.2 е даден шематски приказ на операциски диференцијален засилувач.



Слика 3.4.2: Диференцијален операциски засилувач

Факторот на засилување кај диференцијалниот засилувач се добива со решавање на струите кои течат, како што е прикажано на сликата 3.4.3.



Слика 3.4.3: Деференцијален засилувач

На почетокот се поставува виртуелен спој помеѓу влезовите V_+ и V_- . Бидејќи влезната импеданса на операцискиот засилувач е многу голема, струите кои влегуваат во операцискиот засилувач се приближно 0, односно може да се запише:

$$I_1 = I_2 \quad (3.4.1)$$

каде струјата I_1 е еднаква на:

$$I_1 = \frac{V_+ - V_{in-}}{R_1} \quad (3.4.2)$$

додека струјата I_2 е еднаква на:

$$I_2 = \frac{V_{out} - V_+}{R_2} \quad (3.4.3)$$

ако ги замениме струите I_1 и I_2 во равенката (3.4.1), ќе се добие изразот:

$$\frac{V_+ - V_{in-}}{R_1} = \frac{V_{out} - V_+}{R_2} \quad (3.4.4)$$

од тука следи:

$$V_{out} = V_+ \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_{in-} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.4.5)$$

за V_+ може да се запише:

$$V_+ = V_{in+} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (3.4.6)$$

ако се замени V_+ во равенката (3.4.5), ќе се добие изразот:

$$V_{out} = V_{in+} \left(\frac{R_4}{R_3+R_4} \right) \left(\frac{R_1+R_2}{R_1} \right) - V_{in-} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.4.7)$$

ПОД УСЛОВ :

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.4.8)$$

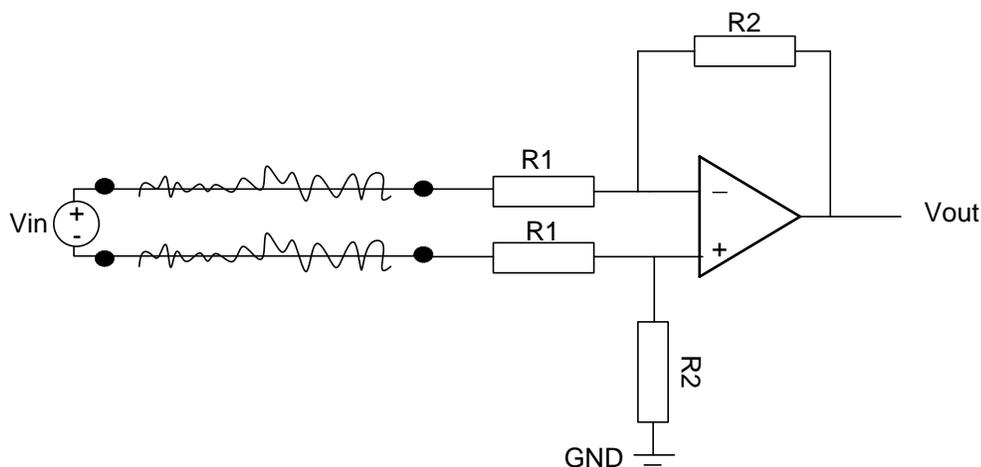
засилениот сигнал ќе го добие изразот:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.4.9)$$

Факторот на засилување е претставен со изразот:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.4.10)$$

Диференцијалниот засилувач е погоден за засилување на многу мали сигнали во рангот на мили волти. Ваквите мали сигнали многу лесно се контаминираат со пречки кои можат да бидат и поголеми од самиот сигнал кој е од интерес при мерењето. Диференцијалниот засилувач е првата бариера за отстранување на овие пречки и подобрување на односот сигнал/шум. На сликата 3.4.4 прикажано е засилување на сигнал кој е контаминиран со пречки.



Слика 3.4.4: Диференцијален засилувач - отстранување на пречки

Најчесто должината на двата проводника и околината низ кој поминуваат жиците е идентична. Тоа значи дека во двата проводника ќе се индуцира ист напон со ист поларитет. Ако овој напон се обележи со ∇U , равенката на засилувањето на диференцијалниот ОП засилувач може да се запише како:

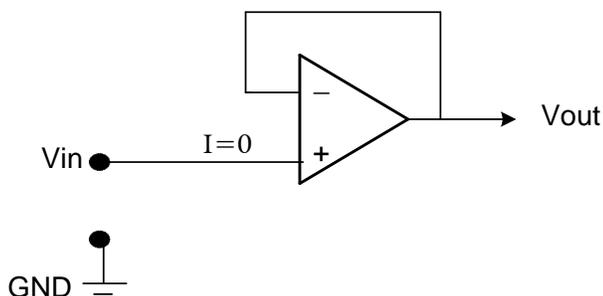
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \left((V_{in+} + \nabla U) - (V_{in-} + \nabla U) \right) \quad (3.4.11)$$

Поради карактеристиката на инвертирачкиот влез, индуцираниот напон кој се појавува во двата проводника, после засилувањето ќе се поништи.

3.4.3. НАПОНСКИ СЛЕДИТЕЛ

На слика 3.4.5 прикажан е операциски засилувач во конфигурација на напонски следител. На овој начин излезниот напон ќе биде еднаков на влезниот напон, односно излезниот напон ќе го следи влезниот напон. Ова коло поради својата голема импеданса се користи за да се елиминира влијанието на мерната опрема врз мерното место.

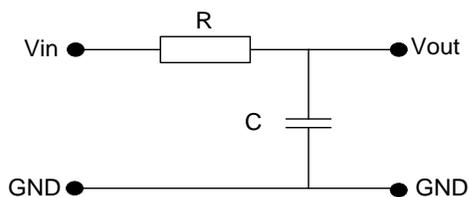
$$V_{out} = V_{in} \quad (3.4.12)$$



Слика 3.4.5: Напонски следител

3.4.4. ФИЛТРИРАЊЕ НА СИГНАЛОТ

Во реалната околина постојат најразлични електрични уреди кои функционираат на мрежен напон со фреквенција од 50 Hz. Овие сигнали и нивните хармоници претставуваат главен извор на пречки. За нивно отстранување, пред процесот на аквизиција се поставува ниско фреквентен пропусен филтер, слика 3.4.6.



Слика 3.4.6: Нискофреквентен пропусен филтер

Зависноста помеѓу влезниот напон V_{in} и напонот V_{out} може да се претстави како :

$$V_{out} = V_{in} \frac{1/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3.4.13)$$

каде R претставува отпорност на отпорник, додека изразот:

$$x_c = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.4.14)$$

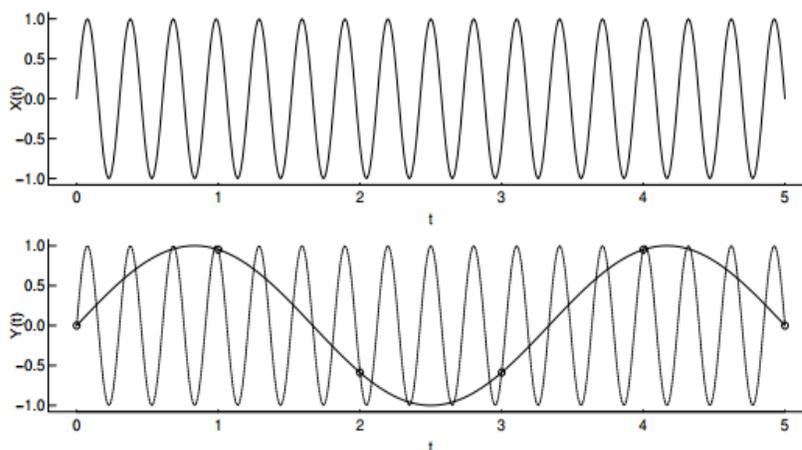
претставува отпорноста на кондензаторот (реактанса) која директно зависи од фреквенцијата на сигналот. Преносната функција на филтерот може да се запише како:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{j\omega CR + 1} \quad (3.4.15)$$

или ако се замени комплексната променлива $j\omega$ со Лапласовиот оператор s како:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{sCR + 1} \quad (3.4.16)$$

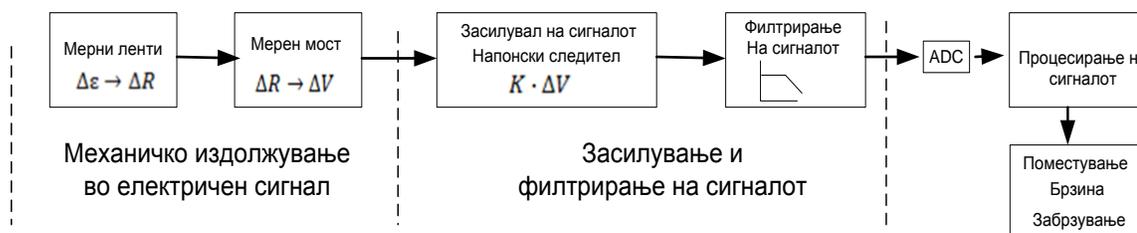
Врз прецизноста на мерениот сигналот, значајна улога игра брзината на семплирање. Според Никвистовиот критериум, за целосна реконструкција на сигналот потребно е брзината на семплирање да биде најмалку два пати поголема од највисоката фреквенција која е од интерес при мерењето. Ако во сигналот се појавуваат сигнали кои имаат повисоки фреквенции од Никвистовата фреквенција, при нивната реконструкција ќе се појават како сигнали со пониска фреквенција кои практично не постојат (слика 3.4.7). За да се спречи оваа појава мора да се постави така наречен "Aliasing" филтер кој има иста градба како нископропусниот филтер.



Слика 3.4.6: Преклопување на сигналите.

3.5. СИСТЕМ ЗА МЕРЕЊЕ НА ПОМЕСТУВАЊАТА НА КОНЗОЛАТА

На слика 3.5.1 прикажан е блок дијаграмот на системот за мерење на поместувањата на конзолата.



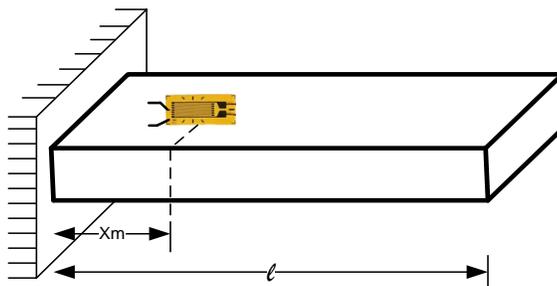
Слика 3.5.1 : Блок дијаграм на мерниот систем

Системот може да се подели на 3 сегменти. Првиот сегмент претставуваат мерните ленти во комбинација со половина мост. Во овој дел механичкото издолжување се преобразува во електричен сигнал. Мерниот мост го сочинуваат: два отпорника од 100Ω и две активни мерни ленти. Користените мерни ленти се од производителот НВМ-тип 6/120LY11 и нејзините спецификации се дадени во следната табела.

Табела 3.5.1: Спецификации на мерна лента тип НВМ-6/120LY11

Материјал на мерната решетката	Константан
Димензии на мерната решетка	0.6 mm x 1 mm
Материјал на носачот	Полиамид
Димензии на носачот	5 mm x 3.2 mm
Номинална отпорност	$120 \Omega \pm 0.35 \%$
Фактор на мерната лента	$2.06 \pm 1 \%$
Максимална елонгација	$\mu\text{m/m } 50.000 (5\%)$
Тем. компезација за челик α	$10.8 \times 10^{-6} (1/K)$

До мостот се носи стабилизирани диференциален напон $V_{in} \pm 1.2V$. Ова овозможува течење на многу мали струји, а со тоа се намалуваат влијанијата од самозагревање на мерните ленти. Од математичкиот израз (3.1.8) се заклучува дека напонските напрегања и издолжувања се најголеми кај вкleshтувањето на конзолата. Поради овие причини и зголемената осетливост, мерните ленти се поставени на растојание $x_m=30\text{mm}$ од вкleshтувањето на конзолата, слика 3.5.2



Слика 3.5.2: Место на поставеност на мерните ленти

Со комбинирање на равенката 3.1.8 и равенката 3.1.17 се добива равенката 3.5.1 со која се определуваат поместувањата за било која локација x на конзолата, во зависност од мереното издолжување на локација x_m .

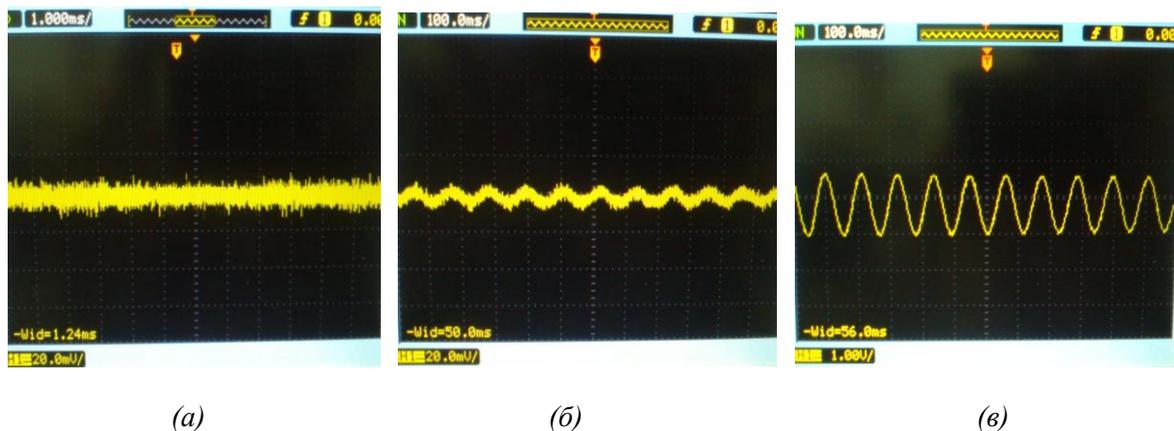
$$y(x) = -\varepsilon(x_m) \frac{x^2(3l-x)}{3h(l-x_m)} \quad (3.5.1)$$

Со комбинирање на (3.3.11) во (3.5.1), може да се изразат поместувањата на конзолата во однос на мерениот напон V_{mer} од мостот:

$$y(x) = -\frac{V_{mer}}{V_{in}} \frac{2x^2(3l-x)}{3hGF(l-x_m)} \quad (3.5.2)$$

каде V_{in} е возбудниот напон на мостот, h е висина на конзолата, GF е фактор на мерната лента, l е должина на конзолата, x е растојанието на кое се мери поместувањето на конзолата и x_m е растојанието на кое се поставени мерните ленти. Бидејќи должината на жиците кои се користат во експериментот се многу кратки, односно отпорот $R_{жица}$ е многу мал, терминот $1 + \frac{R_{жица}}{R}$ од (3.3.11) е изоставен.

Очекуваните максимални поместувања на крајот на конзолата се движат помеѓу границите од $\pm 15\text{mm}$. Според релацијата (3.5.2), мерениот напон од мостот V_{mer} ќе се движи помеѓу границите од $\pm 0.55\text{ mV}$. Како аквизициона опрема се користи NIRio9636 кој содржи 16 битен АДК со ранг од $\pm 10\text{ V}$. Поради овие причини сигналот мора да се засили повеќе илјадници пати. На овој начин се зголемува резолуција и се подобрува односот сигнал/шум. На слика 3.5.3 прикажан е вкупниот процес во кондиционирање на сигналот во временски домен на осцилоскоп.



Слика 3.5.3: Кондиционирање на сигналот прикажан на осцилоскоп

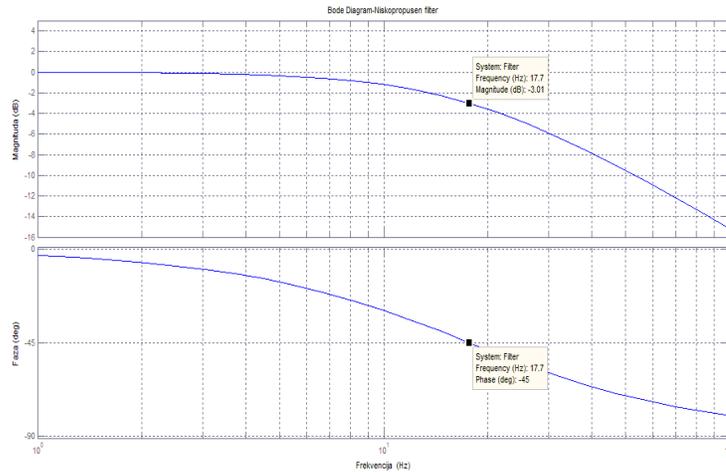
На слика 3.5.3.(а) прикажан е реалниот сигнал од мостот, кога конзолата слободно осцилира со нејзината прва сопствена фреквенција од 9Hz. Се забележува дека пречките кои се појавуваат во сигналот се повеќекратно поголеми од сигналот на интерес и се движат помеѓу граници од ± 10 mV. Прв степен за отстранување на овие пречки е диференцијалниот засилувач. На слика 3.5.3 (б) прикажан е сигналот засилен со диференцијалниот засилувач за 47 пати, со што се забележува значително подобрување на односот сигнал/шум. За понатамошно засилување на сигналот се користат два инвертирачки засилувачи, со фактор на засилување од 47 и 5. Како последен чекор во кондиционирањето на сигналот е нископропусниот филтер. На слика 3.5.3 (в) прикажан е филтрираниот сигнал со вкупно засилување од 11045 пати. Нископропусниот филтер ги остранива сигналите со повисоки фреквенции како и можноста за појава на преклопување на сигналите спомнати во глава 3.4.4 За граничната фреквенција на филтерот е одбрана два пати поголема од првата сопствена фреквенција на конзолата, односно 18 Hz. Граничната фреквенција може да се пресмета според изразот:

$$f_{cut} = \frac{1}{2\pi RC} = 18 \text{ Hz} \quad (3.5.3)$$

Како стандардни вредности за отпорникот и кондензаторот избрани се $R=900 \text{ } \Omega$ и $C=10 \text{ } \mu\text{F}$, при што се добива гранична фреквенција од 17.7 Hz. При оваа фреквенција амплитудата на излезниот сигнал во однос на амплитудата на влезниот сигнал ќе биде намалена за -3db, додека фазното каснење ќе биде -45° . Со замена на вредностите за кондензаторот и отпорникот во (3.4.16), преносната функција за филтерот може да се запише како:

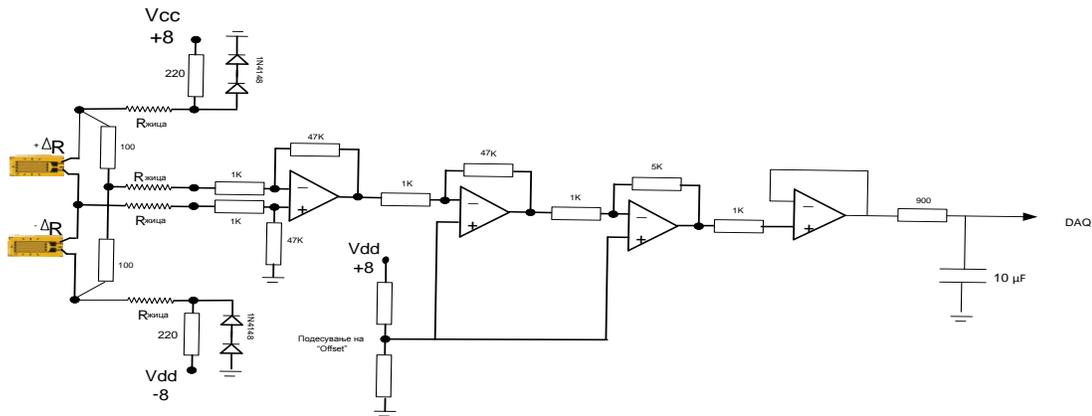
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{0,009s+1} \quad (3.5.4)$$

На слика 3.5.3 прикажан е Бод дијаграм од прикажаната преносна функција на филтерот. Од дијаграмот се забележува зависноста помеѓу фреквенцијата на влезниот сигнал и амплитуда и фазата на излезниот сигнал. Овие особини треба да се имаат во предвид при дизајнирањето на контрола на вибрации.



Слика 3.5.4: Бод дијаграм на нископропусниот филтер

На слика 3.5.5 прикажана е електричната шема на изведениот систем за мерење на поместувањата на конзолата.



Слика 3.5.5: Електрична шема на изведениот мерен систем

Откако е завршен процесот на кондиционирањето на сигналот, следен чекор е негова аквизиција и конвертирање во физичка големина. Напонот од мостот V_{mer} е засилен за вкупен фактор K на засилување:

$$K = 47 \cdot 47 \cdot 5 = 11045 \quad (3.5.5)$$

Напонот V_{out} кој го мери аквизиционата опрема е еднаков на:

$$V_{out} = K \cdot V_{mer} \quad (3.5.6)$$

Со замена на овој израз во равенката (3.5.2) се добива зависноста на максималните поместувања на конзолата од напонот V_{out} :

$$y(x) = -V_{out} \frac{2x^2(3l-x)}{3V_{in}KhGF(l-x_m)} \quad (3.5.7)$$

Изразот (3.5.8) претставува коефициент со кој мерениот напон се преобразува во физичката големина - поместување.

$$C_p = \frac{2x^2(3l-x)}{3V_{in}KhGF(l-x_m)} \quad m/V \quad (3.5.8)$$

Со овој израз може да се пресмета C_p за било која локација x на конзолата на која се мерат поместувањата. За мерење на поместувањата на крајот на конзолата ($x = l$), C_p може да се запише како:

$$C_p = \frac{4l^3}{3V_{in}KhGF(l-x_m)} \quad (3.5.9)$$

ако се заменат вредностите во изразот, тогаш за C_p се добива:

$$C_p = \frac{4 \cdot 0.3^3}{3 \cdot 2.4 \cdot 11045 \cdot 0.001 \cdot 2.06(0.3-0.03)} = 0.002441 \quad m/V \quad \text{или} \quad (3.5.10)$$

$$C_p = 2.441 \quad mm/V \quad (3.5.11)$$

Според ова може да се запише релацијата за максималните поместувања на конзолата во функција од напон V_{out} како:

$$y_{(max)} = -2.441 V_{out} \quad mm \quad (3.5.12)$$

Од математичката релација (3.1.18), може да се изрази силата во зависност од максималните поместувања на конзолата како:

$$F = -y_{(max)} \frac{3EI}{l^3} \quad (3.5.13)$$

или ако се замени изразот (3.5.12) во (3.5.13) се добива:

$$F = -V_{out} 0.002441 \frac{3EI}{l^3} \quad (3.5.14)$$

Изразот (3.5.15) претставува коефициент преку кој мерениот напон V_{out} се преобразува во сила:

$$C_f = 0.002441 \frac{3EI}{l^3} \quad (3.5.15)$$

Ако се заменат вредностите во изразот, тогаш за C_f се добива:

$$C_f = \frac{0.002441 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 10^{11} \cdot 2.16 \cdot 10^{-12}}{0.3^3} = 0.113 \text{ N/V} \quad (3.5.16)$$

Од тука може да се запише релацијата помеѓу силата и напон V_{out} како:

$$F = -0.113 V_{out} \text{ N} \quad (3.5.17)$$

За верификација на добиениите коефициенти C_p и C_f , извршено е експериментално мерење со помош на 6 пробни маси од: 5g, 10g, 15g, 20g, 25g и 30g. Во текот на мерењето, конзолата е поставена во хоризонтална положба, при што масите се конвертирани како дејство на сила од: 0.049N, 0.0981N, 0.147N, 0.196N, 0.245N, 0.294N. Масите се поставувани на крајот на конзолата и мерен е напонот V_{out} во однос на поместувањата на конзолата. На слика 3.5.6 прикажан е дијаграм од експерименталните мерења помеѓу напонот V_{out} и поместувањата на конзолата, додека на слика 3.5.7 прикажан е дијаграм од експерименталните мерења помеѓу напонот V_{out} и силата. Од дијаграмите се забележува линеарната зависност помеѓу напонот, поместувањата и силата. Со методот на најмали квадрати, извршена е линеаризација по однос на поместувањата и силата, при што се добиени следните изрази:

$$V_{out} = 0.4528 y_{(max)} - 0.0069 \quad (3.5.18)$$

$$V_{out} = 9.631 F + 0.0165 \quad (3.5.19)$$

од тука поместувањата и силата може да се изразат како:

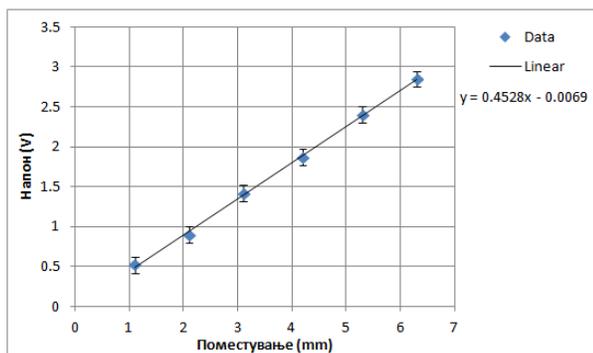
$$y_{(max)} = 2.2 V_{out} + 0.01 \text{ mm} \quad (3.5.20)$$

$$F = 0.103 V_{out} - 0.0007 \text{ N} \quad (3.5.21)$$

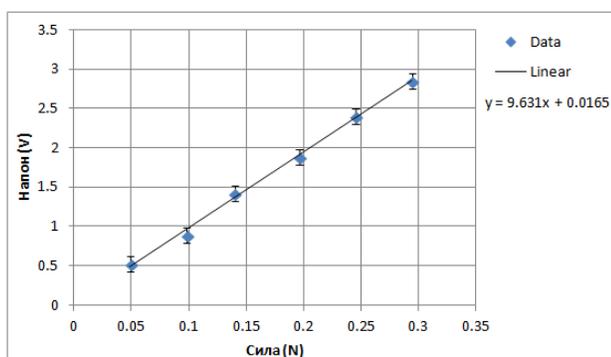
Слободните членови од (3.5.21) и (3.5.22) имаат мали незначителни вредности кои можат да се занемарат, при што се добиваат конечните зависимости како:

$$y_{(max)} = 2.2 V_{out} \text{ mm} \quad (3.5.22)$$

$$F = 0.103 V_{out} \text{ N} \quad (3.5.23)$$



Слика 3.5.6: Дијаграми од ексериметалните мерења Напон-Поместување



Слика 3.5.7: Дијаграми од ексериметалните мерења Напон-Сила

Од (3.5.22) и (3.5.23), може да се изразат експериметални коефициентите C_p и C_f како:

$$C_p = 2.2 \text{ mm/V} \tag{3.5.24}$$

$$C_f = 0.103 \text{ N/V} \tag{3.5.25}$$

Во следната табела дадени се коефициентите C_p и C_f добиени по аналитички и експериментален пат.

Табела 3.5.2: Аналитички и експериметални вредности на коефициентите C_p и C_f

	Аналитички добиени вредности	Експериметални добиени Вредности
C_p	2.441 mm/V	2.2 mm/V
C_f	0.113 N/V	0.103 N/V

Ако се споредат коефициентите C_p и C_f добиени по аналитички и експериментален пат, се забележуваат мали отстапувања во вредностите. Ова може да се должи на прецизноста со која се усвоени сите параметрите во (3.5.7). За понатамошно мерење усвоени се коефициентите добиени по експериментален пат.

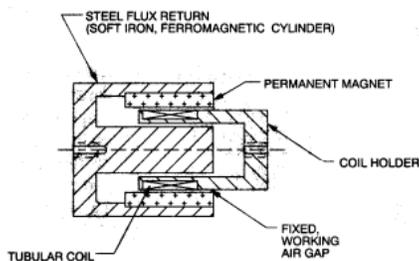
4. ЕЛЕКТРОМАГНЕТЕН АКТУАТОР КАКО АКТИВЕН ЕЛЕМЕНТ

Електромагнетните актуатори функционираат по принципот на Лоренцова сила и се широко употребени во најразлични електротехнички индустриски апликации. Се среќаваат од наједноставни примери на соленоиди, електрични мотори, драјвери за хард дискови, па се до големи комплексни системи како што се погоните на магнетните возови.

Во еден динамичен систем актуаторот треба да исполни определени барања и критериуми кои можат да бидат: поместување, сила, забрзување, прецизност, брзина на одговор, управување и т.н. Во оваа глава претставен е електромагнетен актуатор, кој по својата градба има сличност со звучник. Затоа популарно во светската литература се нарекува "Voice coil actuator" (VCA) или "Voice coil motor" (VCM), слика 4.1.



Извор: www.h2wtech.com



Извор: www.beikimco.com

Слика 4.1: Електромагнетен актуатор - VCA

Малиот број на подвижни делови и малата тежина им даваат одлични динамички карактеристики. Можат да постигнат забрзувања и до 20 g. Непостоењето на додатни механички компоненти за трансмисија на силата, како и непостоењето на зјај и хистерезис им

даваат одлични карактеристики во однос на повторливост и прецизност. Во комбинација со LVDT позиционен сензор можат да достигнат и резолуции помали од 0.1 микрон.

VCA се идеални во серво управувани системи каде се потребни мали движења со висока прецизност и забрзување. Како најголем недостаток на VCA се смета ограниченото движење. Според движењето кое го извршуваат се делат на линеарни и ротациони, додека според движечкиот дел тие може да се поделат на актуатор со движечка намотка или со движечки магнет. Најчесто оперативните движења се движат во границите од неколку микрони до неколку сантиметри за линеарните актуатори и максимални 180 степени за ротационите актуатори.

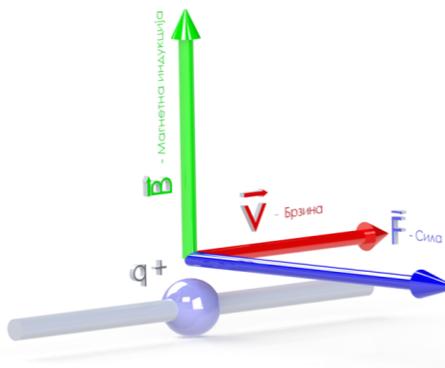
Примената на електромагнетниот актуатор се наметнува потреба од детална анализа на физичката појава, а употребата при моделирање на системот бара дефинирање на математичките релации кои го опишуваат системот на електромагнетен актуатор. Во таа смисла претставена е природата на магнетното поле и врската со магнетнатната индукција, феноменот на самоиндукција, зависноста на силата и т.н Овие особини се потребни при дизајнирањето и моделирањето на еден електромагнетен актуатор-VCA. На крајот од оваа глава изведен е математичкиот модел на електромагнетниот актуатор-VCA како независна компонента и претставен е експерименталниот изработен електромагнетен актуатор-VCA кој се користи во ова истражување.

4.1. МАГНЕТНА - ЛОРЕНЦОВА СИЛА

Магнетна сила од 1 N дејствува на честичка со количество на електричество од 1 C кога таа се движи со брзина од 1 m/s и притоа се наоѓа во магнетно поле со магнетна индукција од 1 T. Оваа сила се нарекува Лоренцова сила и е еднаква на:

$$d\vec{F} = dq (\vec{V} \times \vec{B}) \quad (4.1.1)$$

Бидејќи силата претставува векторски производ помеѓу векторите на брзината и магнетната индукција, нејзиниот правец е секогаш нормален на правецот на брзината и правецот на магнетната индукција, Слика 4.1.1.



Слика 4.1.1: Лоренцова сила

Магнетната сила може да го менува правецот на движењето на полнежот, но не може да ја променува брзината на полнежот. Струјата I претставува количество на полнежи (Кулони) во единица време (секунда) и еднаква е на :

$$I = \frac{dq}{dt} \quad (4.1.2)$$

од тука може да се запише:

$$dq = I \cdot dt \quad (4.1.3)$$

Брзината V може да се запише како поминат пат во единица време:

$$V = \frac{dl}{dt} \quad (4.1.4)$$

Со комбинирање на равенките (4.1.3) и (4.1.4) во равенката (4.1.1) ќе се добие изразот:

$$F = \int I \cdot B \cdot dl \quad (4.1.5)$$

кој ја претставува врската помеѓу силата кој делува на проводник со должина l , низ кој тече струја I и се наоѓа во поле со магнетна индукција B . Големината на силата зависи пропорционално од големината на струјата, магнетната индукција и должина на проводникот.

За определување на правецот на силата се користи правилото на десна рака. Ако палецот го покажува правецот на струјата, а показалецот правецот на магнетната индукција, тогаш средниот прст го покажува правецот на силата.

Магнетната сила директно зависи од големината на магнетната индукција B . Затоа особено важно е да се разбере природата на магнетното поле и факторите кои влијаат на неговата големина.

4.2. МАГНЕТНО ПОЛЕ И МАГНЕТНА ИНДУКЦИЈА

Магнетното поле е природен феномен кој се создава при движење на електричен полнеж. Правецот на магнетното поле е ортогонален на правецот на движење на полнежот. Единица мерка за јачината на магнетното поле е векторска големина, изведена како однос помеѓу струја [A] и должина [m].

$$\vec{H} = \frac{A}{m} \quad (4.2.1)$$

Во просторот јачината на магнетното поле \vec{H} е поврзано со магнетната индукција \vec{B} преку релацијата:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.2.2)$$

каде изразот μ претставува магнетна пермеабилност на просторот во кој поминуваат силовите линии. Мерна единица за магнетна индукција е *Tesla* и е определена според изразот:

$$\vec{B} = \frac{\vec{F}}{q \cdot \vec{V}} = T \quad (4.2.3)$$

каде F е вектор на силата, q е количество на полнеж, V е вектор на брзина.

Определувањето на векторот на магнетната индукција \vec{B} претставува една од главните задачи при одредување на векторот на силата \vec{F} на електромагнетните актуатори. За поедноставни примери се користи Амперовиот закон, Био-Саваровиот закон и методот на магнетна отпорност, но за покомплексни структури се користат CAD софтвери кои вршат пресметки по методот на конечни елементи.

4.2.2. МАГНЕТНАТА ПЕРМЕАБИЛНОСТ

Ако во магнетното поле се внесе материјал, тогаш магнетната индукција се менува по равенката:

$$B_m = \mu \cdot B \quad (4.2.4)$$

каде B е магнетна индукција без материјал (воздух), B_m е магнетна индукција со внесен материјал и μ е релативна магнетна пермеабилност или магнетна спроводливост.

Релативната магнетна пермеабилност претставува производ помеѓу магнетната пермеабилност на внесениот материјал и пермеабилноста на вакуум или воздух.

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (4.2.5)$$

каде μ_r е магнетна пермеабилност на внесениот материјал, а μ_0 е магнетна пермеабилност на воздух (вакуум) која изнесува $4\pi \cdot 10^{-7}$ Н/м.

Магнетната пермеабилност е способност на материјалите да се магнетизираат кога ќе се постават во магнетно поле. Според магнетната пермеабилност материјалите може да се поделат на: парамагнетици, дијамагнетици и феромагнетици.

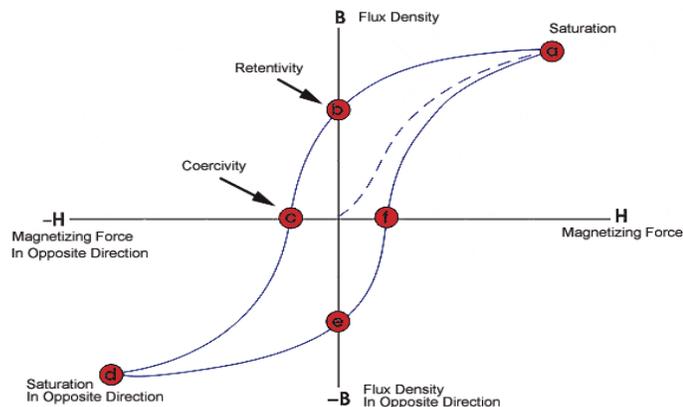
- Парамагнетиците се карактеризираат со мала позитивна пермеабилност $\mu_r \approx 1$. Со нивно поставување во магнетното поле, тие постануваат магнети, но силината на магнетната индукција не се менува значително. Парамагнетни материјали се: Литиум, Молибден, Тантал и др.
- Дијамагнетиците се карактеризираат со мала негативна пермеабилност $\mu_r < 1$. Со нивно поставување во магнетно поле, истите не се магнетизираат и го намалуваат интензитетот на магнетната индукција. Дијамагнетни материјали се: Злато, Сребро, Бакар и др.
- Феромагнети се карактеризираат со висока релативна пермеабилност $\mu_r \gg 1$. Со нивно поставување во магнетното поле, истите се магнетизираат и ја засилуваат магнетната индукција неколку десетици па до стотици пати. Феромагнетни материјали се: Кобалт, Никел, Железо, Галиум, Нодиум и др.

Треба да се напомене дека магнетната пермеабилност кај материјалите не е линеарна, тука зависи како од температурата така и од силината на магнетното поле. Постои така наречена Кириева температура на која се губат магнетните својства на материјалот. На пример за Железото тоа е температура од 770 °С, Никелот 360 °С, Кобалтот 1120 °С и т.н..

Кај феромагнетиците зависноста помеѓу силината на магнетното поле и магнетната индукција може да се види на слика 4.2.1. Оваа крива се нарекува хистерезна крива. Карактеристични точки во оваа крива се:

- Граница на заситување после која со зголемување на силината на магнетното поле, магнетната индукција не се зголемува.
- Ремагентна магнетната индукција B_r која останува во материјалот по престанокот на магнетното поле.

- Коерцитивна вредност H_c е јачината на магнетното поле за која магнетната индукција има вредност нула.



Извор: www.nde-ed.org

Слика 4.2.1: Крива на хистерезис

Според кривата на хистерезис, феромагнетните материјали може да се поделат на:

- Меки - имаат краток дијапазон на коерцитивна вредност. $H_c < 800 \text{ A/m}$.
- Тврди - имаат широк дијапазон на коерцитивна вредност и висока реманентна магнетна индукција. Погодни за изработка на перманентни магнети.

4.2.3. ПЕРМАНЕНТНИ МАГНЕТИ

Перманентни магнети се изработуваат од материјали кои имаат голема реманентна магнетна индукција и голема коерцитивна вредност. Тука спаѓаат материјалите како: мартензитни челици, легури од железо, никел, алуминиум, кобалт, нодиум и др. Магнетното поле создадено од перманентните магнети во целост се поклопува со магнетно поле создадено од електромагнетите. Во табела 4.2.1 дадена се легурите од најчесто изработените перманентните магнети со нивната реманентната магнетна индукција B_r , коерцитивната вредност на јачината на магнетното поле H_c и Кириевата температура T_c .

Табела4.2.1: Материјали за изработка на перманенти матријали

Матријал од кој е изработен пер. магнет	B_r - Магнетна реманенца [Т]	H_c - Коерцитивна вредност [kA/m]	T_c - Кириева температура [$^{\circ}$ C]
Nd ₂ Fe ₁₄ B (sintered)	1.0–1.4	750–2000	310- 400
Nd ₂ Fe ₁₄ B (bonded)	0.6–0.7	600–1200	310-400
SmCo ₅ (sintered)	0.8–1.1	600–2000	720
Alnico (sintered)	0.6–1.4	275	700–860
Sr-ferrite (sintered)	0.2–0.4	100–300	450

4.4. САМОИНДУКЦИЈА ВО СОЛЕНОИД

Според Фарадеевиот закон, ако проводник се наоѓа во променливо магнетно поле или се движи во магнетно поле, тогаш во проводникот ќе се индуцира напон (*emf*). Насоката на индуцираниот напон е определена со Ленцовото правило и има секогаш спротивен знак од причинителот за неговото создавање. Течењето на струја низ соленоид продуцира магнетен флукс кој може да се изрази со равенката:

$$\Phi_b = L I \quad (4.4.1)$$

Коефициентот L се вика индуктивност и за соленоид може да се изрази со равенката:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot \pi \cdot r^2}{h} \quad (4.4.2)$$

каде N е број на намотки на соленоидот, r е радиус на соленоидот, h е висина на соленоидот.

Коефициентот на индуктивност L не зависи од струјата, тука само од геометријата на соленоидот. Со промена на струјата во соленоидот се менува и флуксот, со што се индуцира напон во самиот соленоид. Големината на индуцираниот напон зависи од брзината на промена на флуксот и може да се изрази преку равенката :

$$V_{emf(t)} = - \frac{d\Phi_b}{dt} = -L \frac{dI}{dt} \quad (4.4.3)$$

Индуциран напон V_{ems} се продуцира и ако проводникот се движи во магнетно поле со брзина v . Тогаш големина на индуцираниот напон во функција од брзината може да се изрази преку равенката:

$$V_{emf(v)} = -B \cdot l \cdot v \quad (4.4.4)$$

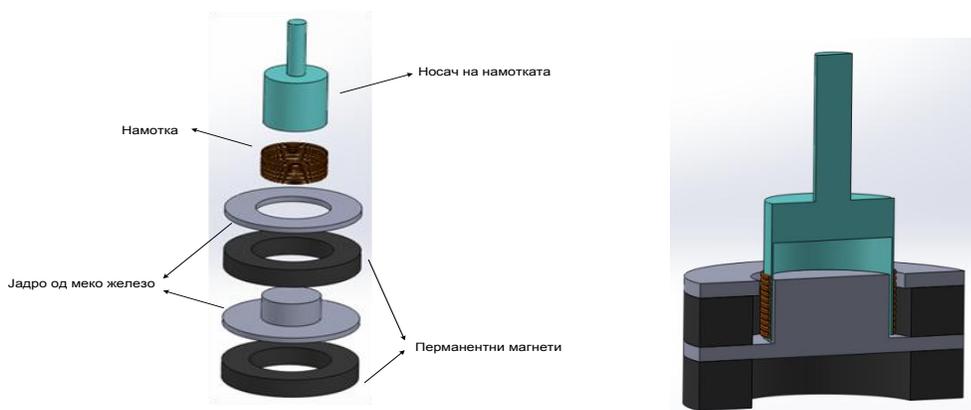
каде l е должина на проводникот, B е магнетна индукција, v е брзината со која се движи проводникот.

4.5. ДИЗАЈН НА ЕЛЕКТРОМАГНЕТЕН АКТУАТОР - VCA

За успешна контрола на вибрации на конзолата претставена во глава 2.5, актуатор треба да исполни определени критериуми како што се: граници на поместување на актуаторот да се во рангот на очекуваните поместувања на конзолата, соодветна сила и брзина на одговор, висока прецизност, задоволителен фреквентен опсег, лесно управување и т.н. Во оваа подглава претставен е експерименталниот изработен актуатор, неговата структура, локација на поставеност и изведен е математичкиот модел на електромагнетниот актуатор-VCA како независна компонента.

4.5.1. СТРУКТУРА НА ЕЛЕКТРОМАГНЕТНИОТ АКТУАТОР-VCA

На слика 4.5.1 прикажани се компонентите и пресекот на експерименталниот изработен електромагнетен актуатор -VCA. Тоа се: намотка, носач на намотка, перманентни магнети и јадро од меко железо.



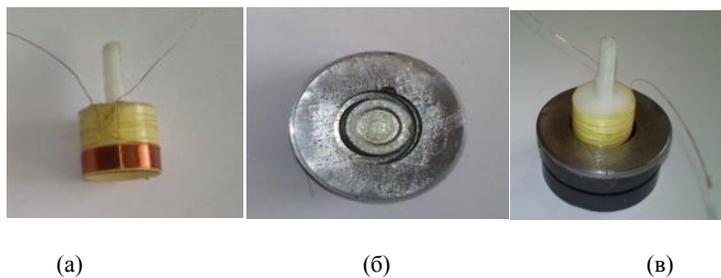
Слика 4.5.1 : Компоненти и пресек на електромагнетниот актуатор-VCA

Подвижни делови на актуаторот се намотка и носач на намотката. Намотката е прицврстена на носачот на намотката, кој е изработен во форма на клип, слика 4.5.2.a. Невова улога е да ја пренесе Лоренцовата сила на конзолата. Изработен е од материјал пластика-полиацетал, која има одлични механички особини и специфична тежина од 1.4 g/cm^3 . Носачот на намотката е прицврстен на определена должина на конзолата, слика 4.5.3. Вкупната маса на намотката и носачот на намотката имаат приближна вредност од 1 gram. Ваквата мала маса е особено важна, бидејќи не прави значителни промени на динамиката на конзолата. На овој начин избегнати се дополнителни конструктивни компоненти за актуаторот како на пример: линеарни лежишта, водилка и пружина. Како предност на овој концепт може да се потенцираат: помалку конструктивни делови на актуаторот, елиминирање на влијанието на крутоста и придушвањето на актуаторот врз конструкцијата, непостојат загубите на енергија од триење и потреба за одржување на актуаторот е сведена на минимум. Како негативности на овој концепт може да се набројат: потребата од подесување на концентричност помеѓу намотката и перманентниот магнет и неаксиалното движење на намотката во однос на перманентниот магнет. Ова го ограничува движење на намотката до определени граници. Ако се надминат овие граници, возможно е намотката физички да се оштети. Спецификациите на намотката се дадени во следната табела:

Табела 4.5.1: Спецификации на намотката

Параметар	Ознака	Вредност
Материјал на жицата	Cu	Бакар
Специфична отпорност	ρ	$1.6 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$
Дијаметар на жицата	D	0.0001 m
Дијаметар на намотката	D	0.0145 m
Висина на намотката	H	5.3 mm
Должина на намотката	l	3.3 m
Вкупен број на намотки	N	73
Отпорност на намотката	R	7.4 Ω

Неподвижните делови на актуаторот го сочинуваат перманентните магнети и јадрото од меко железо, слика 4.5.2.б. Поставени се во конфигурација со која се обезбедува константно магнетно поле во просторот во кој се наоѓа намотката. На слика 4.5.2.в е претставен комплетниот физичкиот изглед на актуаторот.



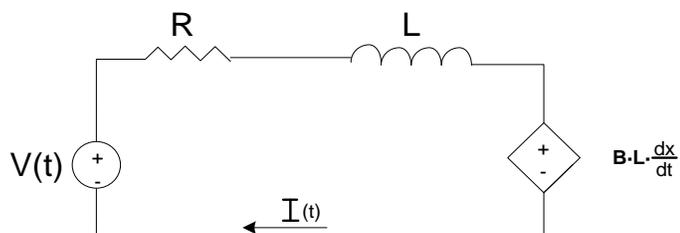
Слика 4.5.2: Физичкиот изглед на електромагнетниот актуатор



Слика 4.5.3: Носачот на намотката прикачен на конзолата

4.5.2 МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ НА АКТУАТОРОТ

Гледано од аспект на електротехника, електромагнетниот актуатор прикажан на слика 4.5.2 може да се претстави преку отпорност R , индуктивитет L и како мал електричен извор, слика 4.5.4.



Слика 4.5.4: Еквивалентен електричен модел на VCA-актуаторот

Математичкиот модел произлезен од ел.шема на актуаторот може да се опише со равенката:

$$V_{(t)} = RI_{(t)} + L \frac{dI}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} \quad (4.5.1)$$

каде:

$V_{(t)}$ - контролен влезен напон

$RI_{(t)}$ - пад на напонот поради отпорноста R

$L \frac{dI}{dt}$ - напон поради самоиндукција

$Bl \frac{dx}{dt}$ - напон кој ќе се генерира во намотките поради нивното движење во магнетно

поле

Индуктивноста L на намотката може да се пресмета со замена на вредностите од табела 4.5.1 во изразот (4.4.2):

$$L = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 73^2 \cdot 0.00725^2 \cdot \pi}{5.3 \cdot 10^{-3}} = 0.21 \text{ mH} \quad (4.5.2)$$

Јачината на магнетната индукција B во просторот каде се наоѓа намотката, експериментално е измерено со помош на сензор - Honeywell SS495A. Како средна измерена вредност усвоено е:

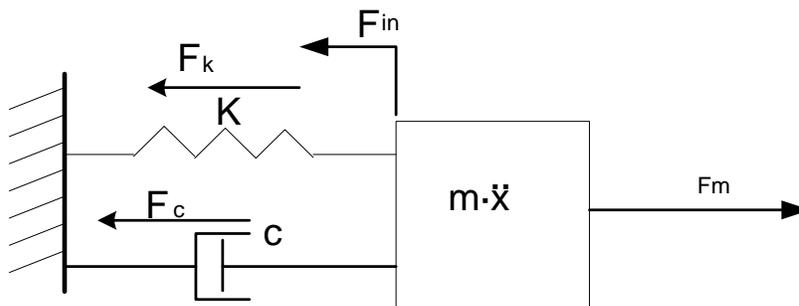
$$B=0.26 \text{ T} \quad (4.5.3)$$

Струјата во намотката претставува параметар од кој зависи генерираната електромагнетна сила на актуатор. Диференцијалната равенка со која се определува струјата во намотката може да се запише како:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} \left(V - RI - Bl \frac{dx}{dt} \right) \quad (4.5.4)$$

каде V претставува контролен напон, RI претставува пад на напон поради отпорност на намотката, $Bl \frac{dx}{dt}$ претстваува идуцирана електромоторна сила и L претставува индуктивност на намотката.

На слика 4.5.5 е претставен еквивалентен механичкиот модел на VCA актуаторот, кој може да се опише со равенката (4.5.5):



Слика 4.5.5: Механички модел на актуаторот

$$F_m - F_{in} - F_k - F_c = 0 \quad (4.5.5)$$

каде:

- $F_m = B \cdot l \cdot I$ - електромагнетната (Лоренцова) сила
- $F_{in} = m \cdot \ddot{x}$ - инерцијална сила
- $F_k = k \cdot x$ - сила од крутоста на пружина
- $F_c = c \cdot \dot{x}$ - сила од придушување

Диференцијалната равенка која го опишува движењето на актуаторот може да се запише како:

$$m \cdot \ddot{x} = Bl \cdot I - k \cdot x - b \cdot \dot{x} \quad (4.5.6)$$

Ако се гледа електромагнетниот актуатор-VCA актуатор како независна компонента, неговата преносна функција може да се изведе со Лапласова трансформација на равенките (4.5.1) и (4.5.6) и нивно рекомбирање во изразот (4.5.9).

$$LI(s)s + RI(s) = V(s) - BLX(s)s \quad (4.5.7)$$

$$mX(s)s^2 + cX(s)s + kX(s) = BLI(s) \quad (4.5.8)$$

$$\frac{X(s)}{V(s)} = \frac{Bl/mL}{s^3 + s^2 \cdot \left(\frac{mR+cL}{mL}\right) + s \cdot \left(\frac{cR+kL+Bl^2}{mL}\right) + \frac{KR}{mL}} \quad (4.5.9)$$

4.5.3. ЛОКАЦИЈА НА ПОСТАВЕНОСТ НА АКТУАТОРОТ

Актуаторот претставува интегрален дел од конзолата, односно намотката е прицврстена на определена локација на конзолата. Два услови за определување на локацијата на поставување на намотката се поставени. Како прв услов е односот помеѓу максималните дозволени извлекувања на намотката на актуаторот и максималните очекувани поместување на

конзолата на локација на која е поставен актуаторот. Висината на намотката според табела 4.5.1 е $h=5.3 \text{ mm}$. За ефективна работа на актуаторот ограничени движење на намотката се помеѓу $\pm 2.65 \text{ mm}$. Ова поместување на намотката е дозволено и од аспект на нарушување на концентричноста помеѓу намотката и перманентниот магнет. Со комбинирање на изразите (3.1.17) и (3.1.18), може да се добие изразот:

$$\frac{y_{(a)}}{y_{(\max)}} = \frac{x^2(3l-x)}{2l^3} \quad (4.5.10)$$

каде $y_{(a)} = \pm 2.6 \text{ mm}$, претставува максималните поместувања на намотката на актуаторот, а $y_{(\max)} = \pm 15 \text{ mm}$, претставува максималните поместувања на крајот на конзолата. Со замена на сите вредностите во изразот (4.5.10) се добива кубната равенка:

$$-0.277x^3 + 0.25x^2 - 0.00265 = 0 \quad (4.5.11)$$

чиј решенија се:

$$x_1 = -0.09 \text{ m}; x_2 = 0.11 \text{ m}; x_3 = 0.88 \text{ m}$$

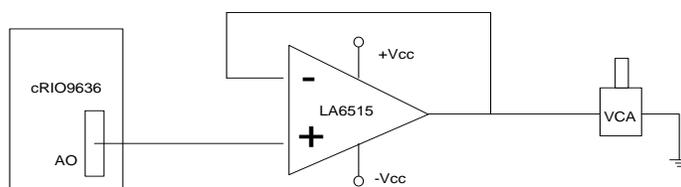
За логичко решение е избрано $x_2 = 0.11 \text{ m}$. На оваа должина максималните поместувања на конзолата се во дозволените граници на поместувања на намотката на актуаторот. Како втор услов за дефинирањето на локацијата на намотката е да не постои поклопување со ниедна нодална точка до 4 мод на осцилирање на конзолата, бидејќи до овој опсег се планираните експериментални истражувања. Од слика 2.4.2 може да се забележи дека локација на $x_2 = 0.11 \text{ m}$ не се поклопува со ниедна нодална точка. Оваа е должината на конзолата која е усвоена за поставување на актуаторот.

4.6. ДРАЈВЕР ЗА АКТУАТОРОТ

Драјверот за VCA има улога да ги засили контролните сигнали соодветни за потребите на актуаторот. Бидејќи VCA работат на истиот принцип како DC моторите, многу комерцијални достапни драјвери за DC мотори може да се користат или прилагодат за нивно управување. Најчесто се користат линеарните засилувачи и стандардната конфигурација на H-мостовите.

Како контролна единица преку која се генерираат напонските сигнали се користи NI-cRIO9636 кој е опремен 16 битен дигитален аналоген претворувачач (ДАП). Рангот на ДПА е $\pm 10\text{V}$ со дозволени струји од неколку милиампери. Силите кои се потребни за контрола на

вибрациите на конзолата прикажана во магистарската работа се движат помеѓу границите од $\pm 0.5N$. За генерирање на овие сили, потребно е на актуаторот да се донесат напони од $\pm 5V$ и струји од $\pm 0.4 A$. Поради овие причини како драјвер за актуаторот е избран операцискиот засилувач поврзано во конфигурација како следител на напон. На овој начин контролниот сигнал од ДАК се засилува само по струја. Како операциски засилувач е избран колото LA6515 кое може да издржи континуирани оптоварувања до $0.5A$. Колото е поврзано со диференцијално напојување од $\pm 8V$. Електричната шема на драјверот е претставена на слика 4.5.27



Слика 4.5.27: Драјвер за електромагнетниот актуатор - VCA

5. АНАЛИЗА НА СИСТЕМОТ

Со цел да се избере соодветен контролен алгоритам и истиот да се имплементира на реален систем, потребно е да се изврши анализа на системот. Процесот на анализа на системот подразбира добивање на веродостоен математички модел, со кој се овозможува експериментирање и симулација на различни контролни стратегии на управување.

Предложениот концепт на електромагнетниот актуатор-VCA претставува интегрален дел од конзолта. Намотката е прикачена на конзолата и се движи слободно во магнетното поле, односно не постои контакт од лежишта или водилки. Ова овозможува непостоење на триење и дополнителна пружина како реактивен елемент со кој намотката би се враќала во пробитна положба. Оваа улога ја има крутоста на конзолата. Со примена на методологијата на идентификација на системи, изработен е математичкиот модел на интегрираниот електромагнетен актуатор и механичкиот систем.

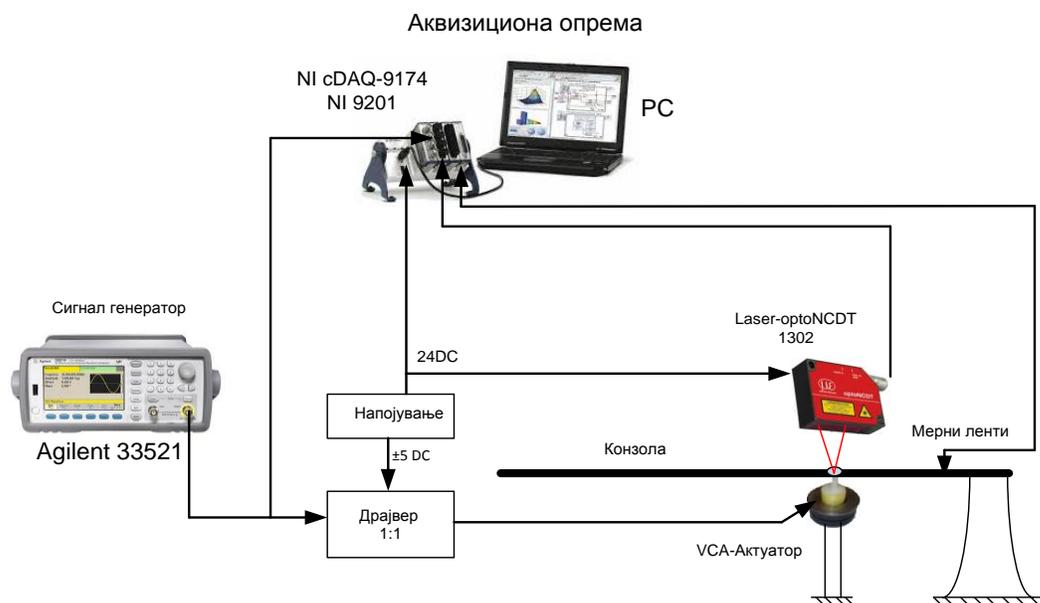
Во првиот дел од оваа глава со помош на ласерски сензор тип Microepsilon-optoNCDT 1302, извршена е валидација на мерните ленти и поставените математички релации за мерење на поместувањата на конзолата на локација каде е поставен актуаторот при динамичкото однесување на конзолата за предвидениот фреквентен ранг. Генерираната електромагнетна сила од електромагнетниот актуатор-VCA има нелинеарна зависност во однос на позицијата на намотката. За добивање на поточни експериментални резултати, во вториот дел од оваа глава моделиран е математички модел со кој овие нелинеарности се линеаризираат.

На крајот од оваа глава извршено е тестирање и валидација на естимираните математички модели.

5.1. МАТЕМАТИЧКО МОДЕЛИРАЊЕ СО МЕТОДОТ НА ИДЕНТИФИКАЦИЈА НА СИСТЕМОТ

Имајќи предвид дека математичкото моделирање со примена на физичките зависности за елементите од системот бараат воведување на многу апроксимации кои би довеле до поголеми неточности во моделот, се наметнува потребата од примена на техниките на идентификација на системите. Методологијата за идентификација на системот, претставува процес на креирање на математички модел со кој се опишува динамиката на системот врз база на измерени влезни излезни податоци.

На слика 5.1.1 е прикажан блок дијаграм на поврзаноста на опремата со која се изврши процесот на идентификација на системот.



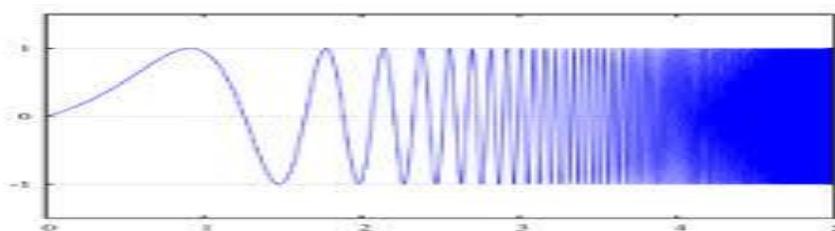
Слика 5.1.1: Блок дијаграм на поврзаноста на опремата за аквизиција на податоците

Процесот на аквизиција на податоците и изборот на побудниот сигнал е од исклучително значење за методот на идентификација. Правилниот изборот на побудниот сигнал овозможува дефинирање на работните граници на системот како и неговото однесувањето. Преку сигнал генератор Agilent 33521A се носи сигнал до електромагнетниот актуатор преку кој се побудува системот. Како сензори со кои се следи одговорот на системот се користат мерните ленти и ласерски сензор тип Microepsilon-optoNCDT 1302. За аквизиција

на сигналите користени се компонетни од National Instruments-NI-cDAQ 9174 и аналогниот модул NI-9201.

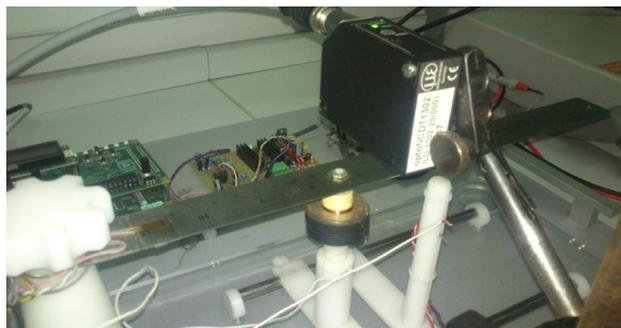
Мерењето на отклоните на конзолата со примена на мерните ленти на локација на која е поставен актуаторот може да се определи според математичката релација (3.5.8). Според оваа релација, пресметаниот коефициентот C_p за локација каде е поставен актуаторот изнесува $C_p = 0.389 \text{ mm/V}$. Овој коефициент е изведен при статички услови на конзолата, кога на нејзиниот слободен крај дејствува сила. При динамичкото однесување на конзолата, постои можност да се појави грешка во мерните поместувања со примена на мерните ленти и поставените математички релации. Затоа е направен тест со кој ќе потврди дека при динамичкото однесување на конзолта за предвидениот ранг на фреквенција овие грешки ќе бидат занемарливи. Како контролер сензор со кој ќе се мери точното поместување на локација каде што е поставен актуаторот е ласерски сензор кој го мери точното поместување на конзолата на локација каде што е поставен актуаторот

Напонскиот сигнал кој се генерира од сигнал генератор е така наречен "Chirp" сигнал со параметри: синус, амплитудата $1 V_{pp}$, почетна фреквенција 0 Hz , крајна фреквенција 37 Hz , време на траење на сигналот 37 секунди . Генерираниот напонски сигнал е прикажан на слика 5.1.2.



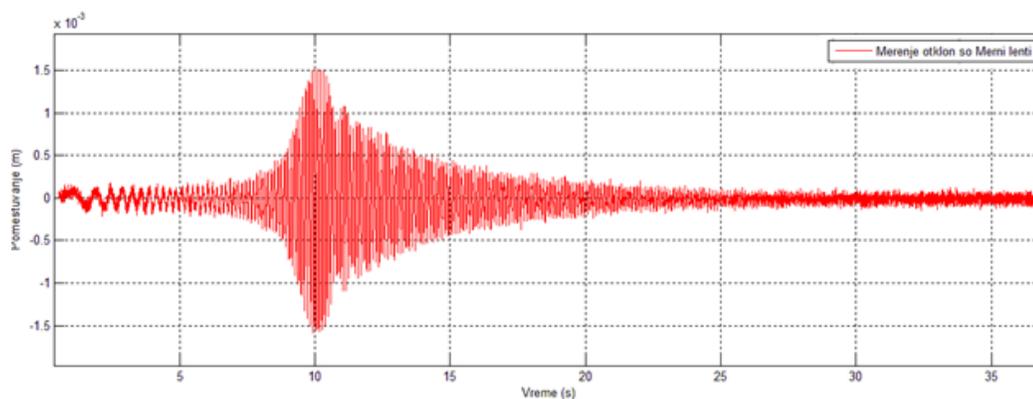
Слика 5.1.2: Генерираниот сигнал од сигнал генераторот

Со генерираниот напонски сигнал преку драјвер се побудува електромагнетниот актуатор- VCA., а во исто време се мерат поместувањата на конзолата на локацијата на која е поставен актуаторот, слика 5.1.3.



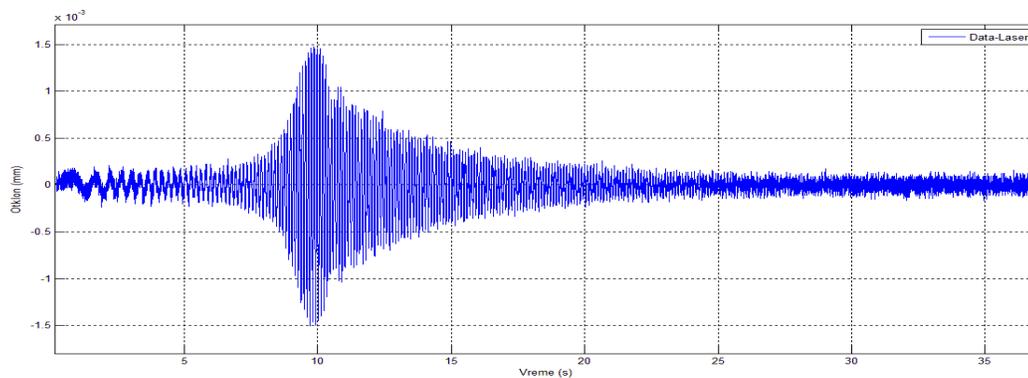
Слика 5.1.3: Мерење на поместувањата на конзолата со ласер

Добиените резултати од мерењето на поместувањата на конзолата со примена на мерни ленти се прикажани на слика 5.1.4.



Слика 5.1.4: Одговор на системот во поместување- мерење со мерни ленти

Добиените резултати од мерењето на поместувањата на конзолата со примена на ласерскиот сензор се прикажани на слика 5.1.5.



Слика 5.1.5: Одговор на системот во поместување- мерење со ласер

Од двата графика не се забележува значителна грешка во мерењата на поместувањата на конзолата со мерните ленти и со ласерскиот сензор при динамичкото однесување на конзолата за тестираниот фреквентен ранг. На овој начин се потврди дека мерењето на поместувањата на конзолата со примена на мерните ленти и изведените математички релации за предвидениот фреквентен ранг има незначителни грешки.

5.1.2. МОДЕЛИРАЊЕ НА ИНТЕГРИРАНИОТ СИСТЕМ

За да се добие преносната функција на еквивалентниот механички модел, потребно е влезниот напонски сигнал да се замени со векторот на електромагнетната сила F_m .

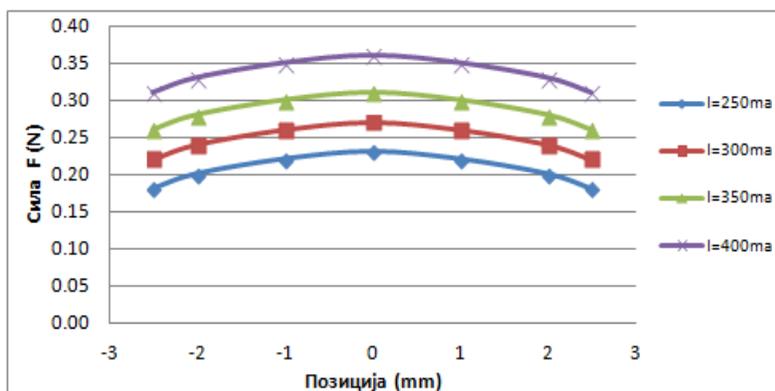
$$F_m = BI \quad (5.1.1)$$

каде B претставува вектор на фактор на силата, а I претставува вектор на струјата.

При извлекување и вовлекување на намотката, јачината на магнетната индукција околу намотката нема константна вредност. Поради овие причини, факторот на силата варира во зависност од позицијата на намотката. За определување на оваа зависност, направени се експериментални мерења на тој начин што намотката е поставувана на позиции 0 mm, ±1mm, ±2mm, и ±2.5mm, каде при секоја позиција низ намотката пуштани се струји од 50mA, 100mA, 150mA, 200mA, 250mA, 300mA, 350mA и 400 mA. Истовремено за секоја комбинација мерена е генерираната сила од клипот на актуаторот. Во табелата 5.1.1 дадени се експерименталните резултати и дејството на силата за различни струји и поместувања на намотката, додека на слика 5.1.6 е претставен и графикот од експерименталните резултати само за струјите 250mA, 300mA, 350mA и 400 mA.

Табела 5.1.1: Експерименталните мерења на генерираната сила на актуаторот при различна струја и позиција на намотката

Струја (mA)	Сила(N)						
	-2.5	-2	-1	0	1	2	2.5
50	0.02	0.02	0.03	0.05	0.03	0.02	0.02
100	0.06	0.08	0.08	0.09	0.08	0.08	0.06
150	0.10	0.12	0.13	0.14	0.13	0.12	0.10
200	0.16	0.17	0.18	0.19	0.18	0.17	0.16
250	0.18	0.20	0.22	0.23	0.22	0.20	0.18
300	0.22	0.24	0.26	0.27	0.26	0.24	0.22
350	0.26	0.28	0.30	0.31	0.30	0.28	0.26
400	0.31	0.33	0.35	0.36	0.35	0.33	0.31
Позиција (mm)	-2.5	-2	-1	0	1	2	2.5

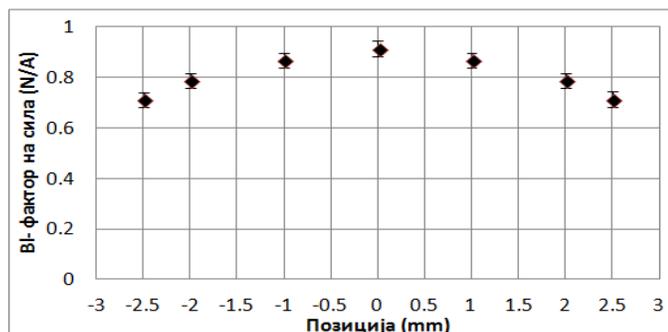


Слика 5.1.6: Експерименталните резултати претставени на график

Факторот на силата Bl се добива кога измерената сила се дели со струјата која тече низ намотката за определена позиција. Во табела 5.1.2 дадени се пресметаните вредности за факторот на силата, додека на слика 5.1.7 е претставен и графичкиот приказ на средните вредности на факторот на силата за секоја позиција на намотката посебно.

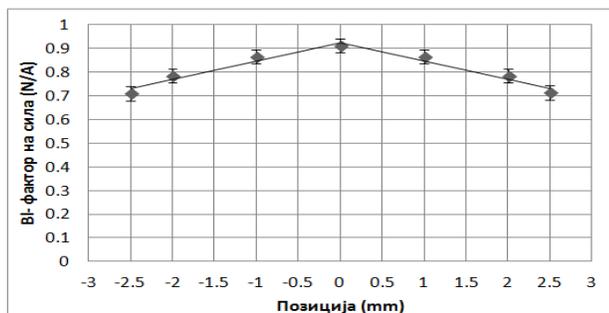
Табела 5.1.2: Експериментални резултати за фактор на сила

Струја (ma)	Bl - Фактор на сила (N/A)						
	-2.5	-2	-1	0	1	2	2.5
50	0.40	0.40	0.60	1.00	0.60	0.40	0.40
100	0.60	0.80	0.80	0.90	0.80	0.80	0.60
150	0.67	0.80	0.87	0.93	0.87	0.80	0.67
200	0.80	0.85	0.90	0.95	0.90	0.85	0.80
250	0.72	0.80	0.88	0.92	0.88	0.80	0.72
300	0.73	0.80	0.87	0.90	0.87	0.80	0.73
350	0.74	0.80	0.86	0.89	0.86	0.80	0.74
400	0.78	0.83	0.88	0.90	0.88	0.83	0.78
Позиција (mm)	-2.5	-2	-1	0	1	2	2.5



Слика 5.1.7: Зависност на факторот на силата во однос на позицијата

Од дијаграмот прикажан на слика 5.1.7 се забележува дека во зависност од позицијата на намотката, факторот на силата може да се намали и за 20%. За да се земе ова влијание во предвид и да се добие поверодостоен математички модел, направена е линеарна апроксимација на факторот на сила во двете насоки на движење на намотката, слика 5.1.8.



Слика 5.1.8: Линеаризација на факторот на сила

При што за извлекување на намотката од должина $x=0 \text{ mm}$ до $x=2.5 \text{ mm}$, важи линеарната равенката:

$$Bl_{(+x)} = 0.925 - 77x \quad (5.1.2)$$

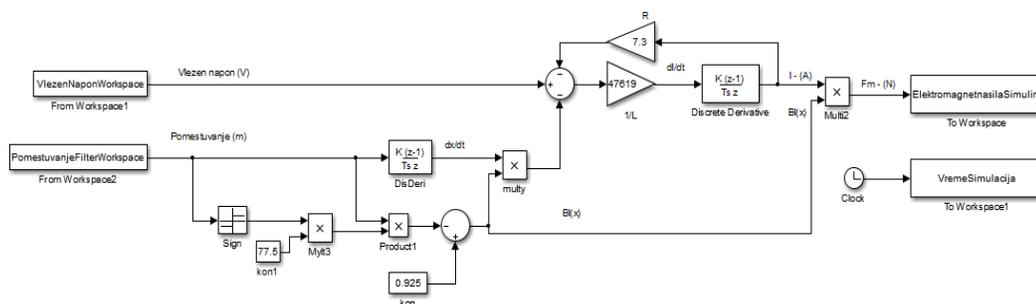
а за вовлекување на намотката од должина $x=0 \text{ mm}$ до $x=-2.5 \text{ mm}$, важи линеарната равенката:

$$Bl_{(-x)} = 0.925 + 77.5x \quad (5.1.3)$$

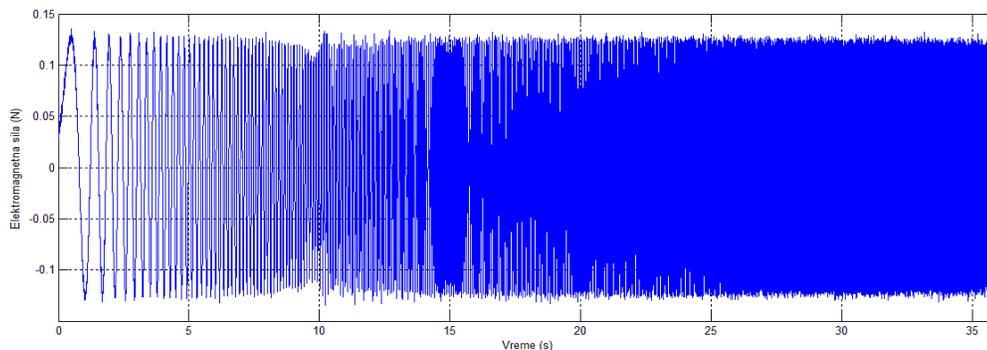
За покривање на целосното движење на намотката (вовлекување и извлекување), поставена е функцијата сигнум. Нејзина цел е да го промени знакот на зависниот член во линеарната равенка, во зависност дали намотката се вовлекува или извлекува. На овој начин се зима во предвид влијанието од позицијата на намотката, по целото нејзино движење. Функцијата за факторот на силата може да се запише како:

$$Bl_{(x)} = 0.925 - \operatorname{sgn}(x)77.5x \quad (5.1.4)$$

На слика 5.1.9 прикажан е симулациониот модел преку кој се пресметува векторот на електромагнетната сила. Како влезени сигнали се векторите од напонскиот сигнал од сигнал генераторот и поместувањата на конзолата. Векторот на струјата I се пресметува според диференцијалната равенка (4.5.4). Векторот на брзината на поместувањата на конзолата е пресметан како извод од мерените поместувања. Векторот на електромагнетната сила се добива како производ на векторите на струјата и факторот на силата. На слика 5.1.10 прикажан е векторот на електромагнетната сила добиена преку моделот прикажан на слика 5.1.9.



Слика 5.1.9: Симулационен модел за пресметка на електромагнетната сила



Слика 5.1.10: Електромагнетната сила добиена од симулациониот модел

Векторот на електромагнетната сила и векторот на поместување се обработени во "System Identification Toolbox" во Matlab со цел да се добие естимираната преносната функција на еквивалентниот механички систем. Како влезен сигнал е одбрана електромагнетната сила, а како одговор на системот е одбран сигналот на мерените поместувања на конзолата. За естимација на моделот определени се вкупно 4 модели од втор ред од кои: два модели во континуирано време и два модели во дискретно време. Добиените математички модели се прикажани во табела 5.1.3.

Табела 5.1.3: Естимирани преносни функции од "System Identification toolbox-Matlab"

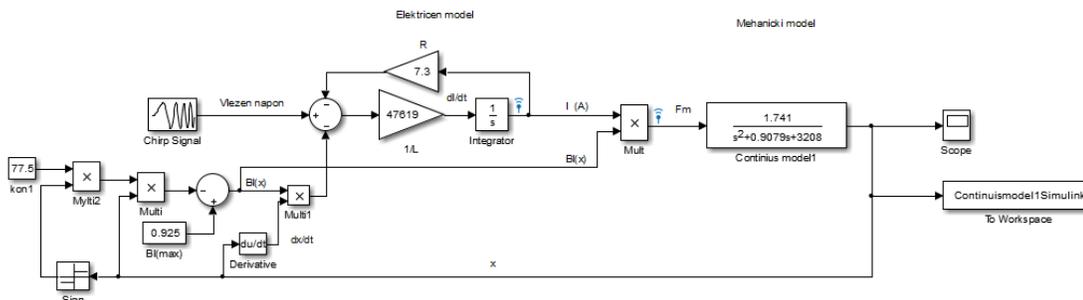
ЕСТИМИРАНИ ПРЕНОСНИ ФУНКЦИИ		
	Континуиран модел	Дискретен модел
Модел1	$\frac{1.593}{s^2 + 0.6214s + 3125}$	$\frac{6.009 \cdot 10^{-6}}{1 - 1.987z^{-1} + 0.999z^{-2}}$
Модел2	$\frac{0,01067s + 1.23}{s^2 + 0.4108s + 3105}$	$\frac{6.278 \cdot 10^{-6}z^{-1}}{1 - 1.986z^{-1} + 0.9988z^{-2}}$

Може да се напомене дека добиениот математички модел 2 во континуирано време со методот за идентификација на системот, покажа одлично поклопување со поедноставниот аналитички модел на конзолата изведен во главата 2.5.

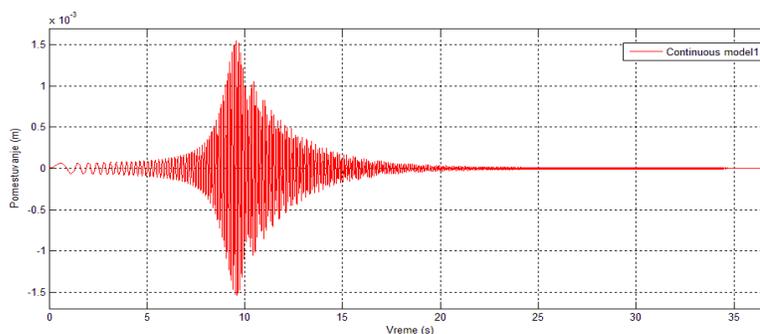
5.2. СИМУЛАЦИЈА НА ЕСТИМИРАНИТЕ ПРЕНОСНИ ФУНКЦИИ

Процесот на симулација ни овозможува валидација на математичкиот модел, како и флексибилност во експерименталните истражувања и изработка на контролерот. Изработени се два симулациони модели во Матлаб-Симулник. Едниот симулационен модел е во континуирано време со кој се симулираат преносните функции во континуирано време и еден симулационен модел во дискретно време со кој се симулираат дискретните модели. Моделите во континуирано време работат со многу мал чекор на временски интервали со што приближно се симулира континуирано време. За симулација од 37 секунди се генерираат приближно $8 \cdot 10^6$ точки. Ова води до просечно симулационо време од $5 \cdot 10^{-6}$ секунди. Поради тоа и побаруваат поголемо процесорско време. Ваквите мали чекори на пресметка на податоците даваат попрецизни резултати и од тие причини беа тестирани континуираните модели. Реалните контролери работат во дискретно време. Целта во ова истражување е практична реализација на целокупниот систем, поради тие причини изведени се и дискретните модели. За симулација на дискретните модели избрано е време од $T_s=0.002$ секунди. Во просек за симулација од 37 секунди беа генерирани вкупно $18 \cdot 10^3$ точки, што е приближно 440 пати помалку точки од симулацијата во континуирано време. На слика 5.2.1 е прикажан симулациониот модел во континуирано време. Како влезен сигнал се носи симулационен напонски сигнал "Chirp" со истите карактеристики како и при експерименталните мерења, а тоа се: почетна фреквенција 0 Hz, крајна фреквенција 37 Hz за време од 37 секунди. Одговорот на

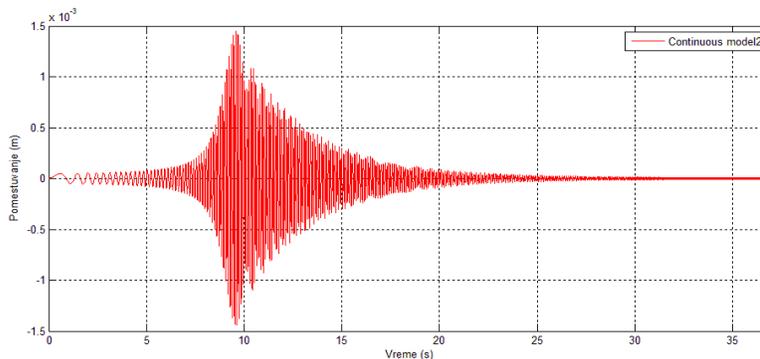
поместувањата на континуираниот модел 1 е прикажан на слика 5.2.2, а одговорот на поместувањата на континуираниот модел 2 прикажан е на слика 5.2.3.



Слика 5.2.1: Симулационен модел во континуирано време



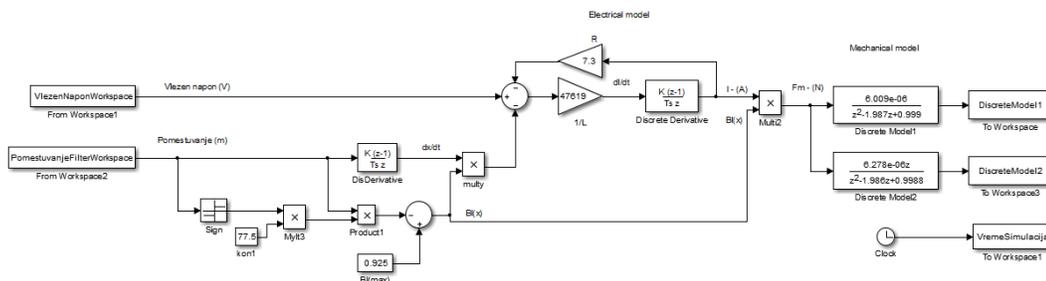
Слика 5.2.2: Одговор на Континуираниот модел 1



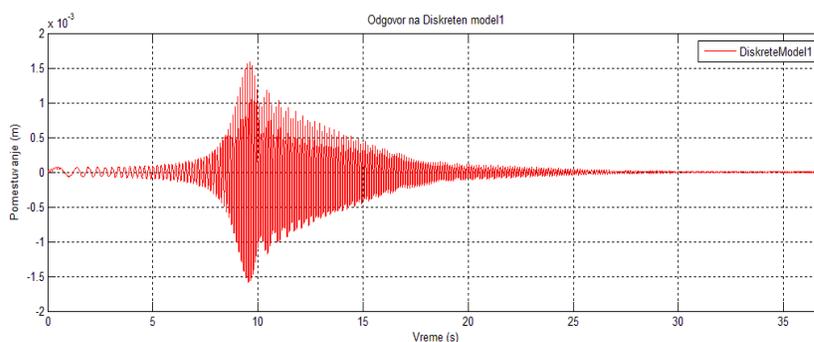
Слика 5.2.3: Одговор на поместувањата на континуираниот модел 2

На слика 5.2.4 е прикажан симулациониот модел во дискретно време. Како влезен сигнал се носи екперименталниот напонски сигнал "Chirp" со карактеристики: 0 Hz почетна фреквенција, 37 Hz крајна фреквенција за време од 37 секунди. Сигналот е веќе дискретизиран при самата аквизиција на сигналите при изведување на ексерименталните мерења. Времето на аквизиција на сигналот се поклопува со времето на дискретниот модел, кое изнесува $T_s=0.002$

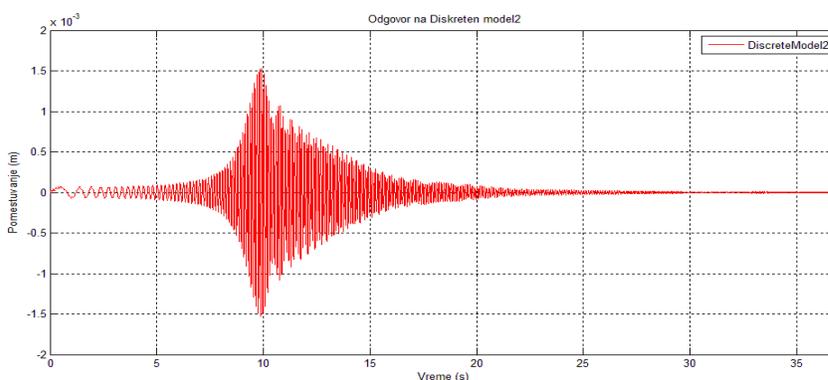
секунди. Одговорот на поместувањата на дискретниот модел 1 е прикажан на слика 5.2.5, а одговорот на поместувањата на дискретниот модел 2 прикажан е на слика 5.2.6.



Слика 5.2.4: Симулационен модел на актуатор во дискретно време



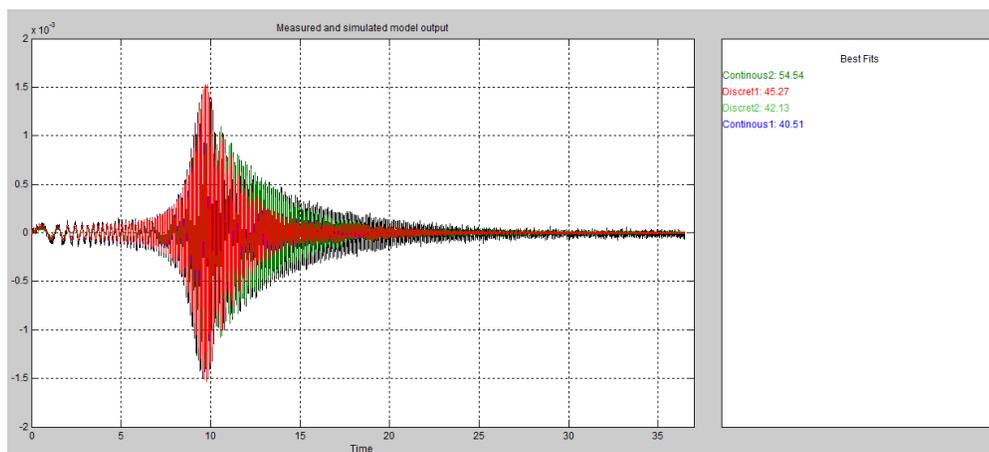
Слика 5.2.5: Одговор при симулација на Дискретниот модел 1



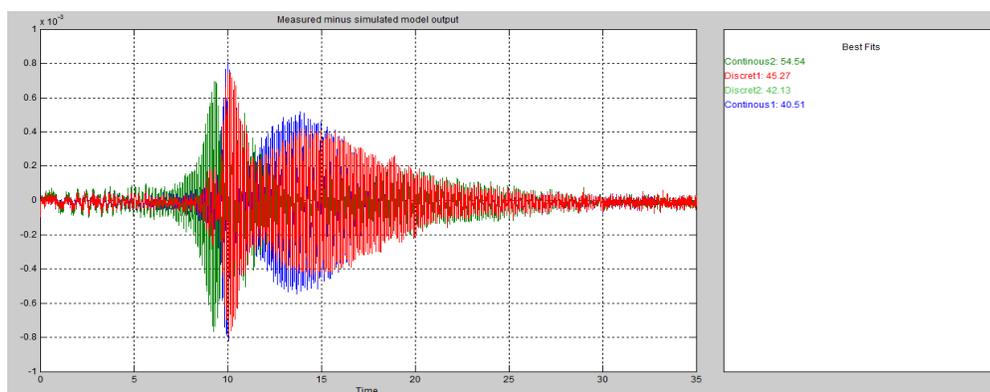
Слика 5.2.6: Одговор при симулација на Дискретниот модел 2

Направена е компаративна анализа помеѓу одговорот од естимираните преносни функции и одговорот од експерименталните мерења. На слика 5.2.7 прикажано е совпаѓањето на одговор на преносните функции со експерименталните мерења, додека на слика 5.2.8 прикажани се грешките во поместувањата помеѓу симулационите резултати и ексерименталните мерења. На граfiците може да се забележи дека сите преносни функции

имаат добра совпаѓање со експерименталните мерења до резонантното подрачје на конзолата, после оваа граница грешките во одговорот и поместувањата се зголемуваат различно за секој модел. Помали грешки и подобро совпаѓање покажаат моделите кои имаат по една нула во преносната функција.



Слика 5.2.7: Совпаѓање на преносните функции со експерименталните мерења



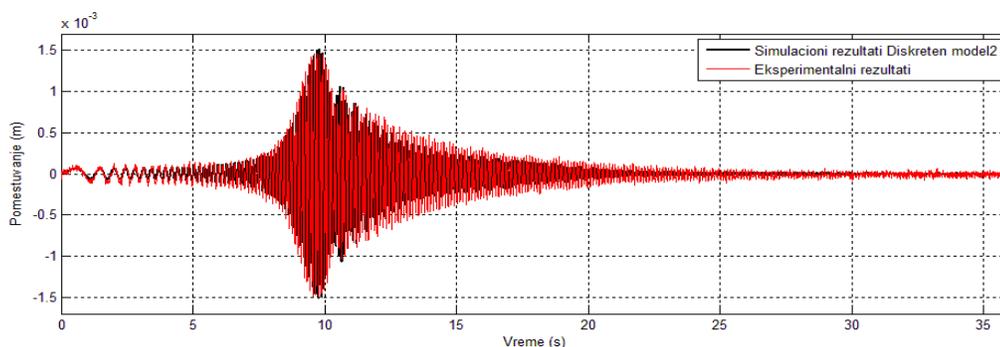
Слика 5.2.8: Грешка во поместувањата помеѓу преносните функции и експерименталните мерења

Изборот за преносната функција се правеше помеѓу дискретните модели 1 и 2 поради практичната реализација. Преносната функција која покажа подобро совпаѓање и помали грешки во поместувањата е дискретниот модел 2 со параметри:

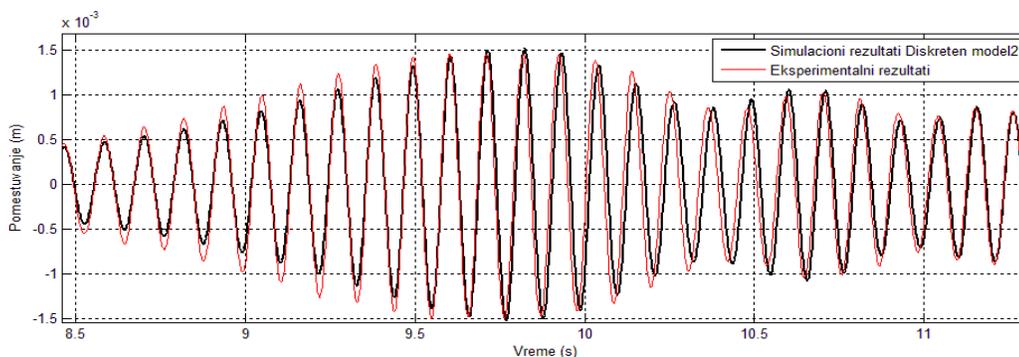
$$\frac{X}{F}(z) = \frac{6.278 \cdot 10^{-6} z^{-1}}{1 - 1.986 z^{-1} + 0.9988 z^{-2}} \quad (5.2.1)$$

На слика 5.2.9 прикажана е споредбата помеѓу експерименталните и симулационите резултати на дискретниот модел 2 за целиот фреквентен опсег од 0-37 Hz, додека на слика 5.2.10 претставен е сегмент во кој се опфаќа резонантното подрачје. На слика 5.2.11 се прикажани и грешките во поместување за целиот фреквентен опсег. Од резултати се заклучува

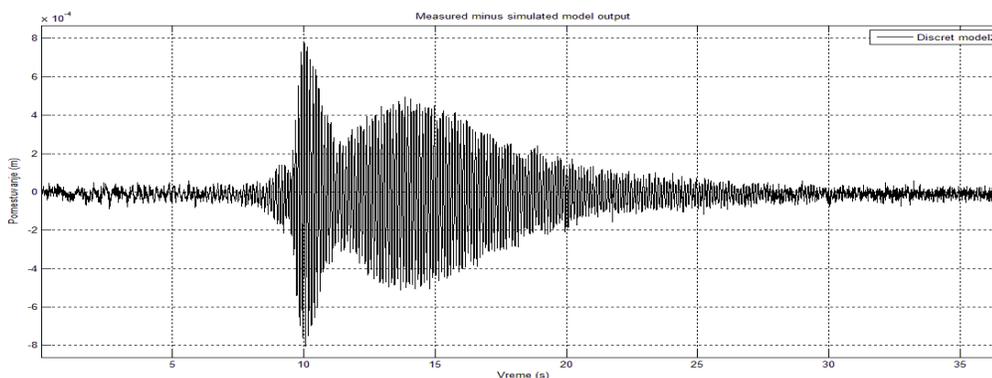
дека грешките во поместување до резонантното подрачје се движат во граници помеѓу 10% и 20%. Најголемите грешки во поместување се во делот после резонантното подрачје, каде грешките достигнуваат и до 50%. Ова е последица поради појавување на фазна разлика помеѓу двата сигнала.



Слика 5.2.9: Споредба помеѓу експерименталните и симулационите резултати на дискретен модел 2

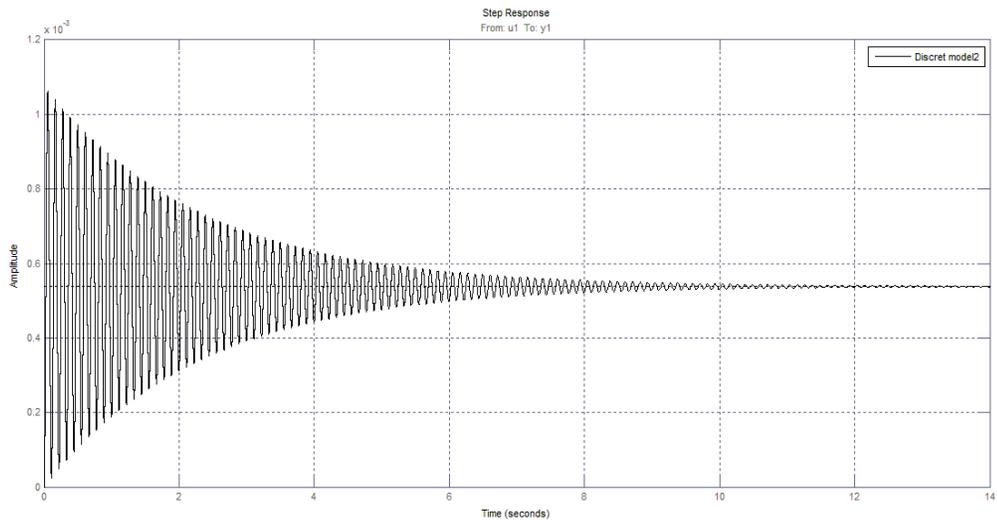


Слика 5.2.10: Сегмент на споредбата од резонантното подрачје

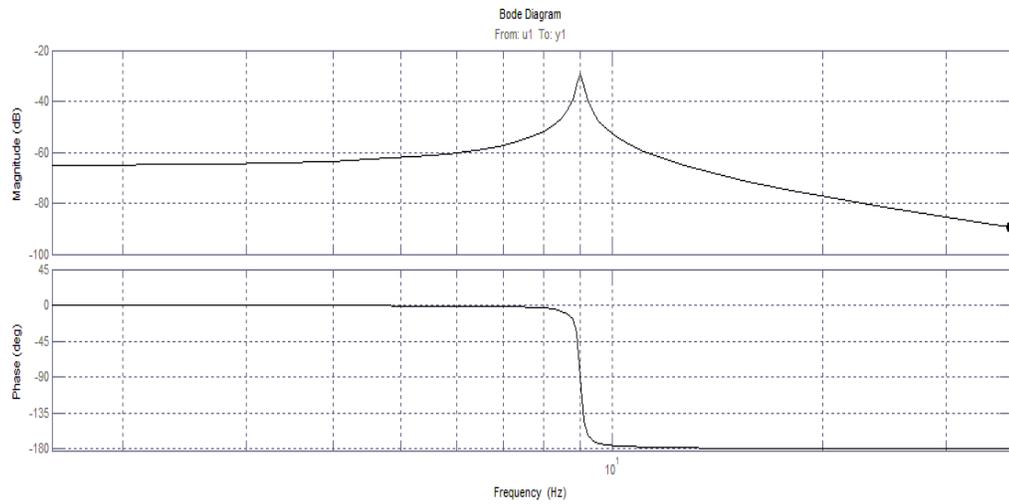


Слика 5.2.11: Грешка во поместување помеѓу експерименталните и симулационите резултати на дискретен модел 2

На слика 5.2.12 е прикажан одговор на единична степ функција на дискретниот модел 2, а на слика 5.2.13 е прикажан и боде дијаграмот на преносната функција.



Слика 5.2.12: Одговор на единична степ функција на дискретен модел 2



Слика 5.2.13: Бод дијаграм на дискретен модел 2

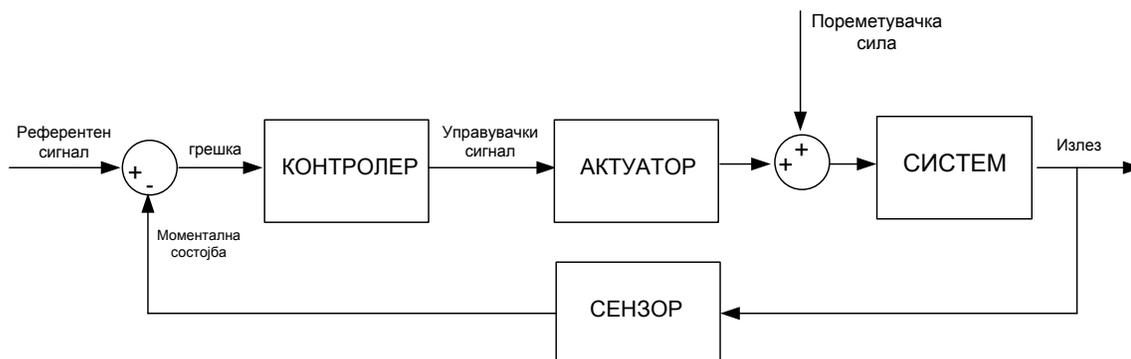
6. УПРАВУВАЧКИ АЛГОРИТМИ ЗА ВИБРАЦИИ

Задачата на контролниот алгоритам е да генерира сила која е иста по големина како пореметувачката сила, но со спротивна фаза. Во литературата како најчесто користени контролери за намалување на вибрациите може да се сретнат се: класичниот PID- контролер [31], LQR-линеарен квадратен регулатор, MPC - модел предиктивен контролер, CGVF - повратна врска со константно засилување по брзина, CAVF- повратна врска со константна амплитуда по брзина и адаптивните филтри.

Во оваа глава претставен е дигиталниот филтер и образложен е принципот на функционирање на адаптивниот LMS алгоритам. Извршена е симулација на севкупниот систем и адаптивниот алгоритам како контролер за намалување на вибрациите на еластичната структура-конзола, а потоа и негова имплементација на реален контролен од типот sbRIO. На крајот од оваа глава направена е компаративна анализа помеѓу добиените симулациони и експериментални резултати.

6.1. УПРАВУВАЧКИ АЛГОРИТМИ СО ПОВРАТНА И ДИРЕКТНА ВРСКА

Постојат два генерално основни пристапи на контролери за намалување на вибрациите, тоа се: со повратна врска (*feedback*) слика 6.1.1. и контролери со директна врска (*feedforward*). Изборот на контрола зависи од дадениот систем и апликација.



Слика 6.1.1: Feedback контролен алгоритам

Контролерите со повратна врска се базираат врз основа на грешката која се појавува помеѓу посакуваниот референтен сигнал и моменталниот мерен сигнал од сензорот. Грешката како вид најчесто е поместување, брзина, забрзување или фреквенција. Врз основа на грешката контролниот алгоритам генерира управувачки сигнал чија цел е да се постигне посакуваната динамика на системот.

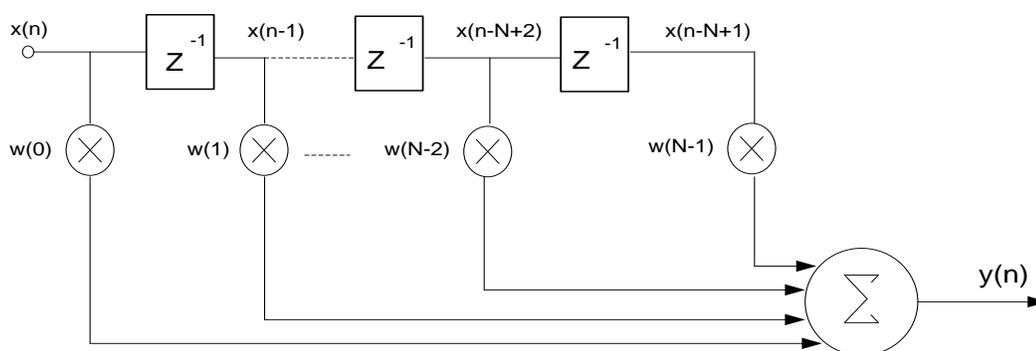
Контролерите со директна врска генерираат управувачки сигнал врз основа на предиктивен модел на системот или позната пореметувачка побуда. Овој тип на контролери најчесто се користи во машинството каде ротирните елементи вртат со позната брзина, односно хармонската побуда е веќе позната. Поради непостоење на повратна врска од системот, овие контролери не се робусни, односно ако дојде до промена на параметрите во системот, контролерот значително ја намалува неговата ефикасност. За подобрување на флексибилноста и можноста контролерот да одговори на поголем фреквентен спектар на побуди се оди на концептот на адаптивни контролери. Како најчесто употребувани адаптивни контролери во намалување на вибрациите се адаптивните дигитални филтри.

6.2. ДИГИТАЛЕН ФИЛТЕР

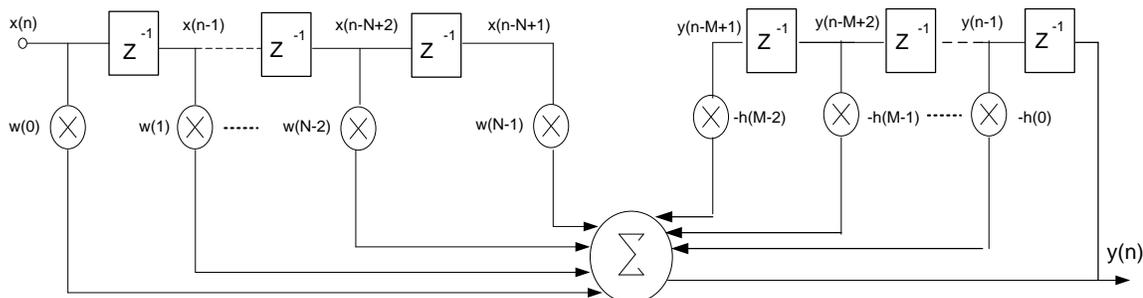
Дигиталните филтри се едноставни по градба и лесни за имплементација. За нивна реализација потребни се вкупно три операции: каснење на сигналот за еден примерок Z^{-1} , мултипликатор со тежински коефициент- w , суматор и акумулатор. Во зависност колку пати последователно овие операции се повторуваат дигиталните филтри може да бидат од N -ти степен. Нивната голема флексибилност и способност да ја менуваат фреквентната карактеристика со промена на коефициентите, односно промена на софтверскиот код, ги прави

дигиталните филтри широко распространети во употребата на контрола на бучава, активната контрола на вибрации [30], распознавање на говор, процесирање на слики и т.н.

Постојат главно два основни типа на дигитални филтри: ФИР (FIR- *finite impulse response*) слика 6.2.1 и ИИР (IIR-*infinity impulse response*) слика 6.2.2.



Слика 6.2.1: Структура на дигитален FIR филтер



Слика 6.2.2: Структура на IIR- дигитален филтер

ФИР филтри немаат повратна врска од излезот и поради овие причини имаат конечен импулсен одговор. Се карактеризираат со линеарна фаза, стабилност, лесни за дизајнирање и разбирање. Може да се постигне било кој посакуван фреквентен одговор, но потребно е филтерот да биде од многу повисок ред, а со тоа и потребата од многу поголеми процесорски ресурси. Одговорот на филтерот е даден со математичката релација:

$$y[n] = \sum_{i=0}^N w_i x[n - i] \quad (6.2.1)$$

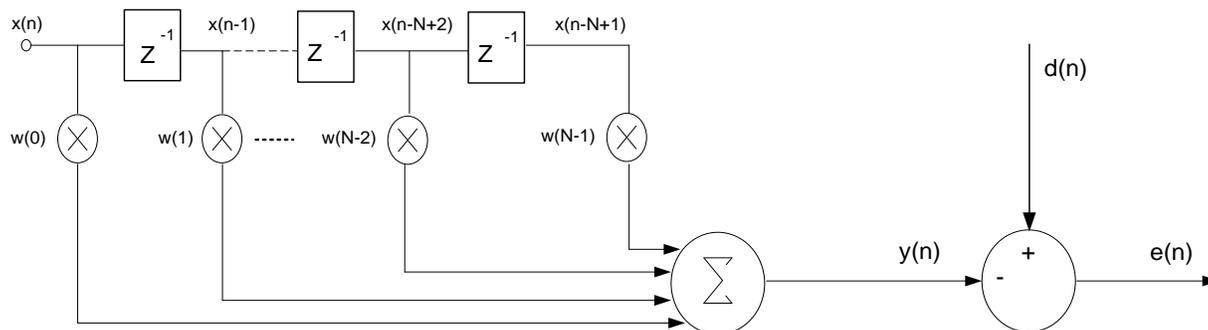
ИИР филтрите за разлика од ФИР филтрите имаат рекурзивен дел, односно одговорот на филтерот зависи и од самиот излез. Поради оваа особина тие имаат бесконечен импулсен одговор. Посакуваната фреквентна карактеристика ИИР филтрите може да ја постигнат со

многу помалку степени отколку ФИР филтрите, а со тоа и потребата од многу помала процесирачка моќ за нивната реализација, но од друга страна самото дизајнирање на ИИР филтери е покомплексно од ФИР филтрите, имаат нелинеарна фаза и можност за појава на нестабилност. Одговорот на ИИР филтрите може да се изрази со релацијата:

$$y[n] = \sum_{i=0}^N w_i x[n-i] - \sum_{i=0}^M h_i y[n-i] \quad (6.2.2)$$

6.2.1. ДИГИТАЛЕН ВИНЕР ФИЛТЕР

Винер филтерот е филтер е предложен уште во 1940 год. од американскиот професор на МИТ *Winer Norber*. Првенствено Винер филтерот е дизајниран за апликации во процесирање на сигналот за отстанување на пречки. Концептот на Винер филтерот е претставен на сликата 6.2.3.



Слика 6.2.3: Структура на Winer Filter

Излезот на Винер филтерот $y[n]$ претставува конволуција на влезниот вектор $\mathbf{X}[n]$ и тежинските коефициенти $\mathbf{W}[n]$.

$$y[n] = \mathbf{X}[n] * \mathbf{W}[n] \quad (6.2.3)$$

каде $\mathbf{X}[n]$ претставува колона на влезениот вектор, а $\mathbf{W}[n]$ е колона вектор на филтер коефициентите. N претставува број на степени.

Задачата на Винер филтерот е да естимира излезен сигнал $y[n]$ кој е еднаков со посакуваниот сигнал $d[n]$, така што грешката $e[n] = d[n] - y[n]$ да биде минимизирана.

Одговорот на Wiener филтерот може да се запише во форма:

$$y[n] = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x[n-i] \quad (6.2.4)$$

каде N претставува редот на дискретниот Wiener филтер, w_i се тежинските коефициенти на филтерот, а n претставува степенот на каснење на примерокот. Целта на Винер филтерот е да се минимизира средната квадратична грешка, која може да се запише како:

$$\begin{aligned} E\{e^2[n]\} &= E\{(d[n] - y[n])^2\} \quad \text{или} \\ E\{e^2[n]\} &= E\left\{\left(d[n] - \sum_{i=0}^{N-1} w[i]x[n-i]\right)^2\right\} \\ &= E\{d[n]^2\} - 2 \sum_{i=0}^{N-1} w[i]E\{d[n]x[n-i]\} + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} w[i]w[k]E\{x[n-i]x[n-k]\} \end{aligned} \quad (6.2.5)$$

За да се постигне минимална квадратична грешка, потребно е парцијалните изводи на функцијата $E\{e^2[n]\}$ по однос на тежинските коефициенти, да биде еднаков на нула:

$$\frac{\partial E\{e^2[n]\}}{\partial w_i} = 0, \text{ за } i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.2.6)$$

Овој резултат е оптимален во смисла на минимум средна квадратична грешка и носи до системската равенка:

$$\sum_{i=0}^{N-1} w_i E\{x[n-k]x[n-i]\} = E\{x[n-k](d[n])\} \quad (6.2.7)$$

каде изразите:

$r_{dx} = E\{d[n]x[n-i]\}$ - претставува крос корелациона функција помеѓу $d[n]$ и $x[n]$

$r_{xx} = E\{x[n-i]x[n-k]\}$ - претставува ауто корелациона функција помеѓу $x[n]$

или изразот 6.2.7 може да го запишеме како:

$$\sum_{i=0}^{N-1} w_i r_{xx}[i-k] = r_{xd}[-k] \quad (6.2.8)$$

Оваа математичка релација е позната како *Winer - Hopf* равенка. Равенката може да се запише и во матрична форма како:

$$\begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \cdots & r_{xx}(N-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \vdots \\ \vdots & r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & r_{xx}(1) \\ r_{xx}(N-1) & \cdots & r_{xx}(1) & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{xd}(0) \\ r_{xd}(-1) \\ \vdots \\ r_{xd}-(N-1) \end{bmatrix} \quad (6.2.9)$$

или како:

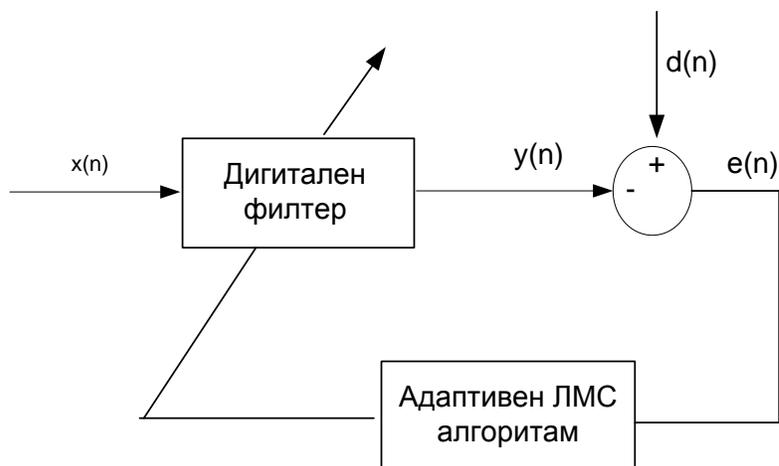
$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} = \mathbf{R}_{xd} \quad (6.2.10)$$

ако матричната равенка се помножи со \mathbf{R}_{xx}^{-1} од лево се добиваат оптималните тежински коефициенти на Винер филтерот, односно со овие коефициенти излезот на филтерот ќе биде таков со што ќе се добие минимална квадратична грешка.

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (6.2.11)$$

6.2.2 АДАПТИВЕН АЛГОРИТАМ- ЛМС

Основна цел на адаптивниот ЛМС (LMS-*Least mean square*) алгоритам е да изврши адаптација на тежинските коефициенти $W[n]$ на дигиталниот филтер, така што разликата помеѓу излезот на дигиталниот филтер $y[n]$ и посакуваниот сигнал $d[n]$ се минимизира, односно да ја минимизира грешката $e[n] = d[n] - y[n]$. Блок дијаграм на адаптивниот алгоритам е претставен на слика 6.2.4.



Слика 6.2.4: Блок дијаграм на адаптивен дигитален филтер со ЛМС алгоритам

Процесот на естимација на тежинскиот коефициент $w[n]$ се извршува во итеративен процес според така наречениот чекорно десцентен метод кој е претставен со релацијата:

$$w[n + 1] = w[n] + \mu x[n]e[n] \quad (6.2.12)$$

Математичката релација покажува дека естимацијата на наредниот тежински коефициент $w[n + 1]$ претставува рекурзивен процес, каде моменталната вредност на тежинскиот коефициент $w[n]$ ќе се менува во зависност од големината на корелацијата помеѓу влезниот сигнал на филтерот $x[n]$ и грешката $e[n]$. Параметарот μ претставува чекорот со кој се определува брзината на конвергенција. Со правилен избор на μ , тежинските коефициенти конвергираат кон оптималните тежински коефициенти на Винер филтерот. Поголема вредност на μ води до побрза конвергенција, но исто така и можноста за прескок на вистинскиот коефициент и да дојде до нестабилност на алгоритмот. Мала вредност на μ води до поспора конвергенција и можноста за прескок на вистинскиот тежински коефициент е помала. Границите на стабилност се определуваат според изразот:

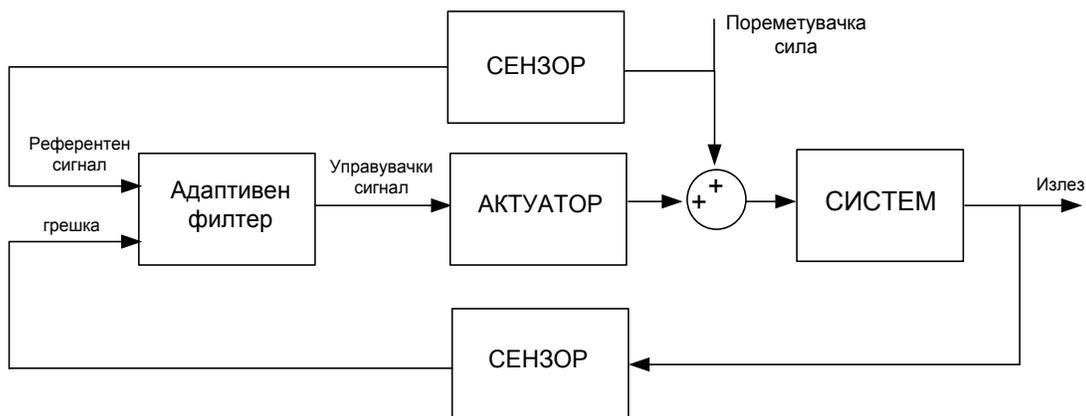
$$0 < \mu < \frac{2}{\gamma_{max}} \quad (6.2.13)$$

каде γ_{max} претставува најголемата сопствена вредност на матрицата R_{xx} .

Едноставноста на адаптивниот ЛМС алгоритам и немањето потреба за пресметка на инверзни матрици и корелациони функции, го прави многу лесен и едноставен за хардверска имплементација. Затоа тој денеска претставува еден од најкористените адаптивни алгоритми во многу апликации, како на пример: вештачка интелигенција, препознавање на говор, препознавање на слика, адаптивни антени, автоматско отстанување на бучава, адаптивна активна контрола на вибрации, идентификација на систем и други.

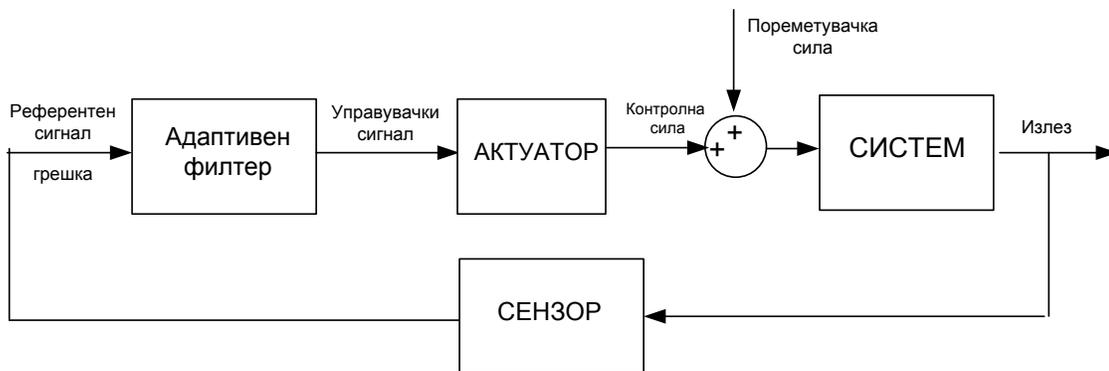
6.3 АДАПТИВЕН ДИГИТАЛЕН ФИЛТЕР КАКО УПРАВУВАЧ ЗА НАМАЛУВАЊЕ НА ВИБРАЦИИТЕ КАЈ КОНЗОЛАТА

Чест пристап на користењето на адаптивниот дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите кај машинските конструкции кој може да се сретне во стручната литература е прикажан на сликата 6.3.1.



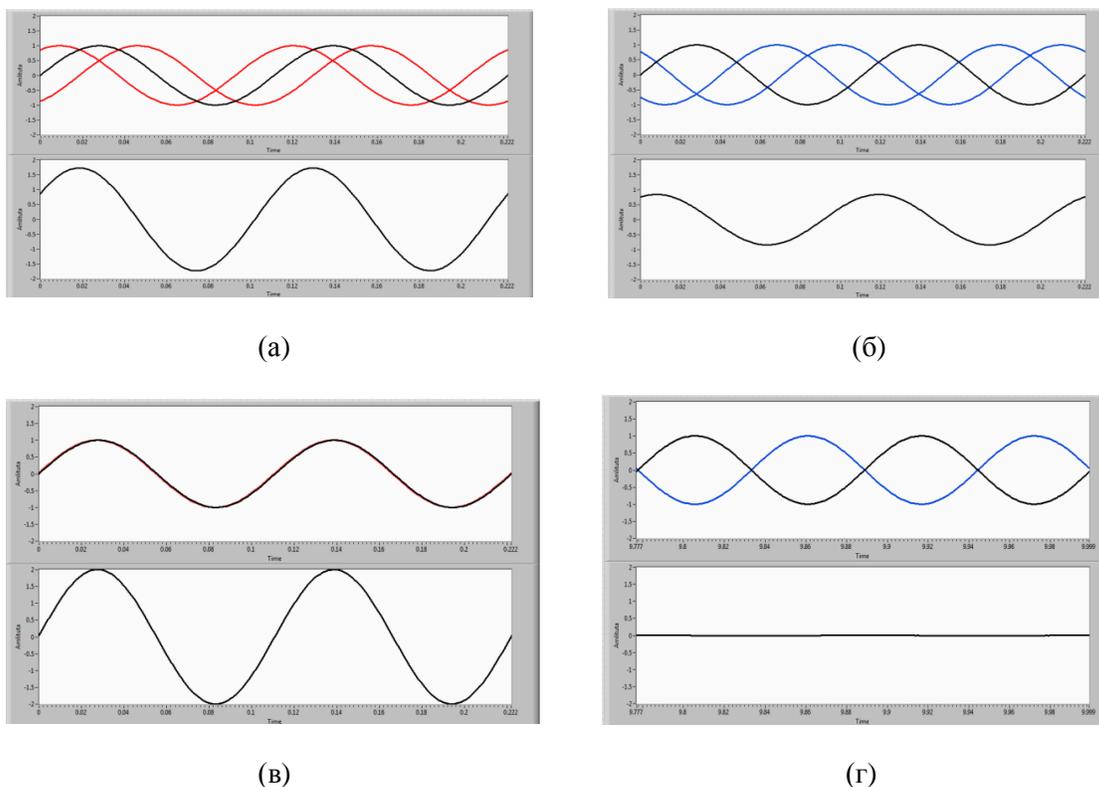
Слика 6.3.1: Блок дијаграм на адаптивен филтер како контролер за намалување на вибрации

Повратната врска од сензорот го детектира одговорот на системот кој е под дејство на пореметувачката сила. Овој сигнал претставува грешка во адаптивниот филтер. Адаптивниот филтер врз основа на сигналот од грешката, ќе го филтрира референтниот сигнал на таков начин за да се поништи пореметувачката сила. Референтниот сигнал кој претставува влез во адаптивниот филтер мора да е во корелација со пореметувачката сила. За таа цел најчесто се користи дополнителен сензор кој треба да ја мери пореметувачката сила. Ова воедно се смета и за недостаток од смисла на потреба за дополнителен сензор, проблеми околу изборот на вистинската локацијата на поставување на сензорот кој треба да даде правилна слика за пореметувачката сила и можноста за појава на интеракција помеѓу управувачкиот и мерниот сигнал. Во оваа магистарска работа обработен е концептот на адаптивен дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите на конзолата, каде сигналот на грешката се користи и како референтен сигнал слика 6.3.2.



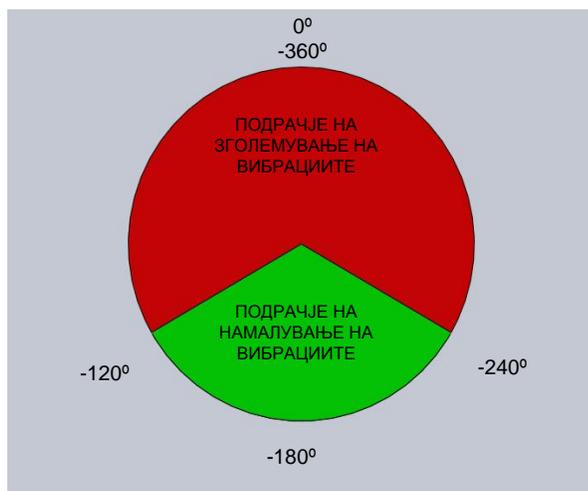
Слика 6.3.2: Блок дијаграм на адаптивниот контролер за намалување на вибрациите на конзолата

За ефикасно придушување на вибрациите потребно е контролната сила да исполни определени услови со цел поништување на пореметувачката сила. На слика 6.3.3 претставени се графици под (а), (б), (в), (г), каде се покажува улогата на фазната разлика помеѓу пореметувачката и контролната сила, во случајеви кога пореметувачката и контролната сила се со иста фреквенција и амплитуда. Во горниот дел од графикот се пореметувачката и контролната сила, додека во долниот дел од графикот е резултантната сила помеѓу нив. Графикот под (а), покажува случај кога контролната сила (црвените линии) е во подрачје со фазна разлика од околу 0 степени по однос на пореметувачката сила (црната линија), амплитудата на резултантната сила ќе се зголемува, односно доаѓа до зголемување на вибрациите. Во случај на фазна разлика од 0 степени, резултантната сила ќе има максимална амплитуда, графикот по (в). Графикот под (б), покажува случај кога контролната сила (плавата линија) е во подрачје со фазна разлика од околу ± 180 степени по однос на пореметувачката сила (црната линија), во овој случај резултантната сила се намалува, односно доаѓа до придушување на вибрациите. Кога фазната разлика помеѓу пореметувачката и контролната сила е точно ± 180 степени, доаѓа до целосно поништување на побудната сила, график (г).



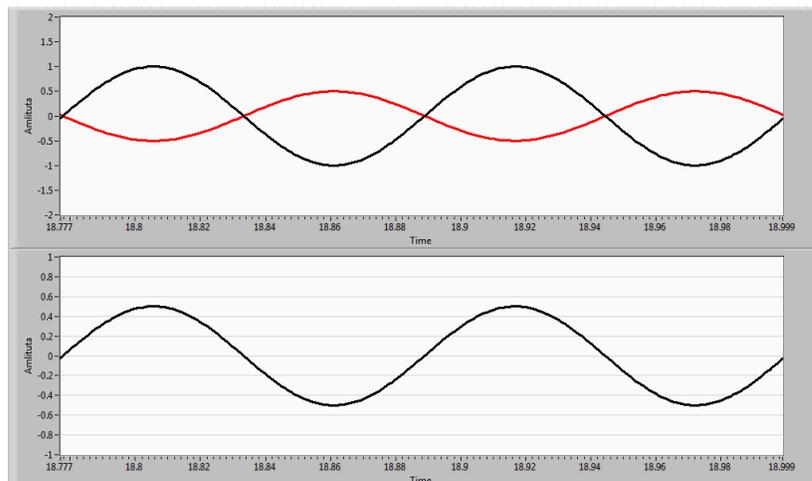
Слика 6.3.3: Случаи на фазна разлика помеѓу пореметувачката сила и контролната сила при иста амплитуда и фреквенција

Од овие графици може да се заклучи дека постои област на фазна разлика каде резултантната сила се зголемува и област на фазна разлика кога резултантната сила се намалува, односно зголемување или намалување на вибрациите. На слика 6.3.4 прикажани се границите на максималните фазни подрачја на намалување и зголемување на вибрациите во идеален случај кога амплитудата и фреквенцијата на побудната сила и амплитудата и фреквенцијата на контролната сила се идентични. Границата на фазната област на која вибрациите ќе се намалуваат претставува зеленото подрачје помеѓу -120° и -240° .



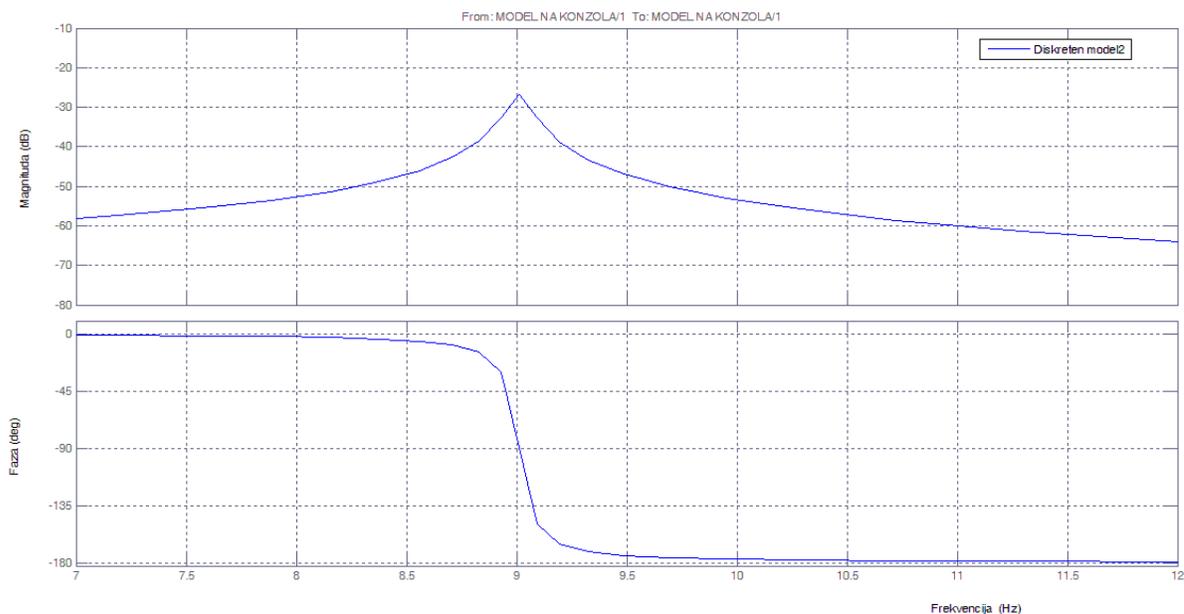
Слика: 6.3.4: Фазно подрачје на зголемување и намалување на вибрациите, во случај кога пореметувачката и контролната сила се со иста фреквенција и амплитуда

На графикот 6.3.5 прикажан е случај кога фазната разлика помеѓу пореметувачката сила и контролната сила е -180° степени што претставува идеален случај за намалувањето на вибрациите, но постои разлика во амплитудите помеѓу пореметувачката и контролната сила. Во овој случај се забележува дека резултантната сила не е нула, односно нема да дојде до целосно поништување на пореметувачката сила. Со зголемување на амплитудата на контролната сила, границите на фазното подрачје за кое се намалуваат вибрациите се повеќе ќе се стеснува. Ако амплитудата на контролната сила стане доволно голема, тогаш повеќе нема да постои подрачје за кое ќе се намалуваат вибрациите, односно контролната сила ќе дејствува како сила која ќе предизвикува вибрации. Од тука следи условот за ефикасно придушување на вибрациите, а тоа е контролната сила да е со иста фреквенција и амплитуда како пореметувачката сила, но со спротивна фаза.



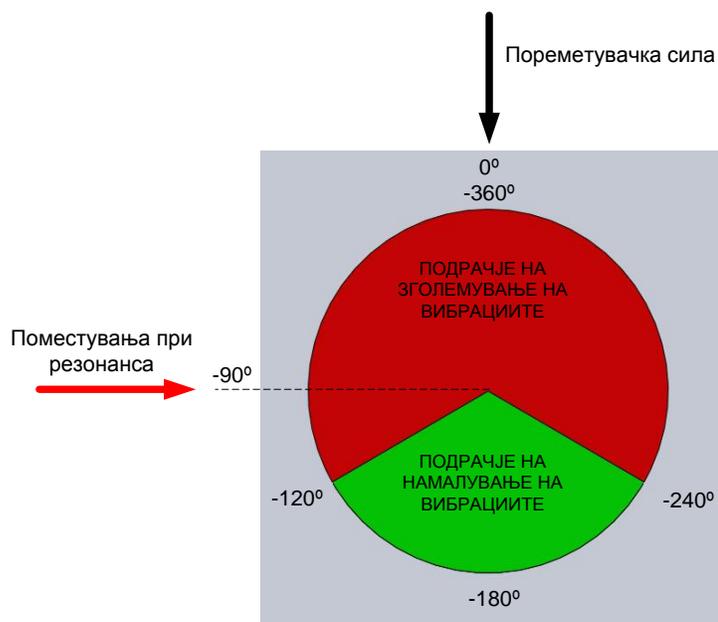
Слика 6.3.5: Случај кога пореметувачката и контролната сила се со иста фреквенција и фазна разлика од 180 степени, но имаат различни амплитуда

Референтен сигнал во адаптивниот дигитален филтер се мерените поместувања на механичкиот систем. Како што веќе напомниме во глава 2, ако на придушен механички систем со еден степен на слобода се дејствува со хармонска побудата, одговорот на механичкиот систем може да се изрази според математичката релација (2.1.20). Тоа подразбира дека фреквенцијата на мерените поместувања ќе биде со иста фреквенција како пореметувачката сила, со што една од потребните карактеристики кои треба да ги има контролната сила за поништување на пореметувачката сила е исполнет. Задачата која преостанува на адаптивниот дигитален филтер е да изврши соодветно засилување и каснење на референтниот сигнал, така што генерираната контролна сила од актуаторот ќе биде со иста амплитуда како пореметувачката сила и во фазното подрачје на намалување на вибрациите или во најдобар случај -180 степени во однос на пореметувачката сила. При вибрации на механичкиот систем, поместувањата на конзолата варираат по амплитуда и фаза по однос на фреквенцијата и амплитудата на пореметувачката сила. На слика 6.3.6 прикажан е бode дијаграм на преносната функција на механичкиот систем-конзола за фреквентен ранг од 7 Hz до 12 Hz. На горниот график е прикажана амплитудата на поместувањата на механичкиот систем во зависност од фреквенцијата на пореметувачката сила, додека на долниот график е прикажано фазното каснење на поместувањата во зависност од фреквенцијата на пореметувачката сила.

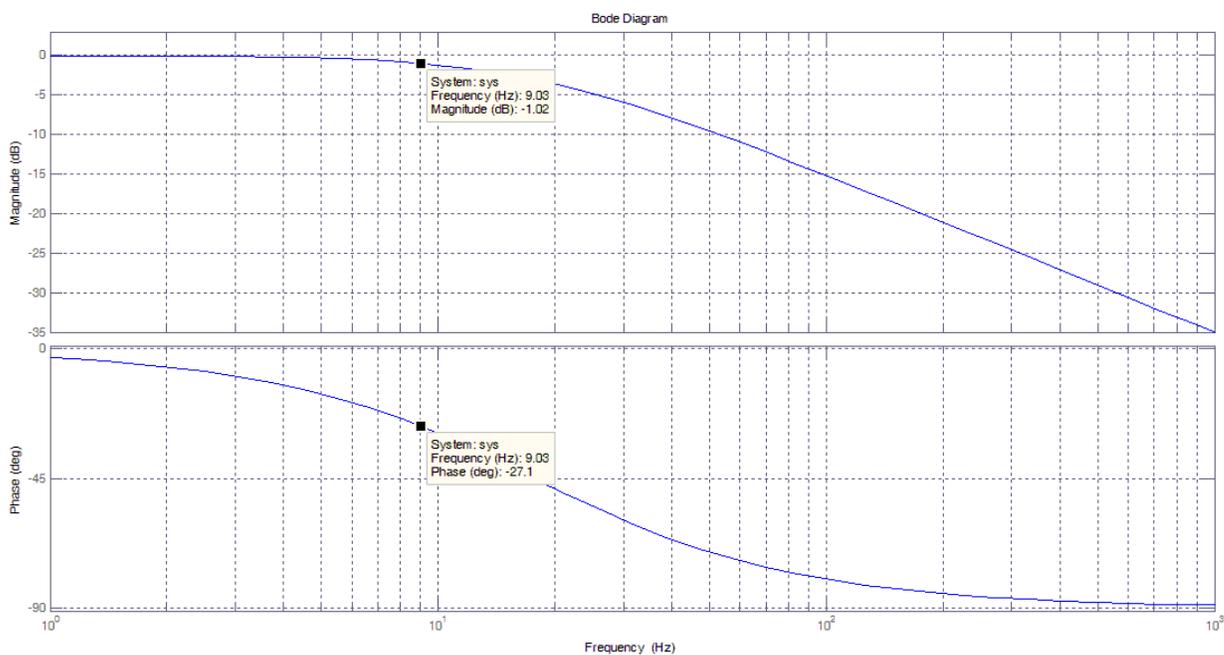


Слика 6.3.6: Боде дијаграм на дискретниот модел на конзолата за фреквенција од 7 Hz до 12 Hz

Како што може да се забележи од самиот дијаграм амплитудата на поместувањето значително се зголемува колку фреквенцијата на пореметувачката сила е поблиску до природната фреквенција на конзолата. Исто така, голема промена се забележува и во фазната разлика помеѓу поместувањата и пореметувачката сила во близина до резонантното подрачје. За фреквентниот ранг од 8.5 Hz до 9.5 Hz фазната разлика изнесува помеѓу -5.3 степени и -174 степени. Во резонанса од 9 Hz фазната разлика помеѓу пореметувачката сила и поместувањата на конзолата е 90 степени, слика 6.3.7. Во временски интервал тоа изнесува 27.7ms. Малите промени во фреквенцијата од 9 ± 0.5 Hz резултираат со вкупни временски каснења во фазата во граници од 5ms до 50ms. Самиот мерен сигнал поминува низ повеќе степени низ системот, како на пример: колото за кондиционирање на сигналот, антиаласинг филтер, аналогниот дигитален конвертор, систем за обработка на сигналот во контролната единица, дигиталниот аналоген конвертор, драјверот за актуаторот и на крајот актуаторот. Сите овие елементи имаат свои карактеристики кои можат да влијаат на амплитудата и каснење на сигналот. Како една од најважните компоненти која може да се посочи како пример и има голема улога во промената на амплитудата и касењето на сигналот е нископропусниот филтер. На слика 6.3.8 е прикажан боде дијаграмот од дизајнираниот нископропусен филтер.

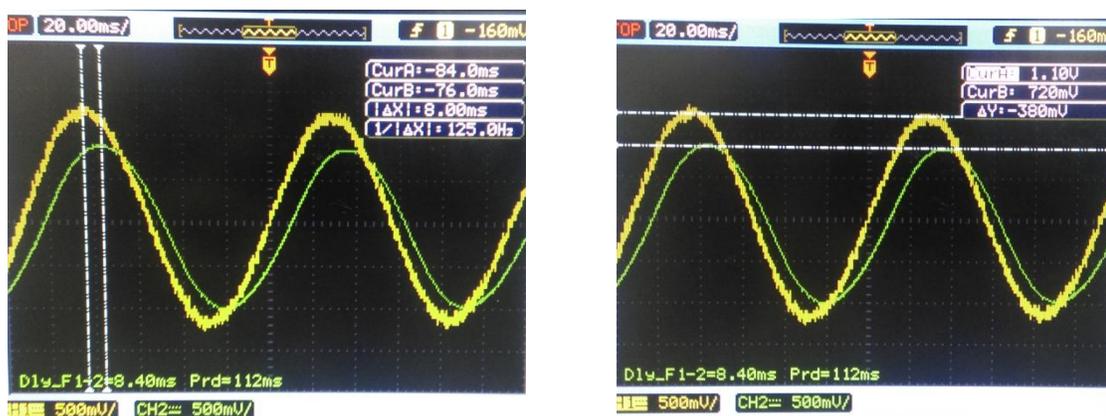


Слика 6.3.7: Фазна разлика помеѓу пореметувачката сила и поместувањата на конзолата



Слика 6.3.8: Боде дијаграм на ниско пропусниот филтер

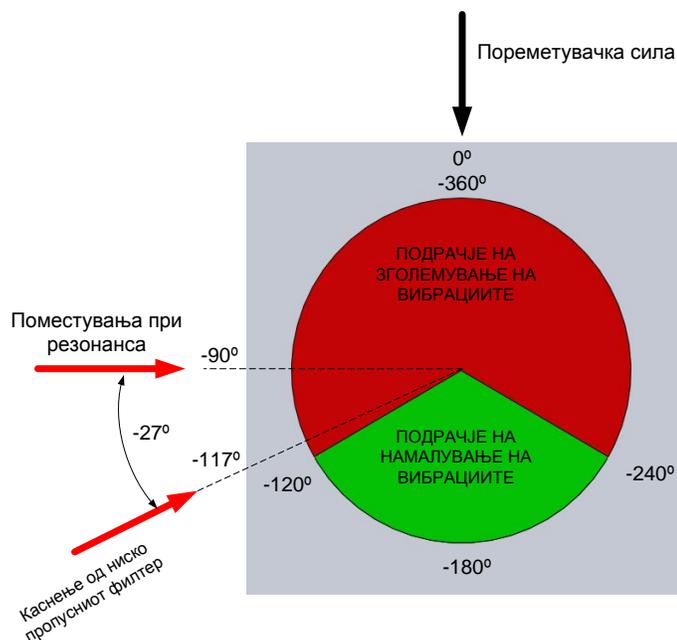
Како што се забележува од дијаграмот каснењето на сигналот при вибрации на конзолата од 9 Hz каснењето е околу -27 степени или во временски период тоа е приближно 8ms, додека амплитудата на сигналот е намалена за -1.02 dB. Ако се земе во предвид и каснењето од нископропусниот филтер, тогаш вкупното каснење на сигналот од мерените поместувања на конзолата, при вибрирање на конзолата во резонанса ќе биде 117 степени, слика 6.3.10.



(а) Каснење по фаза

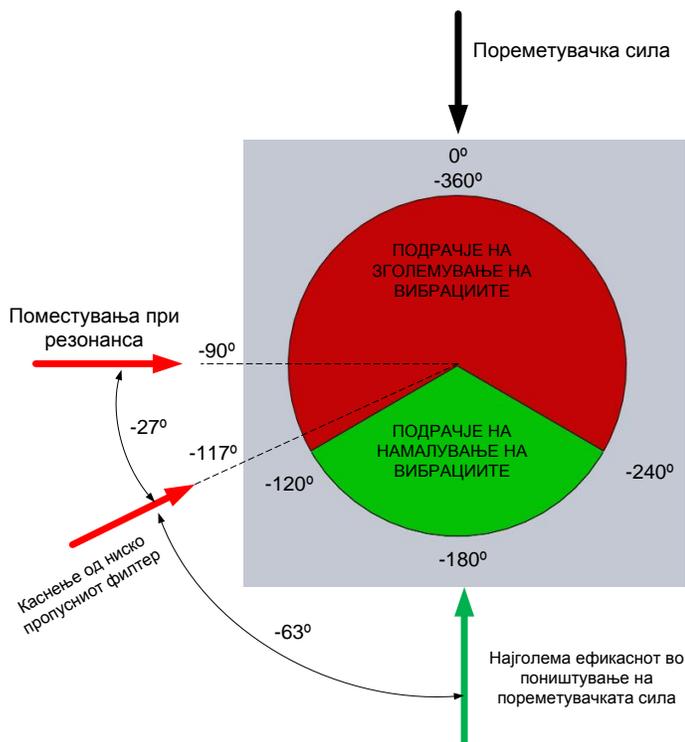
(б) Намалување на амплитудата

Слика 6.3.9: Реален мерен сигнал помеѓу влезот и излезот на филтерот при осцилирање на конзолата со својата прва природна фреквенција



Слика 6.3.10: Вкупно каснење на мерниот сигнал и од нископропусниот филтер

Ако се гледа само во случај на резонанса, дополнителното фазно каснење на сигналот од мерените поместувања кој треба да го компензира адаптивниот дигитален филтер ќе изнесува -63 степени, слика 6.3.11.

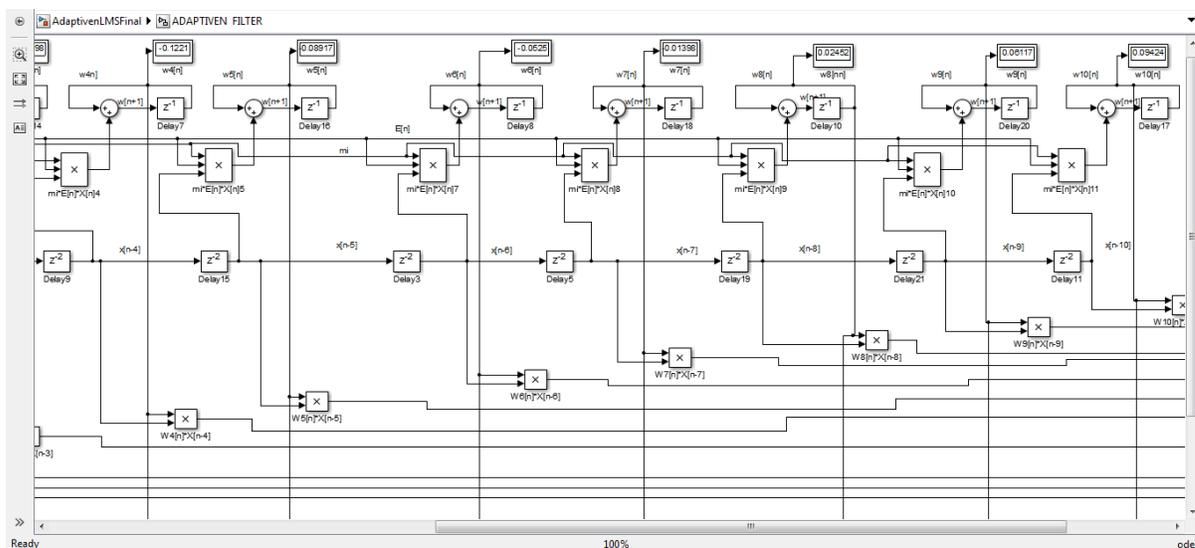


Слика 6.3.11: Потребното каснење на сигналот за добивање најголема ефикасност во придушување на вибрации

Како што се гледа од предходните примери, определувањето на амплитудата на пореметувачката сила и потребната фаза за контролната сила врз база на мерените поместувања на конзолата претставува комплексна задача, особено кога се работи за вибрации на конзолата во приближно резонантното подрачје каде системот покажува најголема осетливост. Задачата на ЛМС алгоритам е да ги адаптира тежинските коефициенти на дигиталниот филтер, така што сигналот од мерените поместувања на конзолата ќе го адаптира на потребната амплитуда и фаза со цел генерирање на напонски контролен сигнал за електромагнетниот актуаторот кој треба да ја генерира потребната сила со цел ефикасно намалување на вибрациите на конзолата.

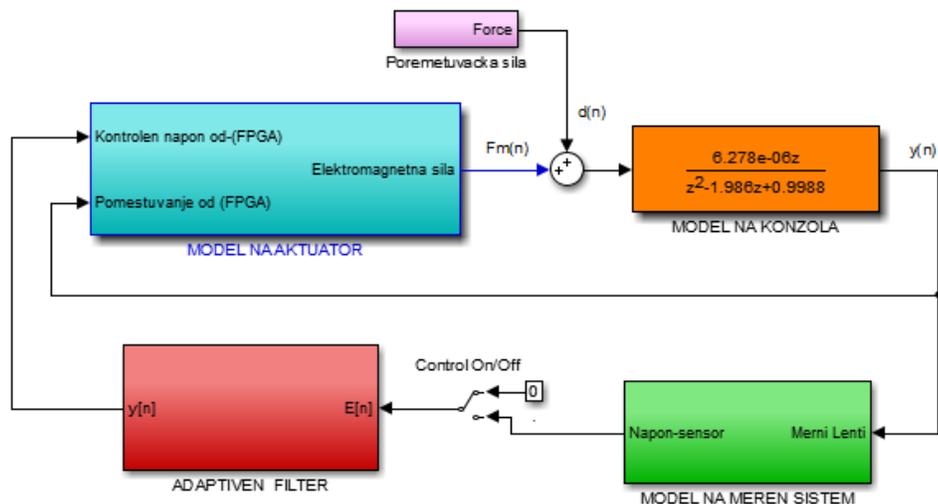
6.4. СИМУЛАЦИЈА НА СИСТЕМОТ СО АДАПТИВНИОТ КОНТРОЛЕР И СИМУЛАЦИОНИ РЕЗУЛТАТИ

Симулацијата на системот со адаптивниот контролер овозможува анализирање на динамичкото однесување на системот, експериментирање и подобрување на ефикасноста на адаптивниот контролер во намалување на вибрациите. За добивање поверодостојни резултати, потребно е симулациониот модел да биде што е возможно поблиску до реалниот систем. Моделот на адаптивниот контролер претставува комбинација на дигитален филтер и адаптивен алгоритам со вкупно 11 степени. Времето избрано за семплирање во симулацијата е 0.002 секунди. На слика 6.4.1 е претставен дел од адаптивниот дигитален филтер изработен во Matlab-Simulink.



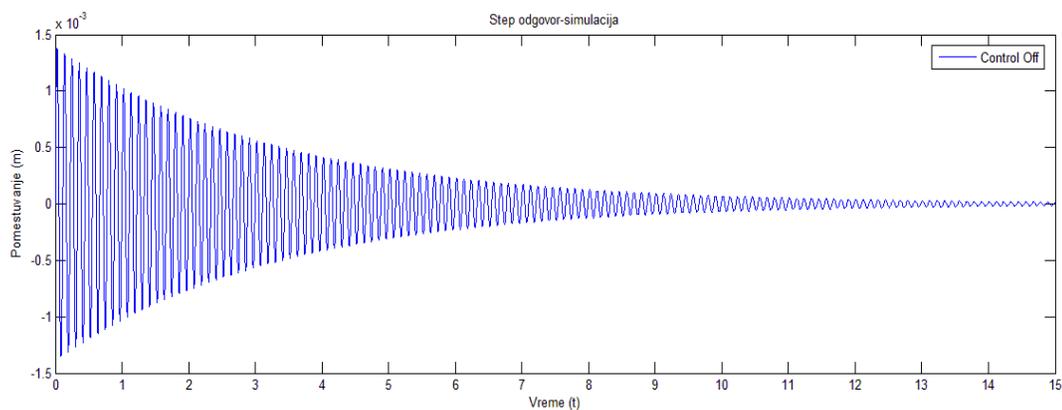
Слика 6.4.1: Адаптивниот дигитален филтер во Симулинк

Севкупниот симулациониот модел е претставен на слика 6.4.2 во кој се содржат моделите на интегрираниот систем на конзола и актуаторот, кој е добиен преку системот за идентификација во глава 5, модел на мерниот систем изработен во глава 3 и модел на адаптивниот филтер.



Слика 6.4.2: Симулационен модел на системот

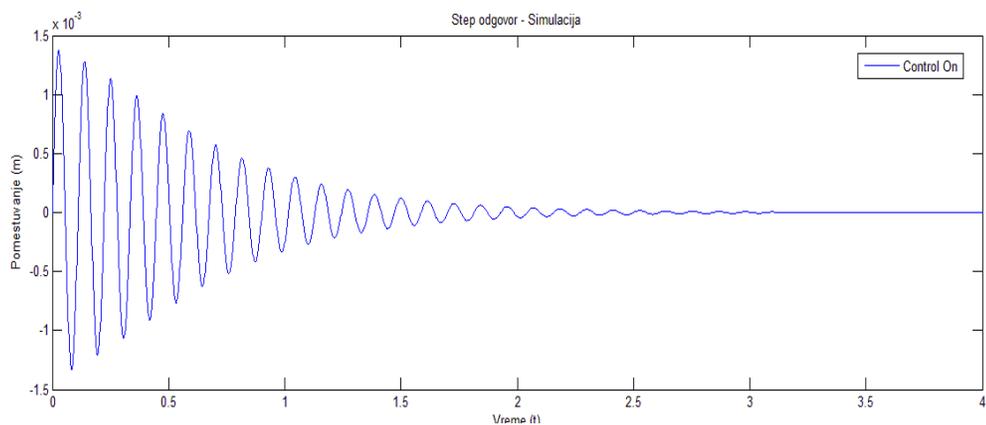
Во процесот на симулација можат да се видат скоро сите параметри за кои сме заинтересирани во системот како на пример: поместувањата на конзолата, конвергирањето на тежинските коефициенти, излезот на адаптивниот филтер, напон и струјата на актуаторот, генерираната електромагнетна сила и т.н. Симулациониот моделот е тестиран на три побудни сили од кои: единична отскочна функција, побуда со фреквенција на првиот мод на конзолата и chirp сигнал во опсег од 0-20 Hz. На слика 6.4.3 и прикажан одговорот на симулациониот моделот при единична отскочна функција без контрола.



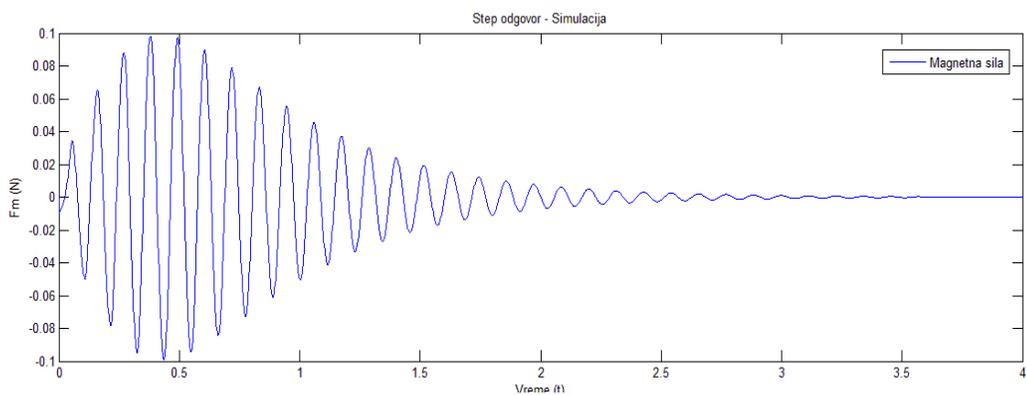
Слика 6.4.3: Степ одговор на конзолата без контрола

Од самата симулација се забележува дека потребното време за смирување на вибрациите од 1.5 mm до целосното смирување е повеќе од 15 секунди. На слика 6.4.4 е прикажан одговорот на конзолата со вклучената адаптивна контрола, додека на слика 6.4.5 е прикажана и

електромагнетната сила. Од добиените резултати се забележува целосното смирување на конзолата е помалку од 3 секунди.

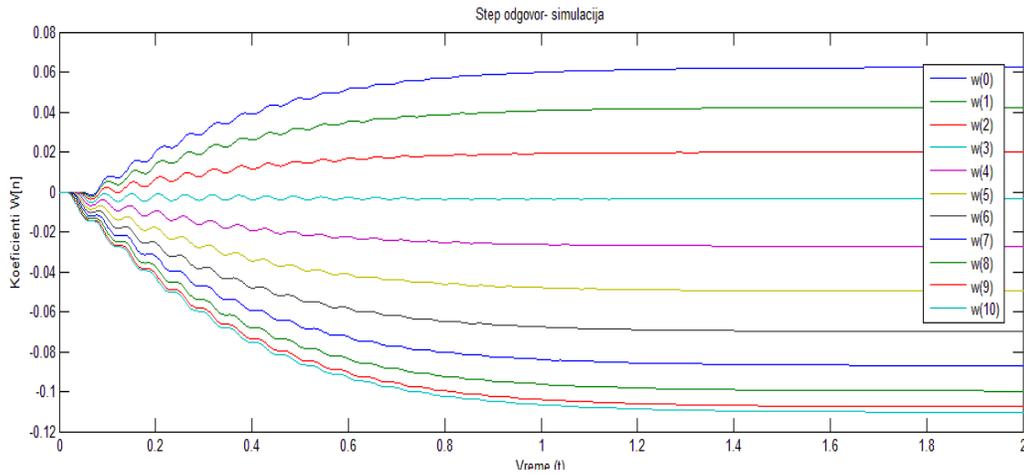


Слика 6.4.4: Одговор на системот со адаптивната контрола



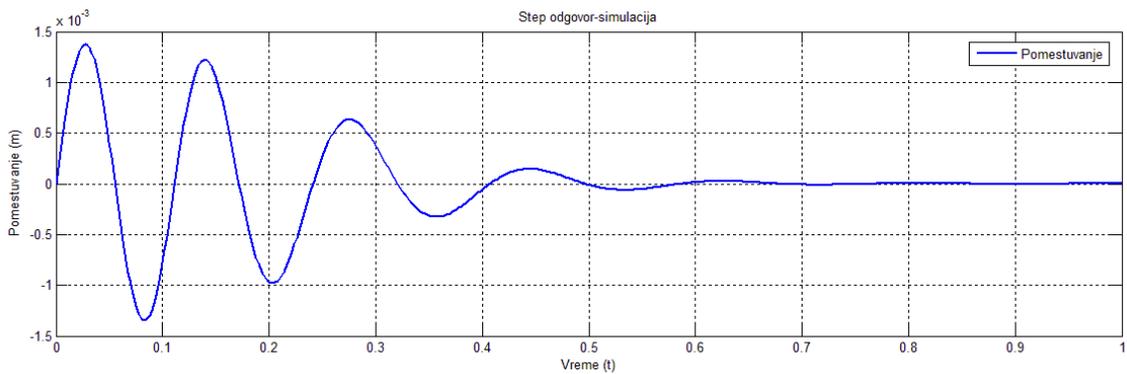
Слика 6.4.5: Генерираната електромагнетна сила при единична отскочна побуда

На слика 6.4.6 прикажана е конвергенцијата на тежинските коефициенти. Од симулационите резултати се забележува дека потребното време на адаптирање на коефициентите е помало од 2 секунди.

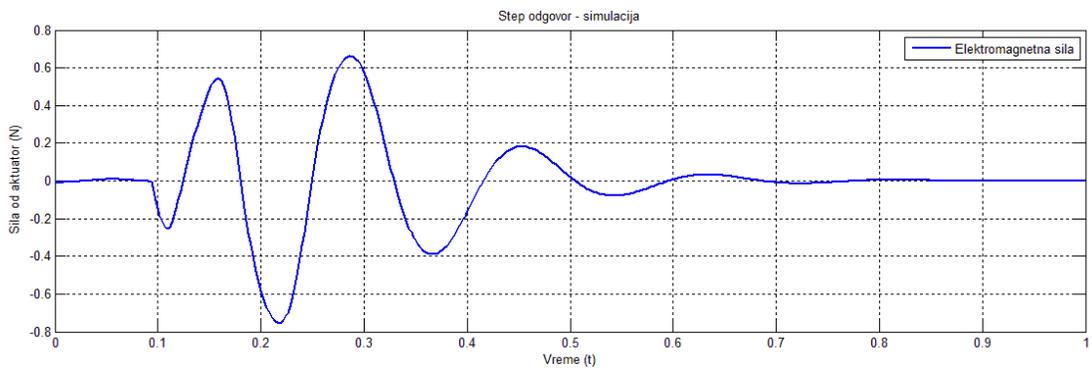


Слика 6.4.6: Конвергенција на тежинските коефициенти на единична отскочна функција

По адаптирање на тежинските коефициенти, при повторна побуда со единична отскочна функција целосно смирување на конзолата е 0.6 секунда, слика 6.4.7.

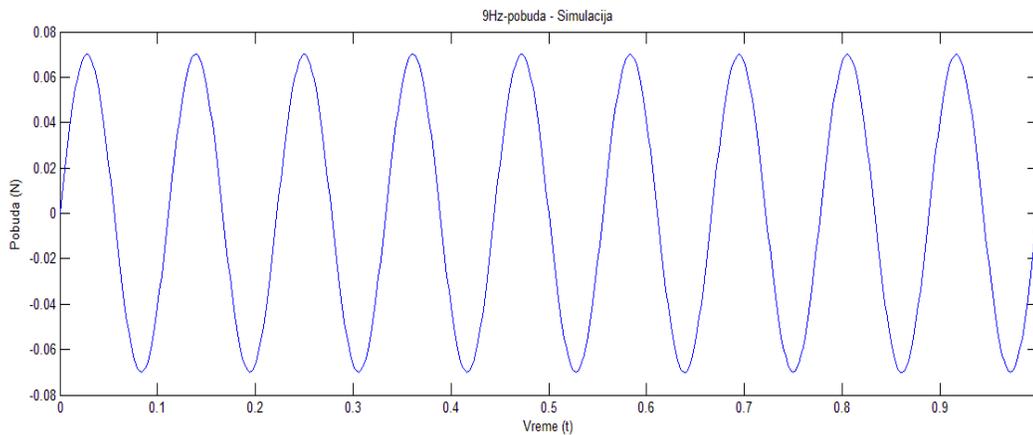


Слика 6.4.7. Одговор на конзола по адаптирање на коефициентите



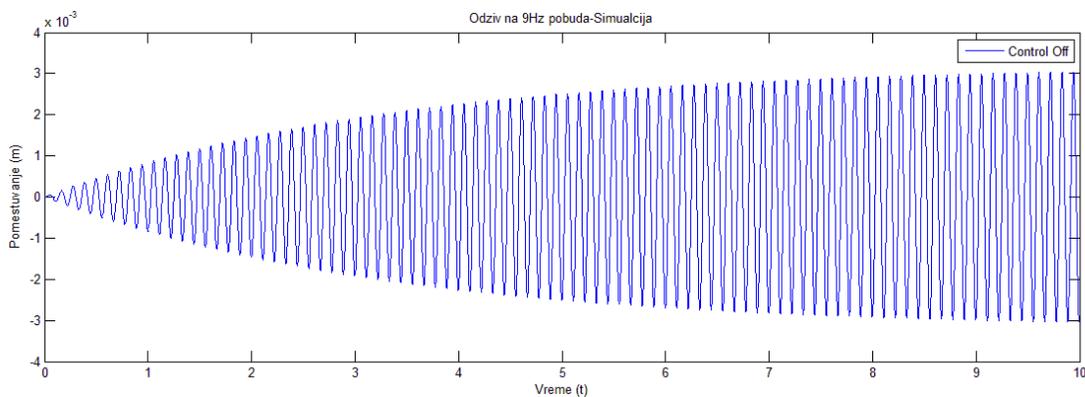
Слика 6.4.8: Електромагнетната сила при единична побуда

На слика 6.4.9 е прикажана побудата на конзолата со фреквенција од 9Hz, која одговара на првиот мод.



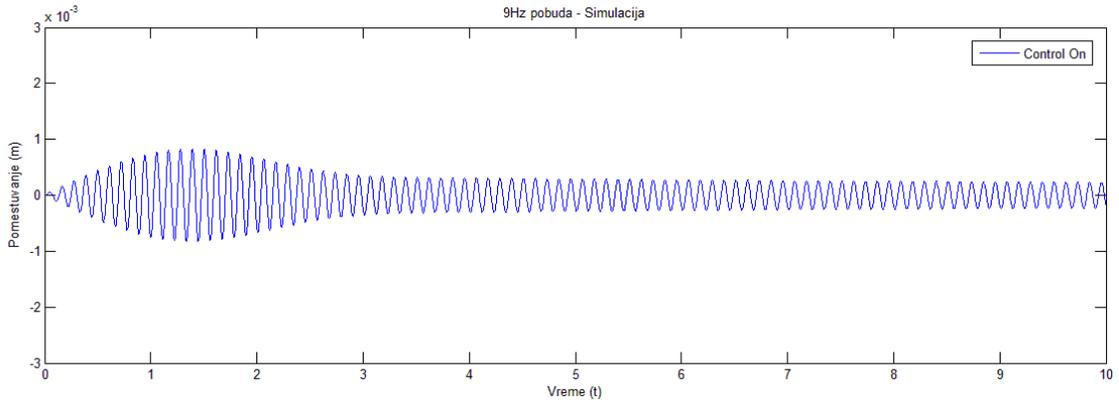
Слика 6.4.9: Побуда со фреквенција од 9 HZ

На слика 6.4.10 е прикажан одговор на конзолата при побуда со првата природна фреквенција од 9 Hz, без вклучена контрола.

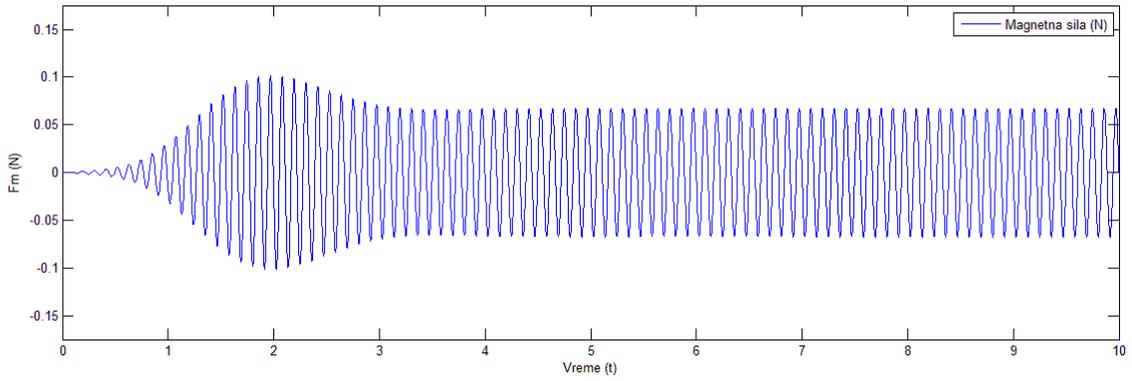


Слика 6.4.10: Одговор на конзолата на побуда од 9 Hz без контрола

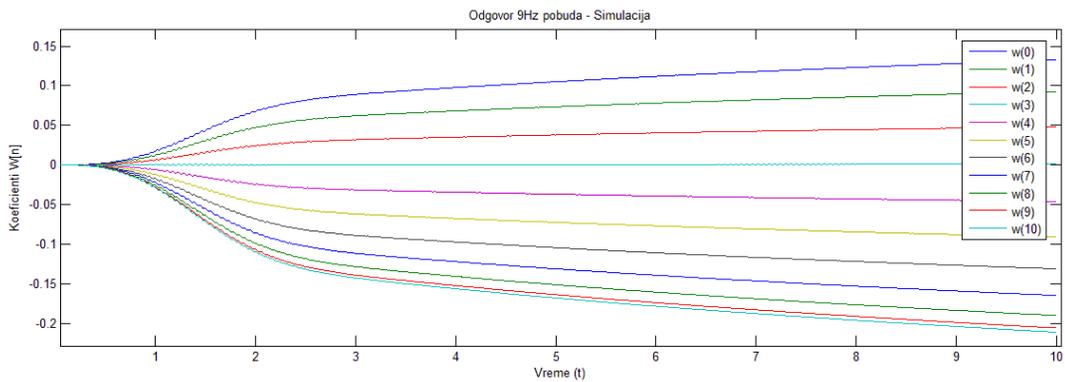
На слика 6.4.11 е прикажан одговор на конзолата при побуда со првата природна фреквенција од 9 Hz со вклучена контрола.



Слика 6.4.11: Одговор на конзолата при побуда од 9 Hz со вклучена контрола

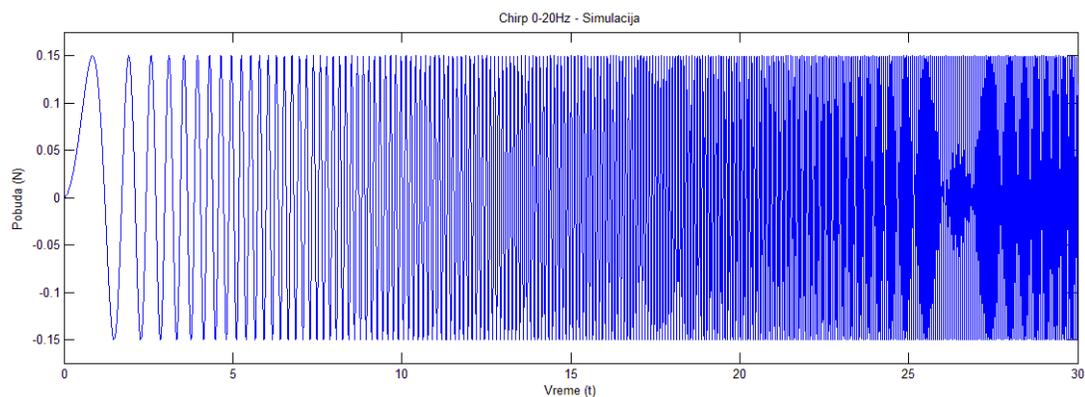


Слика 6.4.12: Електромагнетната сила при побуда на системот со 9 Hz

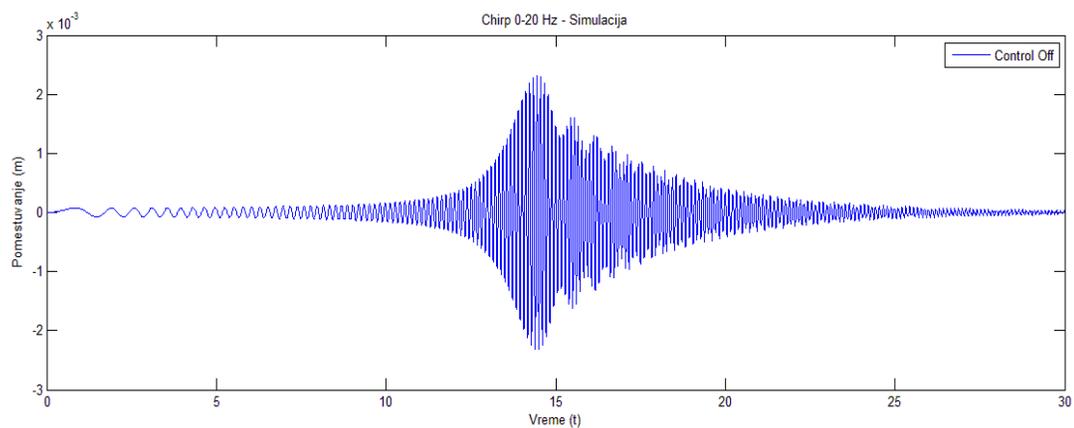


Слика 6.4.13: Конвергенција на тежинските коефициенти при побуда од 9 Hz

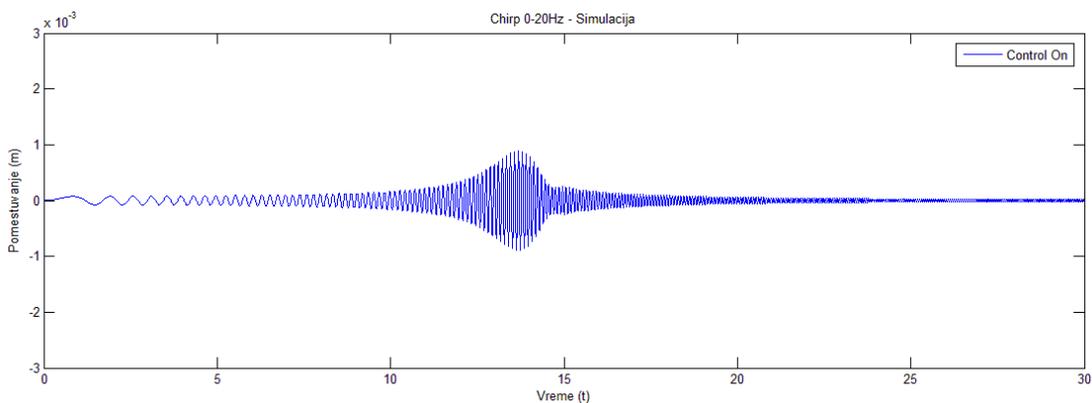
На слика 5.5.13 е прикажан побудниот сигнал Chirp со фреквенција од 0-20 Hz.



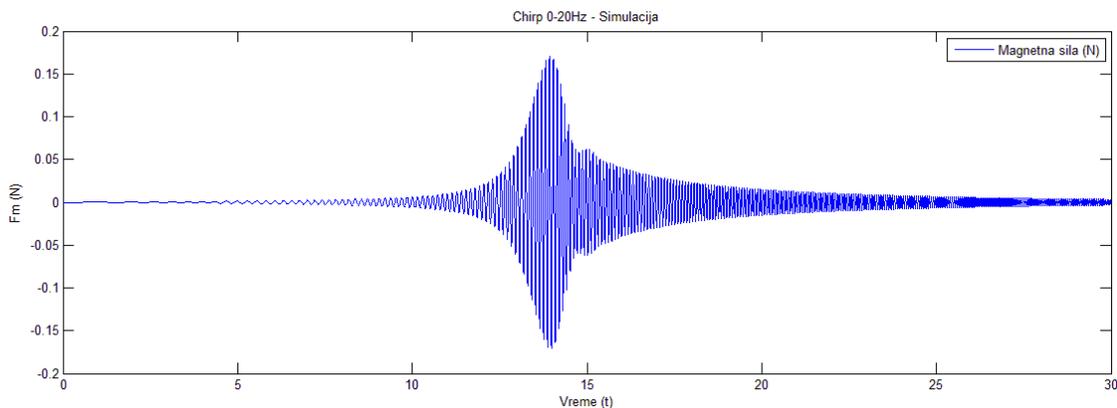
Слика 6.4.14: Побуден сигнал Chirp 0-20 Hz



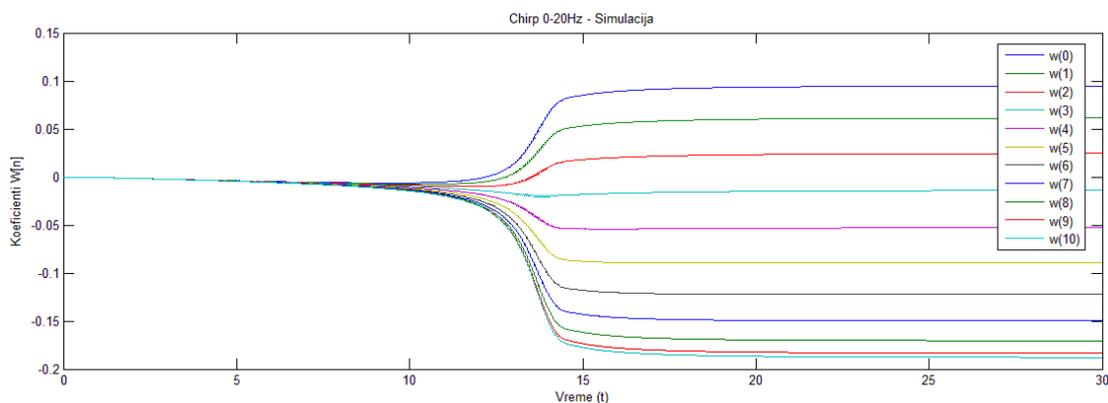
Слика 6.4.15: Одговор на конзолата при побуда на сигнал Chirp 0-20 Hz без контрола



Слика 6.4.16: Одговор на конзолата при побуда на Chirp 0-20 Hz со контрола



Слика 6.4.17: Електромагнетна сила при побуда на Chirp 0-20 Hz

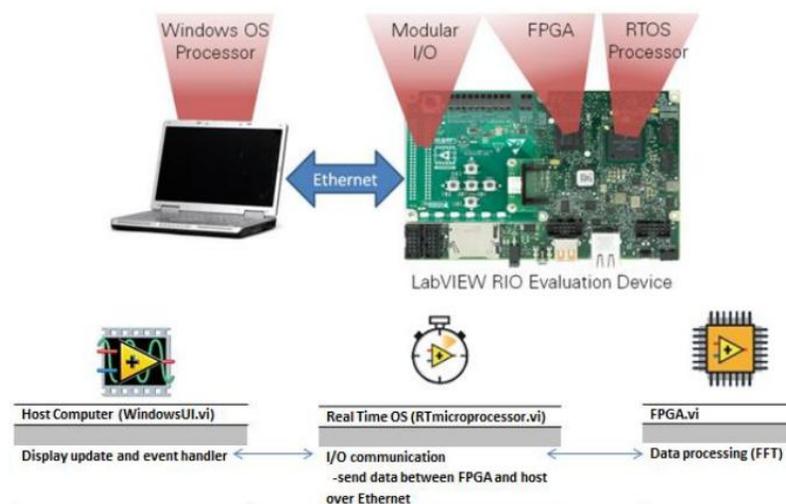


Слика 6.4.18: Конвергенција на тежинските коефициенти при побуда на Chirp 0-20 Hz

Во текот на симулацијата, адаптивниот филтер покажа одлични резултати како контролер за намалување на вибрациите на конзолата. При сумулација на chirp сигнал со параметри од 0-20 Hz и амплитуда од 0.1 N, резултати можат да се видат на слика. Во процесот на симулација адаптивниот контролер покажа одлични флексиблни способности и адаптација низ целиот предвиден ранг. Адаптивниот филтер успеа брзо и ефективно да создаде контра побудна сила и да ја поништи пореметувачката сила за 80%. Адаптивниот контролер работи добро во симулација, покажувајќи одлични резултати при што се премина и на негова практична имплементација.

6.5 ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА НА УПРАВУВАЧКИОТ АЛГОРИТАМ

Контролна единица која се употреби за имплементација на адаптивниот дигитален филтер е реален контролер NIsbRIO-9636 составен од *real-time processor* и *FPGA (Field programmable gate array)* платформа. Една од големите предност на користењето на овој контролер е можноста на графичкото програмирање со помош на програмскиот пакет LabVIEW. Графичкото програмирање е едноставно за разбирање за инженерите, овозможува едноставно креирање на програмскиот код, нуди голема флексибилност, брзо и едноставно проноаѓање и отстранување на грешките во кодот. Структурата на NIsbRIO контролерите е претставен на слика 6.5.1, а во табелата 6.5.1 претставени се и некои од неговите основни карактеристики.



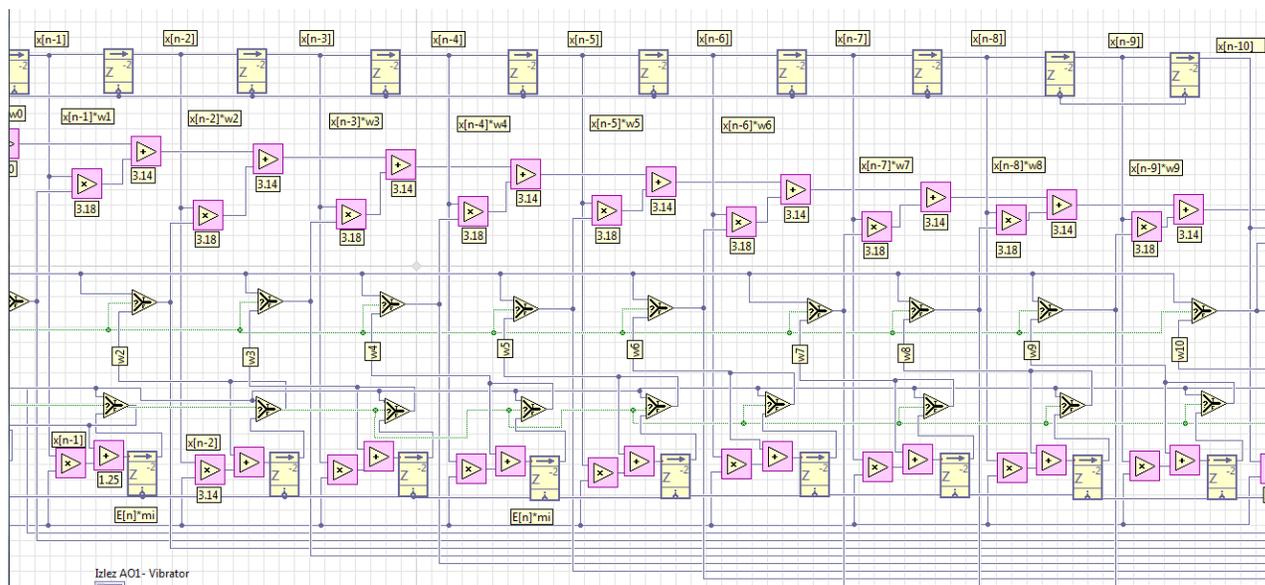
Слика 6.5.1: Структура на NIsbRio контролер

Табела 6.5.1: Главни карактеристики на sbRIO9636

Компонента	Карактеристика
Real time processor	400 Mhz, 256 MB RAM
FPGA	Xiliks 20 Mhz
Аналогни влезови	8 differencial $\pm 10V$ или 16 RSE ,16 bit
Дигитални влезови/излези	28, 3.3 v,
Комуникациски портови	RSR232, RSR 428, LAN, USB

За имплементација на адаптивниот алгоритам и дигиталниот филтер во реално време, контролерот мора сите субрутински операции да ги заврши во еден *sample* период. Времето на пресметка на операциите зависи од самата комплексност на филтерот, бројот на степени, како и од моќноста на самата контролната единица. За еден степен на дигиталниот филтер потребно е една операција на мултиплицирање, собирање и акумулирање. FPGA претставува репрограмбилна матрица од интерконектирани логички блокови. Ваквата структура на FPGA овозможува паралелно извршување на голем број математичките операции, а со тоа и голема процесирачка моќ што е еден од предусловите за имплементација на дигиталните филтри во реално време. Ресурсите во FPGA се лимитирани по број на логички блокови кои функционираат со начинот на фиксна запирака (*fixed point*). Конфигурирањето на вредностите со фиксна запирака, подразбира дефинирање на рангот на целите броеви и прецизноста на децималните броеви. Поголем ранг и прецизност, значат и поголеми ресурси од контролерот, како и поголемо потребно процесорско време за пресметка на потребните математички операции. За оптимална работа на контролерот, важно е правилно детерминирање на рангот и прецизноста на податоците, а со тоа и правилно искористување на ресурсите на контролерот и постигнување на оптимална брзината за пресметка на податоците.

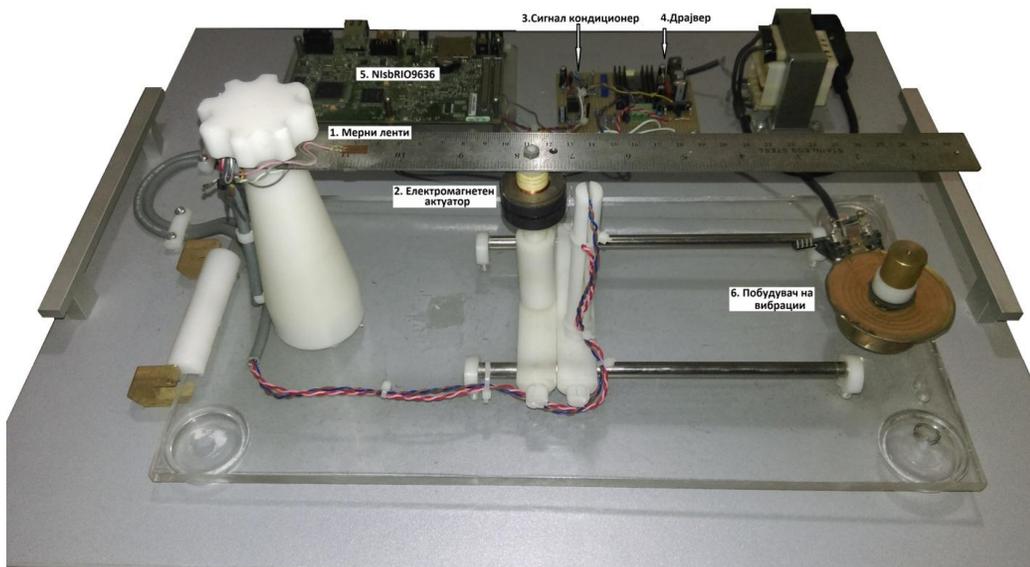
На слика 6.5.2 е прикажан дел од програмски код на адаптивниот дигитален филтер кој беше изработен во LabVIEW и имплементиран на реалниот контролер NI sbRIO9636.



Слика 6.5.2: Дел од програмскиот код на адаптивниот дигитален филтер изработен во LabVIEW

6.5.1. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

На слика 6.5.3 е прикажан целокупниот експериментален модел врз кој се извршија експерименталните истражувања. Целиот систем го сочинува еластичната механичка конструкција-конзола со вградените мерни ленти и електромагнетниот актуатор, кондиционер на сигнал, драјвер за актуаторот, контролна единица NIbRIO9636 и побудувачот на вибрации.

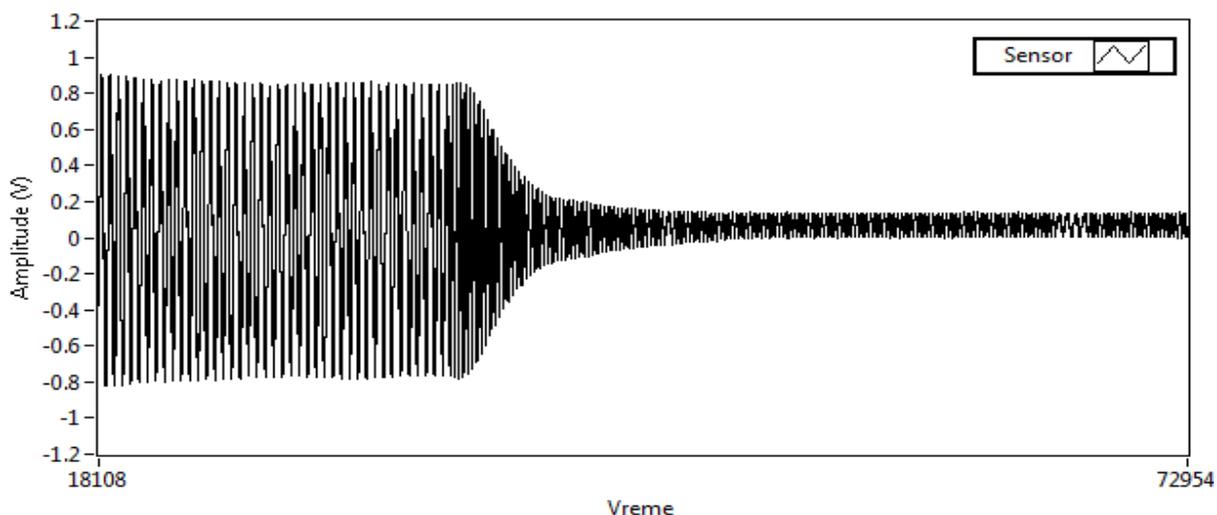


Слика 6.5.3: Експерименталниот сетап на целиот систем

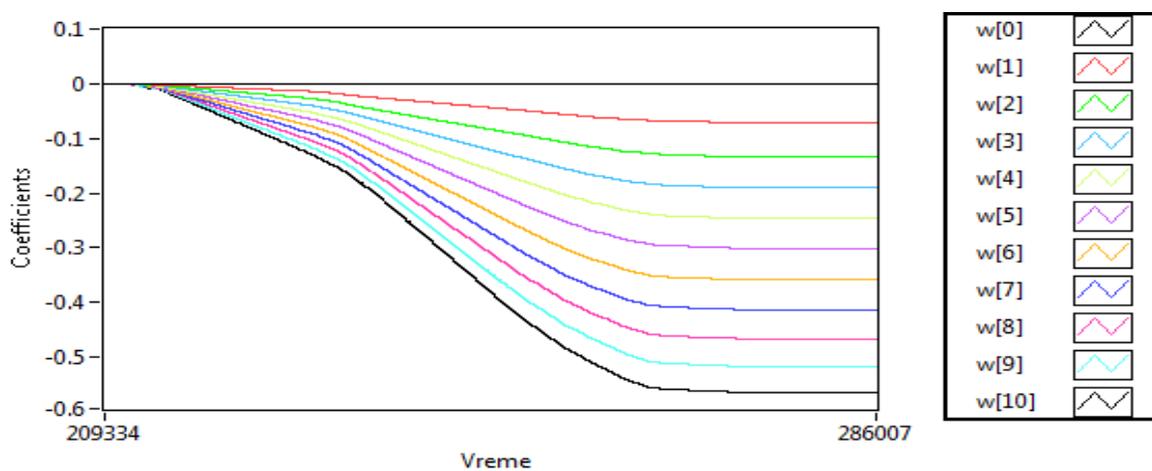
Во текот на експерименталното истражување беа комбинирани неколку вида на побуди кои се внесуваа во системот преку основата на конструкцијата. Параметрите на побудната сила која дејствува на еластичната структура не беа во можност прецизно да се опишат, поради самиот начин на создавањето и преносот на вибрациите. Побудните сили кои се генерираа од побудувачот на вибрации, беа со приближна фреквенција до првата сопствена фреквенција на конзолата, каде системот покажуваше најголема осетливост.

Првата генерирана побуда од побудувачот на вибрации е со мала амплитуда и фреквенција приближна до 9 Hz. На слика 6.5.4 е прикажан графикот каде е претставен одговорот на конзолата. На почеток од графикот еластичната конструкција е без вклучената контрола, а потоа може да се забележи и одговорот на конзолата при истата побуда со вклучената адаптивна контрола. На слика 6.5.5 е прикажана конвергенцијата на тежинските коефициенти. На почетокот пред вклучувањето на адаптивниот контролер, почетните тежински коефициенти се еднакви на нула. По вклучувањето на контролата, времето за кое тежинските коефициенти конвергираа кон оптималните коефициенти е помалку од 5 секунди, при што

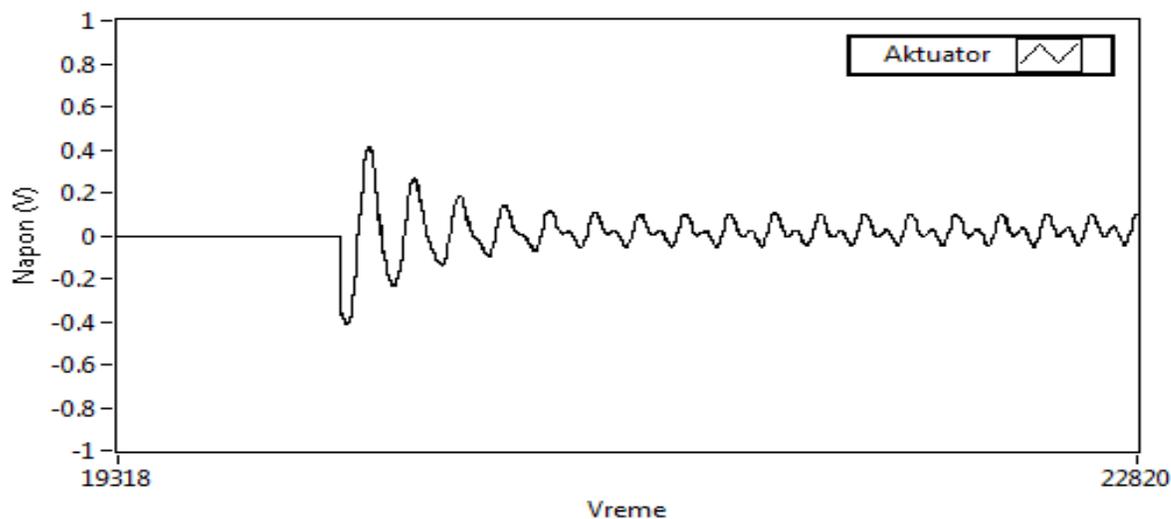
адаптивниот контролер успешно ги намали вибрациите на конзолата за повеќе од 75%. На слика 6.5.6 може да се види и обликот на сигналот кој е генериран од адаптивниот контролер за побуда на актуаторот. На слика 6.5.7 претставени се сигналите во реално време на осцилоскоп.



Слика 6.5.4: Одговор на конзолата при побуда со мала амплитуда, без контрола и со контрола



Слика 6.5.5: Конвергенција на тежинските коефициенти, при побуда со мала амплитуда



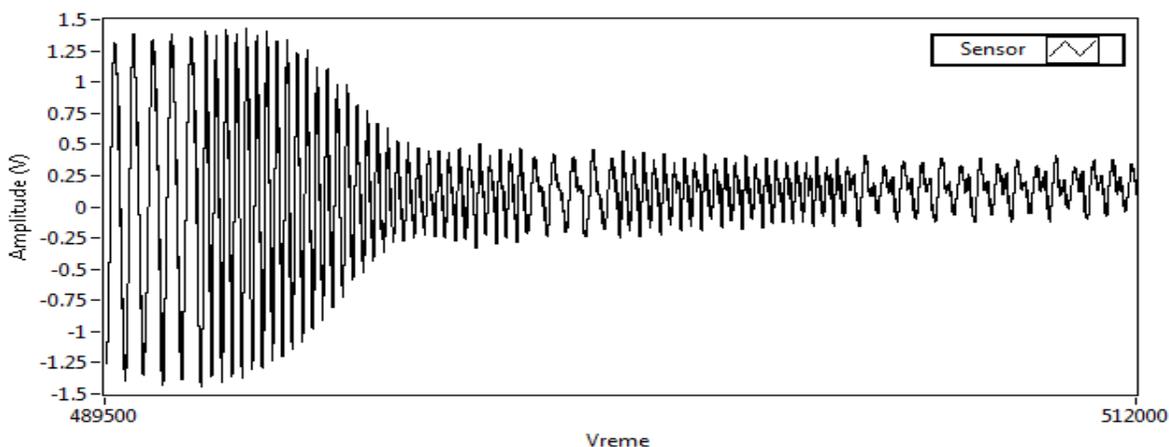
Слика 6.5.6: Генериран сигнал за актуаторот, при побуда со мала амплитуда



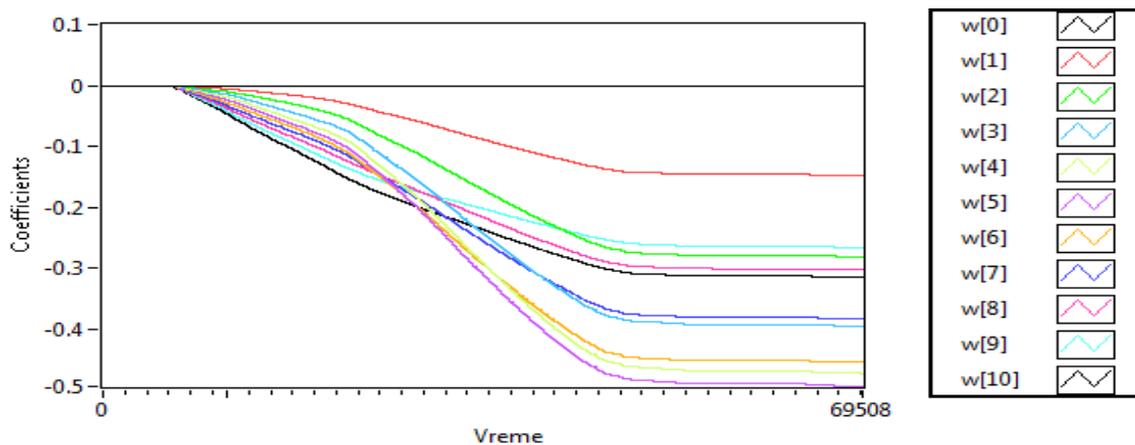
Слика 6.5.7: Сигналите претставени во реално време на осцилоскоп, при побуда со мала амплитуда

Втората генерирана побуда од побудувачот на вибрации е со голема амплитуда и со фреквенција блиска до 9 Hz. Големата амплитуда на побудувачот на вибрации предизвикува удари врз основата на конструкцијата, со што се иницираа дополнителни вибрации на конзолата. На овој начин пореметувачките сили кои дејствуваа на конзолата се комбинација од повеќето различни побуди. На слика 6.5.8 се забележува одговорот на конзолата пред вклучената адаптивна контрола и после вклучената адаптивна контрола, додека на слика 6.5.9 е прикажана конвергенцијата на тежинските коефициенти. Од тука се забележува значителна разлика во начинот на конвергенција на тежинските коефициенти, отколку тоа што е во предходниот случај. Потребното време за адаптирање на тежинските коефициенти се поклопија како и во предходниот случај, а вибрациите на конзолата исто така се намалија за повеќе од 75%. На слика 6.5.10 е прикажан и контролниот сигнал кој е генериран од адаптивниот

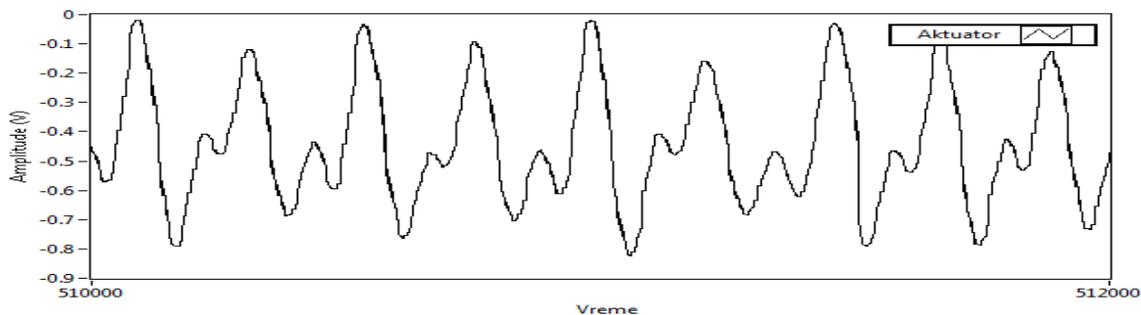
контролер за побуда на актуаторот, каде може да се забележи и поголемата комплексност во сигнал во однос на побудата со мала амплитуда. На слика 6.5.11 претставени се сигналите во реално време на осцилоскоп.



Слика 6.5.8: Одговор на конзолата при побуда со голема амплитуда, без контрола и со контрола



Слика 6.5.9. Конвергирање на тежинските коефициенти, при побуда со голема амплитуда

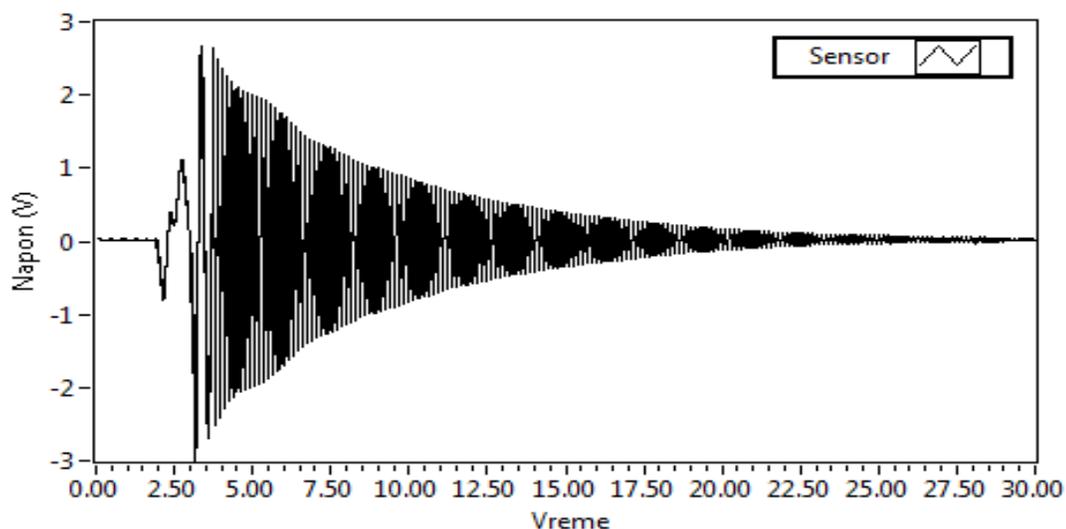


Слика 6.5.10: Генериран сигнал за актуаторот, при побуда со голема амплитуда



Слика 6.5.11: Сигналите претставени на осцилоскоп, при побуда со голема амплитуда

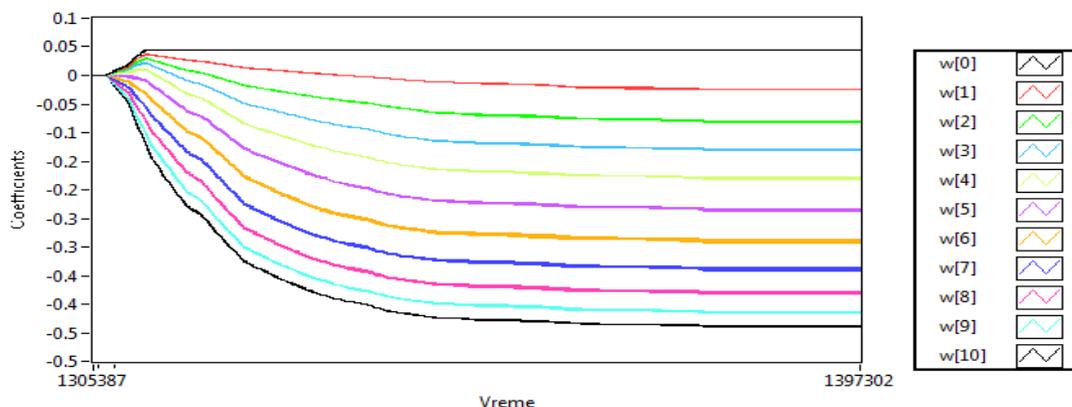
Како трет начин на кој се побудуваа вибрациите на конзолата е со иницијален удар на основата. Основата на конструкцијата е изведена на таков начин што овозможува да ротира на едниот крај, додека другиот крај е слободен. Слободниот крај на основата се подига на висина од 1.5 см и потоа по слободен пад се дозволува удар со подлогата. На овој начин се предизвикуваа вибрации на конзолата, за чие целосно смирување беа потребни повеќе од 15 секунди. На слика 6.5.12 прикажан е одговорот на конзолата при ваквиот начин на побуда.



Слика 6.5.12: Одговор на конзолата при слободен удар на основата

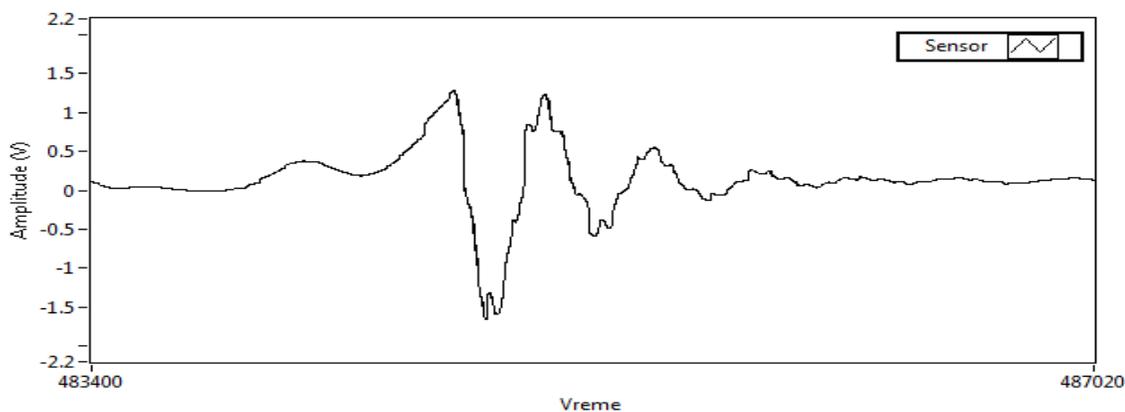
Со вклучената адаптивна контрола, само при првиот удар на основата, тежинските коефициенти се адаптираат на вредности со кои целосното смирување на вибрациите на конзолата се намали од 15 секунди на 5 секунди. Со вториот и третиот удар на основата,

тежинските коефициенти конвергираа кон стабилните вредности. Конвергирањето на тежинските коефициенти со овој начин на побуда е прикажано на слика 6.5.13. Целосното смирување на конзолата со стабилизирани тежински коефициенти е за време од 0.6 секунди, со што покажа одлично совпаѓање со времето добиено при симулација на системот со единична отсочна функција.

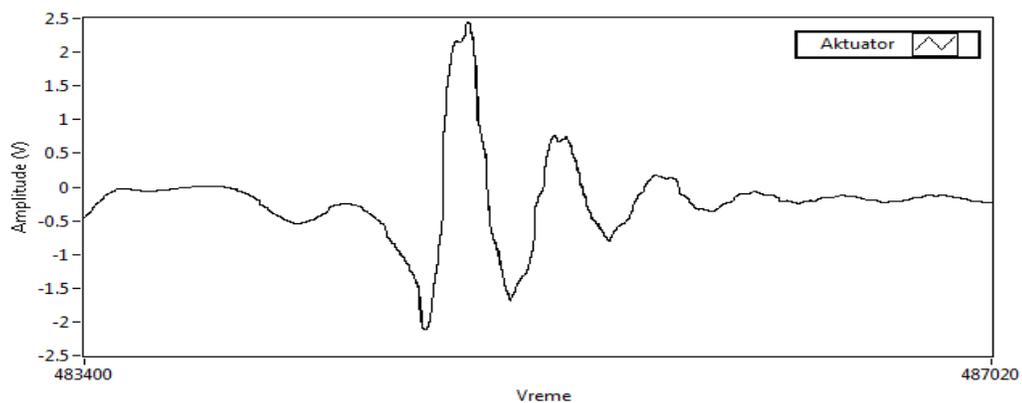


Слика 6.5.13: Конвергенција на тежинските коефициенти при слободен удар на основата

На слика 6.5.14 е прикажан одговорот на конзолата при побуда удар на основата, откако вредностите на тежинските коефициенти предходно се стабилизирани. На слика 6.5.15 прикажан е генерираниот сигнал со кој се поништува побудата. На слика 6.5.16 прикажани се двата сигнали во реално време на осцилоскоп, додека на слика 6.5.17 може да се види е фазната разлика помеѓу сигналот од мерените поместувања на конзолата и генерираниот контролен сигнал за актуаторот, при ваквиот тип на побуда. Во конкретниот случај во временски интервал тоа е 10 ms.



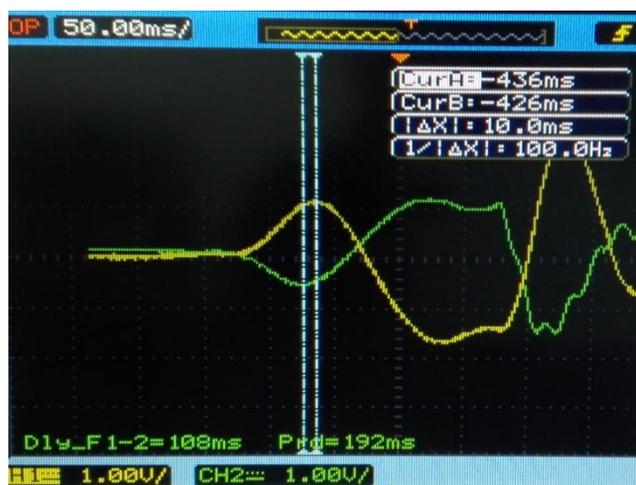
Слика 6.5.14: Сигнал од мерните ленти при слободен удар на основата



Слика 6.5.15: Генериран сигнал за актуаторот при слободен удар на основата



Слика 6.5.16: Сигналите во реално време на осцилоскоп при слободен удар на основата



Слика 6.5.17: Фазна разлика помеѓу сигналот од мерените поместувања и генерираниот сигнал за актуаторот

7. ЗАКЛУЧОЦИ И ПРЕПОРАКИ ЗА ИДНИ ИСТРАЖУВАЊА

Основна цел во оваа магистарска работа се анализа на ефикасноста на активен систем за намалувањето на вибрациите со примена на адаптивен контролен алгоритам кај конзола со интегрирани тензомерните ленти и електромагнетен актуатор. Истражувањата се во насока на детална теоретска анализа, поткрепена со симулациони методи и експериментални истражувања.

За остварување на целите на магистарската работа е изработен целокупен интегриран систем составен од: еластична механичка конструкција во облик на конзола, мерни ленти од производителот НВМ-тип 6/120LY11, мерен систем и електромагнетен актуатор со соодветен драјвер. Контролната единица која се употреби за извршување на програмскиот код е контролер во реално време од серијата NI sbRIO-9636.

Истражувањата во магистарската работа дадоа јасна претстава и прилог во повеќе области кои се од интерес на магистарската работа. Моделирањето и теоретската анализа на динамичкото однесување на механичкиот систем со примена на Ојлер-Бернули теоријата за еластичност на линиски носачи даде јасна претстава на можноста за употреба на теоретските модели во реалните апликации на контрола на вибрациите. Добиените резултати од аналитичкиот модел и добиените резултати од експериментални истражувања покажаа одлично поклопување.

Со примената на тензомерните ленти и со реалната реализацијата на мерениот систем се воочија предностите и недостатоците од примената на тензомерните ленти како сензор за оценка

вибродинамичката состојба на механичката структура. Како предности може да се издвојат: незначителната маса која се додава на конструкцијата, непостоење на движечки делови, голем фреквентен опсег, едноставна монтажа, лесна достапност и цена. За имплементацијата на тензометарските ленти како сензор за мерење на механичките големини, потребно е да се постават математички релации помеѓу механичките деформации на механичката структура со промената на отпорот на тензомерните ленти. Сигналите добиени од мерниот мост се во ранг на микро волти, со што се повлекува потребата од анализа и решавање на проблематиката за филтрирање, засилување, изолација, линеаризација и конверзија на сигналот. Еден од најголемите предизвици при реализацијата на реалниот мерен систем беше токму да се постигне стабилен и прецизен мерен систем. Правилниот изборот на компонентите од кој е изграден мерниот систем претставува еден од главните критериуми за постигнување квалитетен и стабилен мерен систем. Најмалите поместување во карактеристиките на системот поради промена на температурата на компонентите или надворешни пречки, може да предизвика големи непрецизности и грешки во мерењето. Потребното засилување на сигналот од мостот до аквизиционата опрема е со фактор од 11045 пати. Варијации на напонот на мерниот мост од само ± 0.0001 волт ќе предизвика поместување во засилениот сигнал од ± 1.1 волти, односно грешка во мерењето на поместување на конзолата од ± 2.5 милиметри. Конфигурацијата на мерниот мост мора да обезбеди температурна компензација, додека отпорниците кои припаѓаат во гранките на мерниот мост како и на аналогните засилувачи, мора да бидат со големи прецизности. Аналогните засилувачи исто така мора да биде со висок квалитет и со карактеристики наменети за засилување на мали сигнали какви што се сигналите од мерните мостови со тензомерните ленти.

Тензомерните ленти и целокупниот мерниот систем беше тестиран за време на изработката на оваа магистарска работа во период од 3 години. За време на овој период тензомерните ленти и целокупниот мерен систем покажа конзистентност и не се појавија никакви промени во карактеристиките на мерениот систем. На овој начин се докажа, дека со правилна употребата тензомерните ленти може да се користат како соодветни сензори во апликациите за контрола на вибрациите во подолг временски период. Како главен недостаток може да се потенцира е токму дополнителната опрема која е неопходна за кондиционирање на сигналот.

Примена на електромагнетен актуатор за активна контрола на вибрациите и поставување на намотката директно на механичкиот систем ги истакна предностите и

недостатоците на овој концепт. Како главни предности се истакнуваат избегнувањето на дополнителни конструктивни компоненти за актуаторот како на пример: линеарни лежишта, водилка и пружина. На овој начин се елиминираа потенцијалните загуби на енергија од триење на овие компоненти, нивното дополнително влијание врз динамиката на механичката конструкција, непостоење на хистерезис и зјај за пренос на силата, а од друга страна потребата за одржување на актуаторот е сведена на минимум. Како слабост на овој концепт од конструктивен аспект може да се истакнат: потреба од потпора на која се фиксира перманентниот магнет. Потребно е дополнително подесување и центрирање на намотката и перманентниот магнет, додека релативното движење помеѓу намотката и перманентниот магнет не е концентрично. Ако не се земат овие ограничување во предвид, тогаш при движење на намотката можно е да се предизвика контакт со перманентниот магнет и опасност за оштетување на намотката. Како недостаток на овој концепт, исто така може да се издвоји и усложување на математичкиот модел на актуаторот кој станува интегрален дел од механичката конструкција. Имајќи предвид дека математичкото моделирање со примена на физичките зависимости за елементите од системот бараат воведување на многу апроксимации кои би довеле до поголеми неточности во моделот, се наметна потребата од примена на техниките на идентификација на системите. Методологијата за идентификација на системот, претставува процес на креирање на математички модел со кој се опишува динамиката на системот врз база на измерени влезни излезни податоци. Методот со кој се постави математичкиот модел е експериментално-симулационен метод, каде дел од потребните параметри на математичкиот модел се добија преку симулација, а дел преку експерименталните истражувања. Овој метод се покажа како погоден начин да се моделира електромагнетниот актуатор како интегриран дел од механичката структура-конзола. Изведениот математички модел се користеше за понатамошните истражувања за анализа на динамиката на конзолата како и за тестирање на алгоритмите за контрола на вибрациите. Добиени резултати во процесот на симулација покажаа совпаѓање со добиените резултати од експерименталните истражувања со што се верификува изведениот математички модел. Со извршените симулациони и експериментални истражувања, предложениот електромагнетен актуатор покажа висока динамика и способност за негова имплементација на механички структури со висока динамика.

Симулацијата и анализата на адаптивен контролер во функција за намалување на вибрациите на еластичната механичка структура да даде придонес кон можностите за примена на контролерот во реални системи, а неговата имплементација на контролер во реално време ги истакна придобивките и ограничувањата при практичната реализација на

контролерот во мехатронички систем со висока динамика. Во текот на симулацијата контролниот адаптивен алгоритам беше тестиран за фреквентно подрачје на побуди од 0-20 Hz. Како еден од најважните елементи за соодветна примена на адаптивниот LMS алгоритам е правилниот избор на коефициентот μ со кој се определува скокот или брзината на конвергенција на тежинските коефициентите $w_{[n]}$. Малиот коефициент μ води до поспора конвергенција на тежинските коефициенти, но шансите за прескок на оптималните коефициенти е помал, додека спротивно на ова поголемите коефициенти водат да побрза конвергенција на тежинските коефициенти, но исто така можноста да се направи прескок на оптималните тежински коефициенти е многу поголема. При појава на прескок, не постои можност повторно да се постигнат оптималните тежински коефициенти и системот влегува во нестабилност. Имплементацијата на дигиталниот филтер и адаптивниот LMS алгоритам на реалната процесорска единица sbRIO9636 се помош на софтверскиот пакет LabVIEW се покажа како едноставен за негова реализација, а самото графичко програмирање нуди едноставност и флексибилност при изработката на програмскиот код.

Во текот на експерименталното истражување беа комбинирани неколку вида на побуди кои се внесуваа во системот преку основата на конструкцијата. Побудните сили кои се генерираа од побудувачот на вибрации, беа со приближна фреквенција до првата сопствена фреквенција на конзолата, каде системот покажуваше најголема осетливост. Како дополнителна можност за побудување на вибрациите на конзолата е со иницијален удар на основата на конструкцијата. На овој начин се предизвикуваа вибрации на конзолата, за чие целосно смирување беа потребни повеќе од 15 секунди. Во сите начини на побуда, адаптивниот алгоритам успешно ги адаптира тежинските коефициенти на дигиталниот филтер за време помало од 5 секунди. По стабилизација на тежинските коефициенти, намалувањето на вибрациите во област околу резонантното подрачје на конзолата се намалија за повеќе од 75%. Вибрациите на конзолата при побуда на удар на основата на конзолата, од 15 секунди без вклучена контрола се намали за време од 0.6 секунди со вклучена контрола. Адаптивниот дигитален филтер како контролер за намалување на вибрациите на конзолата се потврди како успешен контролер во намалување на вибрациите на конзолата. Врз основа на добиените симулациони и експериментални резултати се докажа висока ефикасност и флексибилност на адаптивниот контролер во намалувањето на вибрациите на конзолата.

Како дополнителна важна забелешка која е потребно да се потенцира е дека контролата не смее да биде вклучена, ако веќе предходно вредноста на осцилациите го преминале

максималното дозволено ниво за кое системот е проектиран. Ако амплитудата на осцилациите е поголема од проектираното дозволено ниво, при вклучување на контролата, актуаторот добива вредности кои го доведуваат во заситување. На овој начин системот нема да ги намалува вибрациите, туку ќе доведува до нивно зголемување. При самото дизајнирање на контролерот треба да се земе во предвид фреквентниот појасот на фреквенции за кој контролерот може да одговори. Фреквентниот појас на адаптивниот филтер зависи и од неговата структура, но исто така е ограничен и од времето на семплирање. Според Никвистовата теорема, максималната горна граница на фреквенција на кој адаптивниот филтер ќе биде ефикасен ќе биде два пати помала од фреквенцијата на семплирање. Според ова, не е возможно е да се направи еден контролер кој ќе одговори на многу широк спектар на фреквенции.

Моделот предложен во магистарската работа е едноставена геометриска структура и константен напречен пресек. Комплексноста се зголемува доколку системот што се анализира е со сложена геометриска форма и променлив напречен пресек. Анализата на комплексните структури многукратно се усложнува, а потребата за успешна контрола на вибрациите побарува и поголеми ресурси како што се помоќни мрежно поврзани контролери, способни за обработка на МИМО системите, односно системи со поголем број на сензори и актуатори.

Како препорака за натамошни истражувања може да се предложат следните полиња: проширување на контролата за поголем спектар на побудни фреквенции, користење на електромагнетниот актуатор истовремено и како сензор, определување на поместувањата на конзолата со помош на мерните ленти и при повисоките модови на осцилирање на конзолата, тестирања на различни контролни алгоритми.

Определувањето на карактеристиките на материјалот за механички систем конзола, исто така може да биде дополнителна интересна област од мерната техника. Со мерење на фреквенцијата и определување на модовите на осцилирање на конзолата, може да се определат карактеристиките на материјалот како што се: модулот на еластичност, специфичната густина, инерцијалниот отпорниот момент, напречниот пресек, маса, крутост и т.н.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] S. Timoshenko, "Vibration problems in engineering," D. Van Nostrand Company, INC. 1937
- [2] Rahimullah Sarban, Richard W. Jones, Emiliano Rustighi and Brian R. Mace, "Active Vibration Isolation Using a Dielectric Electro-Active Polymer Actuator," Journal of System Design and Dynamics, Vol. 5, No. 5, 2011
- [3] Dong-Pyo Hong, Ha-Young Hwang, Moo-Yean Lee, Yang-Keun Jo, Duc-Thauan Vu, "New Electro-Magnetic Actuator for Active Vibration Isolators," International journal of precision engineering and manufacturing vol. 16, no. 1, pp. 209-212, January 2015
- [4] Yun-Hui Liu, Hung-En Hsieh, and Wei-Hao Wu, "Phase shift compensation on active vibration isolation system using adaptive signal processing," Circuits and Systems (APCCAS), 2014 IEEE Asia Pacific Conference, pp. 455-458, Nov. 2014
- [5] Yun-Hui Liu and Wei-Hao Wu, "Active Vibration Isolation Using a Voice Coil Actuator with Absolute Velocity Feedback Control," International Journal of Automation and Smart Technology, AUSMT Vol. 3 No. 4, 2013
- [2] A. P. French, "Vibrations and waves," The M.I.T. introductory physics series, Norton, 1971
- [3] Tony L. Schmitz., K. Scott Smith., "Mechanical Vibrations," Charlotte, NC, USA, 2012
- [4] Singiresu S. Rau., "Mechanical Vibration," Prentice Hall, 5 edition, September 17, 2010
- [5] Andrea Preumont, "Vibration Control of Active Structures" Springer, 3rd edition, 2013
- [6] Robert H. Bishop, "The Mechatronics handbook," CRC Press, 2nd edition, December 14, 2007
- [7] Alan S Morris, "Measurement and Instrumentation Principles," Butterworth-Heinemann, 3 edition, April 10, 2001
- [8] John P. Bentley, "Principles of Measurement Systems," Longman Pub Group, 3 edition, 1995
- [9] John R. Brauer, "Magnetic actuators and sensors," John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006
- [10] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, "Discrete time signal processing," 2nd edition, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1989

- [11] Joaquim P. Marques de Sá, "Applied Statistics," Springer, 2nd edition, July 20, 2007
- [11] Анание Илиевски, Љубица Тодоровска-Ачиева, Наќе Бабамов, "Јакост на материјалите," Машински факултет, Скопје 2011
- [12] Виктор Гавриловски, "Мехатронички системи," Интерна скрипта, Машински факултет, Скопје
- [13] Златко Петревски, "Мерење и процесирање на сигнали," Интерна скрипта, Машински факултет, Скопје
- [14] Јована Јованова, "Анализа на динамичките карактеристики на активните системи со пиезоелектрични површински актуатори ," Докторска дисертација, Машински факултет, Скопје 2015
- [15] Фросина Талевска, "Анализа на динамичкото однесување на „паметни“ линиски носачи," Магистарска работа, Машински факултет, Скопје 2014
- [16] Билјана Чкрипевска, "Математички методи за моделирање и анализа на динамички системи," Магистарска работа, Машински факултет, Скопје 2014
- [18] Qing Ou, XiaoQi Chen, Stefanie GutschmidtS, Alan Wood and Nigel Leigh, "A Two-mass Cantilever Beam Model for Vibration Energy Harvesting Applications," Automation Science and Engineering (CASE), IEEE, pp. 301-306, 2010
- [19] Yi-De Chen, Chyun, Chau Fuh and Pi-Cheng Tung, "Application of Voice Coil Motors in Active Dynamic Vibration Absorbers," Magnetics, IEEE Transactions on Volume.4, Issue 3, pp. 1149-1154, 2005
- [20] Bryan P. Ruddy, Ian W. Hunterand, Andrew J. Taberner, " Optimal Voice Coil Actuators for Needle-free Jet Injection,"
- [22] Baek Ju Sung, Do Sik Kim, Dong Soo Jung, "Design and Accelerated Life Test of Voice Coil Type Linear Actuator for Valve Operation," Electrical Machines and Systems (ICEMS) International Conference, pp. 1948-1954, October 2013
- [23] Nicholas Krouglicof, Michael Morgan, Nikhil Pansare, Taufiqur Rahman, and Dion Hicks, "Development of a Novel PCB-Based Voice Coil Actuator for OptoMechatronic Applications," International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2013 IEEE/RSJ November, 2013. Tokyo, Japan

- [25] Shashikala Prakash, Renjith Kumar T.G, Subramani H., "An FPGA Implementation of the LMS Adaptive Filter for active vibration control," International Journal of Research in Engineering and Technology, Volume: 02 Issue: 10, Oct-2013
- [26] Zhenyan Wang, Wenguang Zhang, "Adaptive Active Vibration Control for a Piezoelectric Stewart Platform," Intelligent Computing and Intelligent Systems, 2009. ICIS 2009. IEEE International Conference, Volume:2, pp. 752 - 756, Nov. 2009
- [27] Huang Quanzhen, Gao Zhiyuan, Gao Shouwei, Shao Yong, Zhu Xiaojin, "Comparison of LMS and RLS Algorithm for Active Vibration Control of Smart Structures," Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2011 Third International Conference, Volume:1, pp.745- 748, Jan 2011
- [30] Qin Tinggao, Huang Quanzhen, Gao Zhiyuan, Zhu Xiaojin, "Analysis of Adaptive Filter Feedforward Control Algorithm Based on IIR Mode for Active Structure Vibration Control," Intelligent Computing and Intelligent Systems, 2009. ICIS 2009. IEEE International Conference, Volume 2, pp. 90-94, Nov 2009
- [31] Miroslav M Jovanovic, Aleksandar M Simonovic, Nemanja D Zoric, Nebojsa S Lukic, Slobodan N Strupar, Ardeshir Guran, "Active Vibration Control of Composite Beam Using a Strain Gauges Sensor and Piezoelectric Patch Actuator" International Symposium on Stability, Vibration Control of Machines and Structures, SVCS2014, July 3-5, 2014, Belgrade
- [32] Tai-Hong Cheng, Andil-Kwonoh, "Coil-based Electromagnetic Damper and Actuator for Vibration Suppression of Cantilever Beams," Journal of Intelligent Material Systems and Structures, volume: 20, pp. 2237-2247, October 2009
- [33] Peter Naucler, "Modeling and Control of Vibration in Mechanical Structures," IT Licentiate theses, Uppsala University, October 2005